

Michael A. Baldauf

Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung

Michael A. Baldauf

**Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim
Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 76

Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung

von
Michael A. Baldauf

Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2014

Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark of Karlsruhe
Institute of Technology. Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover – is licensed under the
Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 DE License
(CC BY-SA 3.0 DE): <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/de/>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons
Attribution-No Derivatives 3.0 DE License (CC BY-ND 3.0 DE):
<http://creativecommons.org/licenses/by-nd/3.0/de/>*

Print on Demand 2015

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-0308-8

DOI 10.5445/KSP/1000044724

Vorwort

Die Entwicklung des Mobilfunks hat in den vergangenen 25 Jahren zu einer regelrechten Revolution der Kommunikation und Datenübertragung geführt. Der Mobilfunk wird weltweit genutzt und es ist absehbar, dass er in den kommenden Jahren weitere Innovationen und weiteren Ausbau erfahren wird. Die Abstrahlung und der Empfang elektromagnetischer Wellen von so genannten Basisstationen und Mobilgeräten – wie Handys, Tablets oder Rechnern – bilden die Basis des Mobilfunks. Inhärent ist damit eine elektromagnetische Belastung verbunden, welche primär von zwei Faktoren beeinflusst wird:

- der Konfiguration der Basisstationen,
- dem Aufkommen an Kommunikation und Daten.

Die Untersuchung dieser Einflüsse auf die Gesamtexposition und auf die Versorgung sind die Themen der von Herrn Baldauf vorgelegten Dissertation.

Für die Modellierung der Funkwellenausbreitung vergleicht Herr Baldauf das COST Hata-Modell und das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell des IHE und berücksichtigt dabei die Einflussgrößen der Basisstationen, wie Richtcharakteristiken und deren Ausrichtung, die Leistung und die Ausbreitungs Umgebung. Nutzer können über verschiedene Verfahren den Basisstationen zugeordnet werden. Für diese Verfahren werden die Expositionen in dem realistischen Szenario der Oststadt von Karlsruhe für unterschiedliche Ausbaustufen des Basisstationsnetzes und abhängig von der Zahl der Teilnehmer untersucht. Es werden statistische Größen der Exposition als Funktion der „Kommunikationsdichte“ in den unterschiedlichen Bereichen hergeleitet und daraus Empfehlungen für die Minimierung der Exposition erarbeitet. Die Arbeit von Herrn Baldauf wird es den Mobilfunkunternehmen ermöglichen ihre Netze und Verfahren zu optimieren und dabei die Exposition in Grenzen zu halten.

Ich wünsche Herrn Baldauf auf seinem weiteren Weg, dass seine wissenschaftliche Kreativität und sein Ideenreichtum ihn zu technischen und wirtschaftlichen Erfolgen führen und dass er dafür die Kraft aus seinem privaten Umfeld schöpft.

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

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

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

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung (1992)
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen (1992)
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell (1993)
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation (1993)
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung (1994)
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten (1994)
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models (1995)
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen (1994)
- Band 9 Gerd Gottwald
Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode (1995)
- Band 10 Norbert Geng
Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung (1996)
- Band 11 Torsten C. Becker
Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting) (1996)

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

- Band 12 Friedhelm Rostan
Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme (1996)
- Band 13 Markus Demmler
Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Charakterisierung von Mikrowellentransistoren (1996)
- Band 14 Andreas Froese
Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern (1996)
- Band 15 Jürgen v. Hagen
Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An Integral Representation Based Model (1997)
- Band 16 Ralf Pötzschke
Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische Metallphasenbildung (1998)
- Band 17 Jean Parlebas
Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung (1998)
- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA) (1998)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetztter Ultraschallimpulse hoher Intensität (1998)
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang (1998)
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation (1998)
- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk (1999)
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäude-funkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse (2000)

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

- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels (2000)
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems (2000)
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk (2000)
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren (2000)
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge (2001)
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik (2001)
- Band 30 Xuemin Huang
Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms (2001)
- Band 31 Martin Fritzsche
Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren (2001)
- Band 32 Siegfried Ginter
Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall (2002)
- Band 33 Young Jin Park
Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar (2002)
- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung (2002)
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen (2002)

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

- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics (2002)
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas (2003)
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken (2003)
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden (2003)
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz (2004)
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays (2004)
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar (2004)
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation (2005)
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen (2005)
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen (2006)
- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic (2006)
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO) (2006)
- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hoch-intensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen (2006)

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

- Band 49 Thomas Dreyer
**Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung
hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie (2006)**
- Band 50 Stephan Schulteis
**Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte
für multimediale Anwendungen (2007)**
- Band 51 Werner Sörgel
**Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik
(2007)**
- Band 52 Reiner Lenz
**Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger
für satellitengestützte SAR-Missionen (2007)**
- Band 53 Christoph Schwörer
**Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenzvervielfacher
und Mischer oberhalb 100 GHz (2008)**
- Band 54 Karin Schuler
**Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-
Radar-Sensorik (2007)**
- Band 55 Christian Römer
Slotted waveguide structures in phased array antennas (2008)

Fortführung als

**"Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik
und Elektronik" bei KIT Scientific Publishing
(ISSN 1868-4696)**

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

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die Bände sind unter www.ksp.kit.edu als PDF frei verfügbar
oder als Druckausgabe bestellbar.

- Band 55 Sandra Knörzer
**Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme
bei Hochgeschwindigkeitszügen** (2009)
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
**Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien
für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten** (2009)
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
**Strategies for Time Domain Characterization of UWB
Components and Systems** (2009)
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
**Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-
Übertragung** (2010)
ISBN 978-3-86644-460-7
- Band 59 Juan Pontes
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas
for Urban Communication** (2010)
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige
Systeme hoher Leistung** (2010)
ISBN 978-3-86644-522-2
- Band 61 Grzegorz Adamiuk
**Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear
polarisierten Antennen für die UWB-Technik** (2010)
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
**AlGaIn/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized
Power-Added Efficiency for X-Band Applications** (2011)
ISBN 978-3-86644-615-1

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

- Band 63 Małgorzata Janson
Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme (2011)
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
Dekontaminierung verseuchter Böden durch Mikrowellenheizung (2011)
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb (2011)
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen (2012)
ISBN 978-3-86644-879-7
- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications (2012)
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes (2013)
ISBN 978-3-86644-986-2
- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug (2013)
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren (2013)
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirełło
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems (2013)
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications (2014)
ISBN 978-3-7315-0147-3

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

- Band 73 Sebastian Diebold
**Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von
monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den
hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich (2014)**
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
**Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-
Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip (2014)**
ISBN 978-3-7315-0234-0
- Band 75 Marlene Harter
**Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler
Strahlformung für industrielle Anwendungen (2014)**
ISBN 978-3-7315-0249-4
- Band 76 Michael A. Baldauf
**Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk
unter Gewährleistung der Versorgung (2015)**
ISBN 978-3-7315-0308-8

Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Phys. Michael Alexander Baldauf

geb. in Öhringen

Tag der mündlichen Prüfung:

24. November 2014

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Kürner

Vorwort des Autors

Wesentliche Ideen und erste Ergebnisse für die Inhalte dieser Arbeit habe ich während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der damaligen Universität Karlsruhe (TH) gesammelt. Nach meinem Wechsel in die Industrie habe ich die bis dahin vorliegenden Konzepte weiter verfeinert und durch weitere Berechnungen ergänzt, so dass schließlich das vorliegende Werk entstanden ist.

Ich danke Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck, dem früheren Institutsleiter des IHE, für die exzellente Betreuung als Hauptreferent. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Kürner von der Technischen Universität Braunschweig für die Übernahme des Korreferates. Dem Prof. Wiesbeck nachfolgenden Institutsleiter des IHE, Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick, gebührt gleichfalls mein Dank für die weitere Unterstützung.

Herrn Dr.-Ing. Werner Sörgel danke ich für den regen Austausch und die hilfreichen Kommentare im Hinblick auf die Erstellung der Dissertation. Für die kritische Durchsicht des Manuskriptes in der Endphase danke ich Herrn Dr.-Ing. Christian Sturm.

Zu der angenehmen Atmosphäre am Institut haben die vielen freundlichen Kollegen beigetragen. Stellvertretend erwähnen möchte ich meine langjährige Zimmerkollegin, Frau Dr.-Ing. Sandra Merkel, mit der ich zahlreiche fachliche Diskussionen führen konnte. Das Personal in den Bereichen Verwaltung und Technik, insbesondere Frau Karin Richter und Herr Ronald Vester, haben mich bei organisatorischen und technischen Dingen oftmals auch sehr kurzfristig unterstützt. Hierfür ein herzliches Dankeschön!

Ein besonderer Dank gebührt meiner Frau Bettina für ihre nahezu endlose Geduld im Hinblick auf die Fertigstellung meiner Dissertation. Unsere Kinder Daniel, Matteo und Bennet haben sichergestellt, dass praktisch jederzeit genügend Abwechslung vom Arbeiten an der Dissertation vorhanden war.

Im Januar 2015

Michael Baldauf

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation und Umfeld der Arbeit	2
1.2	Aufgabenstellung	3
1.3	Lösungsansatz	4
1.3.1	Szenario mit regulärer Netzstruktur	6
1.3.2	Teilgebiet der Stadt Karlsruhe	6
1.4	Gliederung der Arbeit	7
2	Sicherheitskonzept in der Mobilkommunikation	9
2.1	EMV und EMVU	9
2.1.1	Elektromagnetische Verträglichkeit	10
2.1.2	Elektromagnetische Umweltverträglichkeit	11
2.2	Wärmewirkung von elektromagnetischen Feldern	13
2.3	Grenzwertkonzept der ICNIRP-Richtlinien	14
2.3.1	Wirkungen elektromagnetischer Felder und Basisgrenzwerte	15
2.3.2	Referenzwerte	18
2.3.3	Immissionen von mehreren Quellen	21
2.4	Relevante Gesetze und Verordnungen für Deutschland	22
2.4.1	26. BImSchV	22
2.4.1.1	Grenzwerte für Feldgrößen	23
2.4.1.2	Grenzwerte für äquivalente Leistungsdichten	24
2.4.2	Standortbescheinigungsverfahren	26
2.4.2.1	Standortbescheinigung	26
2.4.2.2	Sicherheitsabstände	27
2.5	Exposition durch Mobilstationen	29
2.6	Zusammenfassung	29
3	Grundlagen	31
3.1	Richtcharakteristik	31
3.2	Antennengewinn	33
3.2.1	Richtungsabhängiger Gewinn	34
3.2.2	Polarisationsabhängiger Gewinn	34

3.2.3	Direktivität	35
3.2.4	Mittlerer effektiver Gewinn des Funkkanals	35
3.3	Feldregionen	36
3.4	Mehrwegeausbreitung	37
3.4.1	Grundlegende Beschreibung	38
3.4.1.1	Betrachtung einzelner Pfade	39
3.4.1.2	Überlagerung mehrerer Pfade	42
3.4.2	Effekte	43
3.4.2.1	Winkelspreizung	44
3.4.2.2	E/H -Verhältnis	45
3.5	Polarisation	47
3.5.1	Polarisationsfehlانpassung	48
3.5.2	Poincaré-Winkel	48
3.6	Funkfelddämpfung	51
4	Systemrelevante Elemente und Parameter	55
4.1	Antenne an der Basisstation	55
4.1.1	Grundsätzliche Anforderungen	55
4.1.2	Kommerzielle Mobilfunkbasisstationsantenne	59
4.1.3	Modellierte Antenne	61
4.1.4	Modellierte Antenne im Vergleich zur kommerziellen Mobilfunkbasisstationsantenne	64
4.2	Antenne an der Mobilstation	67
4.2.1	Modell	67
4.2.2	Richtcharakteristik und Gewinn	69
4.2.3	Positionierung der Mobilstation	71
4.3	Erforderliche Empfangsleistungen	71
4.4	Netzlast	73
4.5	Bestimmung der Sendeleistungen	74
4.5.1	Sendeleistung der Mobilstation	77
4.5.2	Sendeleistung der Basisstation	78
4.5.3	Sendeleistungsregelung	80
4.6	Versorgungswahrscheinlichkeit	82
5	Expositionsbestimmung im urbanen Gebiet	87
5.1	Varianten der Expositionsbestimmung	88
5.1.1	Direkte Bestimmung über die Feldstärken	88
5.1.2	Direkte Bestimmung über die äquivalenten Leistungsdichten	89

5.1.3	Indirekte Bestimmung über die Funkfelddämpfung . . .	90
5.1.3.1	Ebene Welle	91
5.1.3.2	Genereller Fall	92
5.2	Erweiterung des Begriffes der Funkfelddämpfung	93
5.2.1	Funkfelddämpfung L_{exp}	96
5.2.2	Funkfelddämpfung L_{cov}	97
5.3	Kenngrößen zur Bewertung der Exposition	99
5.3.1	Mittelwert	100
5.3.2	Medianwert	101
5.3.3	95%-Perzentil	101
5.3.4	Maximalwert	101
5.4	Zusammenfassung	103
6	Modellierung der Funkwellenausbreitung	105
6.1	Freiraumausbreitung	107
6.2	Erweitertes COST-Hata Modell	109
6.2.1	Funkfelddämpfung für urbane Gebiete	111
6.2.2	Berücksichtigung der Bebauung	112
6.2.3	Berücksichtigung der Polarisationsseigenschaften	115
6.2.4	Funkfelddämpfung L_{cov}	116
6.2.5	Funkfelddämpfung L_{exp}	118
6.2.6	Unterschied zwischen der Funkfelddämpfung L_{cov} und der Funkfelddämpfung L_{exp}	120
6.2.7	Berücksichtigung des Fadings	121
6.2.8	Exposition durch mehrere Sektoren	122
6.3	Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell <i>ihert3d</i>	123
6.3.1	Bestimmung der Übertragungseigenschaften	125
6.3.2	Bestimmung der elektrischen und magnetischen Feldgrößen	127
6.3.3	Funkfelddämpfung L_{exp}	128
6.3.4	Funkfelddämpfung L_{cov}	128
6.3.5	Unterschied zwischen der Funkfelddämpfung L_{cov} und der Funkfelddämpfung L_{exp}	128
6.3.6	Frequenzabhängigkeit	130
6.3.7	Exposition durch mehrere Sektoren	131
6.4	Konsistenzprüfung der eingesetzten Modelle	131
6.5	Zusammenfassung	136

7	Eigenschaften der Feldgrößen im urbanen Gebiet	139
7.1	Winkelspreizung	139
7.2	E/H -Verhältnis	141
7.3	Beschränkung auf die äquivalente Leistungsdichte S^E	145
7.3.1	Statistische Analysen für das Versorgungsgebiet	145
7.3.2	Lokale Analysen	148
7.4	Polarisationseigenschaften	150
7.5	Fazit	154
8	Resultate für das Freiraummodell	155
8.1	Details des Szenarios	155
8.2	Bestimmung der Sendeleistungen	157
8.3	Bestimmung der Exposition	159
8.4	Fazit	161
9	Resultate für das erweiterte COST-Hata Modell	163
9.1	Details des Szenarios	163
9.1.1	Netzstruktur	164
9.1.2	Wellenausbreitungsmodell und Versorgungsgebiet	165
9.1.3	Antennenhöhe der Basisstation und Zellgröße	165
9.1.4	Neigungswinkel der Mobilfunkbasisstationsantenne	167
9.1.5	Expositionsbestimmung	168
9.2	Sendeleistungen der Basisstationen	168
9.2.1	Netz ohne aktive Mobilstationen	169
9.2.2	Netz mit aktiven Mobilstationen	171
9.3	Expositionsanalyse	176
9.3.1	Netz ohne aktive Mobilstationen	177
9.3.2	Netz mit aktiven Mobilstationen	185
9.4	Sendeleistungen der Mobilstationen	191
9.5	Fazit	195
10	Resultate für das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell	197
10.1	Details des Szenarios	198
10.1.1	Modellierung der Umgebung	199
10.1.2	Verteilung aktiver Mobilstationen	199
10.1.3	Wahl der Basisstationsstandorte	199
10.1.4	Bestimmung relevanter Ausbreitungspfade	200
10.1.5	Expositionsbestimmung	200

10.2 Bestandsnetz	202
10.2.1 Funkfelddämpfung und Sendeleistung zur Zellidentifikation	203
10.2.2 Lastverteilung	206
10.2.3 Expositionsanalyse	207
10.3 Alternativstandorte und Erweiterungsnetz	212
10.3.1 Expositionsanalyse	214
10.4 Emissionsoptimierte Erweiterung des Bestandsnetzes	217
10.5 Expositionsoptimierte Erweiterung des Bestandsnetzes	221
10.5.1 Optimierungsansatz	222
10.5.2 Expositionsanalyse	224
10.5.3 Lastverteilung	230
10.6 Sendeleistungen der Mobilstationen	234
10.7 Fazit	239
11 Schlussfolgerungen	241
A Bestimmung der 3D-Richtcharakteristik	243
B Addition von Feldern	249
B.1 Kohärente Addition	249
B.2 Inkohärente Addition	250
B.3 Vergleich	251
B.4 Zusammenfassung	255
C Materialparameter	257
Literaturverzeichnis	259

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Das Verzeichnis kann auf zweierlei Weise genutzt werden. Zum einen kann direkt die konkrete Bedeutung der in dieser Arbeit verwendeten wichtigsten Abkürzungen und Symbole herausgelesen werden, zum anderen ist aber insbesondere die Bedeutung ausgewählter Indizes zusätzlich separat erläutert. Diese Redundanz gewährleistet eine individuelle Nutzbarkeit des Verzeichnisses.

Die hier verwendeten Symbole beziehen sich teilweise auf komplexwertige Größen. In der Nomenklatur dieser Arbeit wird jedoch keine Differenzierung zwischen reellen und komplexen Größen vorgenommen.

Abkürzungen

26. BImSchV	26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes
BEMFV	Verordnung über das Nachweisverfahren zur Begrenzung elektromagnetischer Felder
BN	Bestandsnetz
BS	Basisstation
CDF	kumulative Wahrscheinlichkeit bzw. Verteilungsfunktion
CHM	COST-Hata Modell
eCHM	erweitertes COST-Hata Modell
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power (Äquivalente isotrope Strahlungsleistung)
EN	Erweiterungsnetz
FDD	Frequency Division Duplex (Frequenzduplex)
GSM	Global System for Mobile Communications (zweite Mobilfunkgeneration)
GTD	Geometrical Theory of Diffraction (geometrische Beugungstheorie)
IM	Implementation Loss (Implementierungsverlust)

ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (Internationale Strahlenschutzkommission für nichtionisierende Strahlung)
IARC	International Agency for Research on Cancer (Internationale Agentur für Krebsforschung)
LTE	Long Term Evolution (vierte Mobilfunkgeneration)
MEG	Mean Effective Gain (mittlerer effektiver Gewinn)
Min	Minuten
MS	Mobilstation
NF	Noise Figure (Rauschzahl)
PLF	Polarization Loss Factor (Polarisationsverlustfaktor)
SAR	Specific Absorption Rate (spezifische Absorptionsrate)
SNR	Signal to Noise Ratio (Signal-zu-Rausch-Verhältnis)
SMS	Short Message Service (Dienst für Kurznachrichten)
TPC	Transmit Power Control (Sendeleistungsregelung)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System (dritte Mobilfunkgeneration)
UTD	Uniform GTD (verallgemeinerte geometrische Beugungstheorie)
WDF	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion bzw. Verteilungsdichtefunktion

Mathematische Symbole und Operatoren

\propto	Proportionalität
\perp	Orthogonalität
∇	Nablaoperator
\approx	in etwa, ungefähr
\forall	für alle
$(\cdot)^T$	Bildung des transponierten
$(\cdot)^*$	Bildung des konjugiert komplexen
$(\cdot)_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z}$	Koordinatentransformation von sphärischen auf kartesische Koordinaten
$\arctan(\cdot)$	Bildung des Arkustangens
$\cos(\cdot)$	Bildung des Kosinus
\log_2	Logarithmus zur Basis 2
\log_{10}	Logarithmus zur Basis 10

$\min(\cdot)$	Bildung des Minimums
$\max(\cdot)$	Bildung des Maximums
$\operatorname{Re}(\cdot)$	Bildung des Realteiles

Griechische Symbole

α	Neigungswinkel der Mobilstationsantenne zur z -Achse
δ	Neigungswinkel der Mobilfunkbasisstationsantenne zur z -Achse
δ	additiver Winkel zur Bestimmung der Winkelspreizung in der Azimutebene ψ_S
Δ	Unterschied oder Fehler, allgemein
$\Delta(\theta, \psi)$	Fehler bei der Bestimmung der 3D-Richtcharakteristik aus 2D-Richtcharakteristiken
$\Delta_{E/H}$	Abweichung des E/H -Verhältnisses vom Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0}
ϵ_r	relative Permittivität
ϵ''	Imaginärteil der Permittivität
ε	Elliptizitätswinkel
ε'	reduzierter Elliptizitätswinkel
θ	Elevationswinkel
$\theta_{3\text{dB}}$	Halbwertsbreite der Antenne in der Elevationsebene
θ_{HSR}	Hauptstrahlrichtung der Antenne in der Elevationsebene
Λ	Lastkonfiguration
λ	Wellenlänge
μ	Dichte aktiver Mobilstationen
μ_r	relative Permeabilität
π	Kreiszahl $\pi = 3,145 \dots$
ρ	Massendichte bzw. spezifische Masse
σ	Standardabweichung
σ	Gesamtleitfähigkeit
σ_h	Standardabweichung der Höhe einer rauhen Oberfläche
σ_s	Gleichstromleitfähigkeit
σ_ψ	Winkelspreizung in der Azimutebene
σ_θ	Winkelspreizung in der Elevationsebene
τ	Neigungswinkel
	(zur Beschreibung eines Polarisationszustandes)
τ'	reduzierter Neigungswinkel

Υ	Versorgungswahrscheinlichkeit
Υ_{DL}	Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink
Υ_{UL}	Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink
ψ	Azimutwinkel im lokalen Koordinatensystem der Antenne
ψ'	Azimutwinkel im globalen Koordinatensystem
ψ_{3dB}	Halbwertsbreite der Antenne in der Azimutebene
ψ_{HSR}	Hauptstrahlrichtung der Antenne in der Azimutebene (lokales Koordinatensystem)
ψ'_{HSR}	Hauptstrahlrichtung einer Mobilfunkbasisstationsantenne in der Azimutebene (globales Koordinatensystem)
ψ_P	Winkel den die Polarisationsvektoren einer ebenen Welle \mathbf{p}_W und einer Antenne \mathbf{p}_A aufspannen
ω	Kreisfrequenz

Lateinische Symbole – Großbuchstaben

A_s	Fläche des vom Sektor s versorgten Gebietes
B	Breite einer Abmessung
B	Bandbreite
C	Richtcharakteristik
C_m	zusätzliche Dämpfung für Großstadtzentren (beim COST-Hata Modell)
C_s	Richtcharakteristik für den Sektor s (explizite Schreibweise)
C_θ	θ - bzw. vertikale Komponente der vektoriellen Richtcharakteristik
C_ψ	ψ - bzw. horizontale Komponente der vektoriellen Richtcharakteristik
C_{Az}	Richtcharakteristik in der Azimutebene
$C_{Az,s}$	Richtcharakteristik in der Azimutebene für den Sektor s (explizite Schreibweise)
C_{Ele}	Richtcharakteristik in der Elevationsebene
$C_{Ele,s}$	Richtcharakteristik in der Elevationsebene für den Sektor s (explizite Schreibweise)
\mathbf{C}_{BS}	Richtcharakteristik der Basisstationsantenne als Spaltenvektor
\mathbf{C}_{MS}^T	Richtcharakteristik der Mobilstationsantenne als Zeilenvektor
\mathbf{C}_R^T	Richtcharakteristik der Empfangsantenne als Zeilenvektor

C_T	Richtcharakteristik der Sendeantenne als Spaltenvektor
D	größte Ausdehnung einer Antenne
E	elektrische Feldstärke, allgemein, Effektivwert
\mathbf{E}	elektrische Feldstärke als Vektor
E_{eff}	elektrische Feldstärke, Effektivwert (explizite Schreibweise)
E_{lim}	Grenzwert für die elektrische Feldstärke
\hat{E}_{lim}	Grenzwert für den Spitzenwert der elektrischen Feldstärke
\mathbf{E}_{mom}	Momentanwert der elektrischen Feldstärke als Vektor
\mathbf{E}_s	vom Sektor s hervorgerufene vektorielle elektrische Feldstärke
E_s	elektrische Feldstärke aufgrund des Sektors s
$E_{s \rightarrow k}$	elektrische Feldstärke aufgrund des Sektors s am Betrachtungsort k
E_θ	θ - bzw. vertikale Komponente der elektrischen Feldstärke einer ebenen Welle
E_ψ	ψ - bzw. horizontale Komponente der elektrischen Feldstärke einer ebenen Welle
G	Gewinn, allgemein
G_{BS}	Gewinn der Basisstationsantenne
G_{MS}	Gewinn der Mobilstationsantenne
G_{R}	Gewinn der Empfangsantenne
G_T	Gewinn der Sendeantenne
H	Höhe einer Abmessung
H	Übertragungsfunktion
\mathbf{H}	magnetische Feldstärke als Vektor
H	magnetische Feldstärke, allgemein, Effektivwert
H_{eff}	magnetische Feldstärke, Effektivwert (explizite Schreibweise)
H_{lim}	Grenzwert für die magnetische Feldstärke
\hat{H}_{lim}	Grenzwert für den Spitzenwert der magnetischen Feldstärke
\mathbf{H}_{mom}	Momentanwert der magnetischen Feldstärke als Vektor
H_s	magnetische Feldstärke aufgrund des Sektors s
K	Anzahl der versorgten Betrachtungsorte
K_s	Anzahl der vom Sektor s versorgten Betrachtungsorte
L	Funkfelddämpfung, allgemein
L_{cov}	für die Versorgung relevante Funkfelddämpfung
$L_{\text{cov,iso}}$	für die Versorgung relevante isotrope Funkfelddämpfung
$L_{\text{cov,iso,urban}}$	für die Versorgung relevante isotrope Funkfelddämpfung im urbanen Gebiet (beim COST-Hata Modell)

$L_{\text{cov,MS,max}}$	maximal überwindbare Funkfelddämpfung aufgrund der begrenzten Sendeleistung der Mobilstation $P_{\text{T,MS,max}}$
$L_{\text{cov},s}$	für die Versorgung relevante Funkfelddämpfung zum Sektor s
$L_{\text{cov},s \leftrightarrow k}$	für die Versorgung relevante Funkfelddämpfung zwischen dem Sektor s und dem Betrachtungsort k (umkehrbar)
$L_{\text{cov},s \leftrightarrow m}$	für die Versorgung relevante Funkfelddämpfung zwischen dem Sektor s und der Mobilstation m (umkehrbar)
$L_{\text{cov},x\%}$	Maximum der Funkfelddämpfungen L_{cov} zur Erzielung des Versorgungszieles von $x\%$ ($x\%$ -Perzentil)
$L_{\text{cov,avg},x\%}$	Mittelwert der Funkfelddämpfungen L_{cov} bis zum $x\%$ -Perzentil
$L_{\text{cov},s,x\%}$	Maximum der Funkfelddämpfung L_{cov} im Sektor s zur Erzielung des Versorgungszieles von $x\%$ ($x\%$ -Perzentil)
L_{exp}	für die Expositionsbestimmung relevante Funkfelddämpfung
$L_{\text{exp,inkoh}}$	Funkfelddämpfung L_{exp} unter Berücksichtigung einer inkohärenten Addition
$L_{\text{exp,iso}}$	Funkfelddämpfung L_{exp} unter Annahme einer fiktiven isotropen Antenne am Sender
$L_{\text{exp,koh}}$	Funkfelddämpfung L_{exp} unter Berücksichtigung einer kohärenten Addition (explizite Schreibweise)
$L_{\text{exp},s}$	für die Exposition relevante Funkfelddämpfung zum Sektor s
$L_{\text{exp},s \rightarrow k}$	für die Exposition relevante Funkfelddämpfung zwischen dem Sektor s und dem Betrachtungsort k (nicht umkehrbar)
ΔL_{open}	Korrekturfaktor der Funkfelddämpfung im ländlich offenen Gebiet im Vergleich zum urbanen Gebiet
$\Delta L_{\text{suburban}}$	Korrekturfaktor der Funkfelddämpfung im suburbanen Gebiet im Vergleich zum urbanen Gebiet
M	Anzahl der versorgten Mobilstationen
M_s	Anzahl der versorgten Mobilstationen im Sektor s
P	Leistung, allgemein
P_{R}	Empfangsleistung, allgemein
$P_{\text{R,avg}}$	mittlere Empfangsleistung
$P_{\text{R,BS,min}}$	minimale Empfangsleistung an der Basisstation
$P_{\text{R,iso}}$	mit einer fiktiven isotropen Antenne entnehmbare Empfangsleistung
$P_{\text{R,min}}$	minimale Empfangsleistung, allgemein

$P_{R,MS,cell,min}$	minimale Empfangsleistung für Informationen zur Zellidentifikation
$P_{R,MS,UD1,min}$	minimale Empfangsleistung an der Mobilstation für nutzerspezifische Informationen mit kleinerem Bedarf an Empfangsleistung
$P_{R,MS,UD2,min}$	minimale Empfangsleistung an der Mobilstation für nutzerspezifische Informationen mit größerem Bedarf an Empfangsleistung
$P_{R,MS,user,min}$	minimale Empfangsleistung an der Mobilstation für nutzerspezifische Informationen
$P_{R,s}$	Empfangsleistung, die aufgrund des Sektors s entnommen werden kann
$P_{R,s \rightarrow k}$	Empfangsleistung, die an einer realen oder fiktiven Mobilstation aufgrund des Sektors s am Betrachtungsort k entnommen werden kann
P_T	Sendeleistung, allgemein
$P_{T,avg}$	mittlere Sendeleistung, allgemein
$P_{T,BS,avg}$	mittlere Sendeleistung eines Basisstationssektors
$P_{T,BS,cell}$	zur Zellidentifikation erforderliche Sendeleistung einer Basisstation im Sektor, allgemein
$P_{T,BS,cell,s}$	zur Zellidentifikation erforderliche Sendeleistung einer Basisstation im Sektor s (explizite Schreibweise)
$P_{T,BS,user}$	nutzerspezifischer Anteil der Sendeleistung eines Basisstationssektors
$P_{T,BS,user,m}$	nutzerspezifische Sendeleistung eines Basisstationssektors für die Mobilstation m
$P_{T,iso}$	in eine fiktive isotrope Antenne eingespeiste Sendeleistung
$P_{T,min}$	minimale Sendeleistung, allgemein
$P_{T,MS}$	Sendeleistung der Mobilstation
$P_{T,MS,95\%}$	95%-Perzentil der Sendeleistungen der Mobilstationen
$P_{T,MS,avg}$	Mittelwert der Sendeleistungen der Mobilstationen
$P_{T,MS,max}$	maximale Sendeleistung der Mobilstation
$P_{T,MS,med}$	Medianwert der Sendeleistungen der Mobilstationen
$P_{T,rad}$	abgestrahlte Sendeleistung
$P_{T,s}$	Sendeleistung für den Sektor s
$P_{T,s \rightarrow k}$	Sendeleistung für die individuelle Verbindung zwischen dem Sektor s und einer Mobilstation am Betrachtungsort k
$P_{T,s \leftrightarrow m}$	Sendeleistung für die individuelle Verbindung zwischen dem Sektor s und der Mobilstation m

$\Delta P_{T,BS,4\text{ km}\rightarrow 1\text{ km}}$	Veränderung der Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ bei einer Verkleinerung der Zellgröße von $R_C = 4\text{ km}$ auf $R_C = 1\text{ km}$
$\Delta P_{T,BS,TPC}$	Veränderung der Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ bei Berücksichtigung der Sendeleistungsregelung
R	auf den Boden bezogener Abstand
R	Rayleigh-Faktor
R_C	Zellgröße
$R_{C,max}$	maximale Zellgröße
$R_{C,min}$	minimale Zellgröße
R_θ	Reflexionsfaktor für die θ -Komponente einer ebenen Welle
R_ψ	Reflexionsfaktor für die ψ -Komponente einer ebenen Welle
S	Streumatrix
S	Leistungsdichte, allgemein
S_{iso}	Leistungsdichte, welche von einer fiktiven isotropen Antenne hervorgerufen wird
S_s	Leistungsdichte aufgrund des Sektors s
S^E	äquivalente Leistungsdichte, bestimmt aus der elektrischen Feldstärke
$S_{95\%}^E$	95%-Perzentil der äquivalenten Leistungsdichten, aus den elektrischen Feldstärken bestimmt
S_{avg}^E	Mittelwert der äquivalenten Leistungsdichten, aus den elektrischen Feldstärken bestimmt
$\Delta S_{avg,4\text{ km}\rightarrow 1\text{ km}}^E$	Veränderung des Mittelwertes der äquivalenten Leistungsdichte S_{avg}^E bei einer Verkleinerung der Zellgröße von $R_C = 4\text{ km}$ auf $R_C = 1\text{ km}$
S_{med}^E	Medianwert der äquivalenten Leistungsdichten, aus den elektrischen Feldstärken bestimmt
S_s^E	äquivalente Leistungsdichte, bestimmt aus der elektrischen Feldstärke aufgrund des Sektors s
S^H	äquivalente Leistungsdichte, bestimmt aus der magnetischen Feldstärke
S_s^H	äquivalente Leistungsdichte, bestimmt aus der magnetischen Feldstärke aufgrund des Sektors s
T	Tiefe einer Abmessung
T	Temperatur
T	Transfermatrix
\mathbf{T}_i	Transfermatrix für die Ausbreitung entlang des Pfades i
$\mathbf{T}_{\text{Freiraum}}$	Transfermatrix für den Freiraum

$\mathbf{T}_{\text{Reflexion}}$	Transfermatrix für die Reflexion am Boden
V_{R}	Leerlaufspannung an der Antenne des Empfängers
$V_{\text{R,inkoh}}$	Leerlaufspannung an der Antenne des Empfängers unter Annahme einer inkohärenten Addition von Teilbeträgen
$V_{\text{R,koh}}$	Leerlaufspannung an der Antenne des Empfängers unter Annahme einer kohärenten Addition von Teilbeträgen (explizite Schreibweise)
Z_{AR}	Impedanz der Empfangsantenne
Z_{AT}	Impedanz der Sendeantenne
Z_{F}	Feldwellenwiderstand, allgemein
Z_{F0}	Feldwellenwiderstand im Vakuum ($Z_{\text{F0}} = 120\pi\Omega$)
Z_{T}	Impedanz des Senders

Lateinische Symbole – Kleinbuchstaben

b	Bebauungsparameter
c	spezifische Wärmekapazität
$\mathbf{e}_{\theta}, \mathbf{e}_{\psi}$	orthogonale Einheitsvektoren im sphärischen Koordinatensystem
f	Frequenz
h_{BS}	Antennenhöhe der Basisstation
$h_{\text{BS,max}}$	maximale Antennenhöhe der Basisstation
$h_{\text{BS,min}}$	minimale Antennenhöhe der Basisstation
h_{MS}	Antennenhöhe der Mobilstation
i	Zählindex, allgemein
j	imaginäre Einheit, $j^2 = -1$
k	Boltzmann-Konstante $k = 1,38066 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
k	Zählindex für Betrachtungsorte
k	Konstante, allgemein
\mathbf{k}	Wellenzahlvektor
\mathbf{k}_i	Wellenzahlvektor einer einfallende Welle
\mathbf{k}_{D}	Wellenzahlvektor für eine ebene Welle entlang des direkten Pfades
\mathbf{k}_{R}	Wellenzahlvektor für eine ebene Welle entlang des reflektierten Pfades
m	Zählindex für Mobilstationen
n	ganze Zahl
\mathbf{n}	Normalenvektor

\mathbf{p}_A	Polarisationsvektor einer Antenne
\mathbf{p}_W	Polarisationsvektor einer ebenen Welle
r	direkter Abstand, allgemein
r_D	Abstand des direkten Pfades (Zweistrahltheorie)
r_{FF}	Fernfeldabstand
r_{lim}	Sicherheitsabstand
r_R	Abstand des am Boden reflektierten Pfades (Zweistrahltheorie)
s	Zählindex für Sektoren
t	Zeit
x, y, z	Koordinaten im kartesischen Koordinatensystem

Häufig verwendete Indizes

4 km \rightarrow 1 km	Verkleinerung der Zellgröße von $R_C = 4$ km auf $R_C = 1$ km
95%	95%-Perzentil
AR	Antenne des Empfängers
AT	Antenne des Senders
avg	Mittelwert
Az	Azimutebene
BS	Basisstation
C	Zelle
cell	zellspezifisch
cov	Versorgung
DL	Downlink
E	auf die elektrische Feldstärke bezogen
E/H	E/H -Verhältnis
eff	Effektivwert
Ele	Elevationsebene
exp	Exposition
F0	Freiraum
H	auf die magnetische Feldstärke bezogen
inkoh	inkohärente Addition
iso	fiktive isotrope Antenne
k	Betrachtungsort
koh	kohärente Addition
lim	Grenzwert
max	Maximum

med	Medianwert
min	Minimum
mom	Momentanwert
MS	Mobilstation
open	offenes Gebiet
$r, \theta, \psi \rightarrow x, y, z$	Koordinatentransformation von sphärischen auf kartesische Koordinaten
R	Empfänger
s	Sektor
suburban	suburbanes Gebiet
S	Winkelspreizung
T	Sender
total	summierter Wert
TPC	Transmit Power Control (Sendeleistungsregelung)
UL	Uplink
urban	urbanes Gebiet
user	nutzerspezifische Informationen
wb	whole body (ganzer Körper)
$x\%$	$x\%$ -Perzentil
θ	vertikale bzw. parallele Komponente
ψ	horizontale bzw. senkrechte Komponente

1 Einleitung

Mit dem Einsatz digitaler Modulationstechniken zur Sprachübertragung in den D-Netzen hat die mobile Kommunikation in Deutschland seit den 1990er Jahren eine phänomenale Entwicklung erlebt. Eine weitgehend flächendeckende Nutzbarkeit für Sprachdienste sowie SMS-Kurznachrichten führte in Verbindung mit sinkenden Nutzungsentgelten dazu, dass der Mobilfunkmarkt innerhalb weniger Jahre eine wesentliche wirtschaftliche Bedeutung erlangt hat und Mobiltelefone mittlerweile zu alltäglichen Gebrauchsgegenständen zählen.

Die primären Kundenwünsche nach *Freiheit* und *Sicherheit* werden durch die Mobilität, Zuverlässigkeit und hohe Abhörsicherheit der digitalen Technologien erfüllt. Die ständige Weiterentwicklung des digitalen Mobilfunks von GSM über UMTS bis hin zu LTE, mit der Möglichkeit Datenübertragungsraten von mehr als 100 Mbit/s [Sau13] zu erreichen, erlaubt zudem die Übertragung vergleichsweise großer Datenmengen in kurzer Zeit und ermöglicht damit eine vielseitige Nutzbarkeit der Mobilfunktechnik.

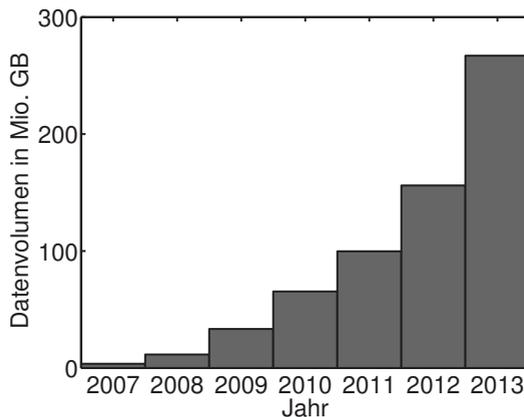


Bild 1.1: Datenvolumen im Mobilfunk nach [Bun14d]. Die Werte für die Jahre 2007 und 2008 sind [Bun12] entnommen.

Wenngleich der Bestand registrierter SIM-Karten, welche eine Identifizierung der Teilnehmer erlauben, keine nennenswerte Änderung über der Zeit mehr aufweist, zeigt Bild 1.1, dass bislang kein Ende des wachsenden Bedarfes an

Datenvolumen im Mobilfunk erkennbar ist [Bun14d]. Die Bereitstellung der erforderlichen Ressourcen erfordert aber einen entsprechend kontinuierlichen und dichten Ausbau der Mobilfunknetze.

1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit

Neben einem großen Kundennutzen wird die Mobilfunktechnik von Kritikern für eine Vielzahl gesundheitlicher Beeinträchtigungen, von Kopfschmerzen bis hin zu erhöhter Mortalität, verantwortlich gemacht. Im Laufe der Zeit haben sich zahllose regionale und überregionale Bürgerinitiativen gebildet, welche insbesondere den Ausbau der Mobilfunknetze durch weitere Basisstationen unterbinden bzw. erheblich erschweren wollen.

Mit ihrer „Selbstverpflichtung“ aus dem Jahr 2001 sowie deren Fortschreibungen in den Jahren 2008 und 2012 [DEM⁺01, ETT⁺08, ETT⁺12] leisten die Mobilfunknetzbetreiber im Rahmen der Standortfindung einen Beitrag zum Dialog mit der Bevölkerung bzw. der Kommune und stellen zudem finanzielle Mittel zur Forschung und Risikokommunikation zur Verfügung. Ungeachtet dessen sind nach wie vor in einigen Teilen der Bevölkerung erhebliche Vorbehalte gegenüber der Mobilfunktechnik vorhanden.

Zur Bewertung des Risikos, das durch eine Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern ausgeht, wurden in Deutschland – insbesondere im Rahmen des Deutschen Mobilfunk Forschungsprogramms (DMF) [Bun14a] – in den vergangenen Jahren durch das Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit (BMU) eine große Anzahl von Forschungsarbeiten gefördert. Das Hauptaugenmerk lag dabei auf möglichen gesundheitlichen Auswirkungen der im Rahmen des Mobilfunkbetriebs auftretenden elektromagnetischen Felder.

Darüber hinaus haben das Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) sowie das Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie (BMWi) einige Forschungsvorhaben gefördert, welche sich vorrangig mit den technischen Fragestellungen der Erfassung und Reduzierung der Exposition beschäftigen. Die vom BMBF geförderten Projekte „Alternative Funksysteme mit minimaler Strahlungsleistungsdichte im digitalen Rundfunk, Mobilfunk, drahtlosen LANs (miniWatt I)“ [Wie03] und „Minimierung der Immission künftiger Funkdienste (miniWatt II)“ [Wie08] betrachteten vorrangig technische Aspekte und Möglichkeiten zur Reduzierung der Exposition. Insbesondere die hierbei durchgeführten Arbeiten zur Untersuchung des Einflusses der im Mobilfunk verwendeten Zellgrößen auf die Exposition, lieferten grundlegende Ansätze für die in dieser Arbeit im Detail untersuchte Problemstellung.

Ungeachtet des hohen finanziellen Aufwandes, welcher in die Vorbereitung, Durchführung und Auswertung der Forschungsarbeiten investiert wurde, werden mögliche negative Auswirkungen elektromagnetischer Felder auf den Menschen weiterhin kontrovers – oftmals auch stark emotional geprägt – diskutiert. Durch den Einwand, dass geeignete Langzeitstudien fehlen, wird die Forschung sicherlich noch einige Jahre, wenn auch mit geringerem Förder volumen, weiter betrieben werden. In diesem Sinne weist die Einschätzung der International Agency for Research on Cancer (IARC), dass elektromagnetische Felder „möglicherweise krebserregend“ seien [IAR13], auf einen weiteren Forschungsbedarf hin.

Der grundsätzliche Interessenskonflikt besorgter Bürger einerseits, welche für ihr Wohlbefinden die Mobilfunkbasisstationen in möglichst großen Entfernungen sehen möchten und der Mobilfunknetzbetreiber andererseits, welche zur Erzielung einer hohen Übertragungsrate auf kurze Entfernungen der Basisstationen zu den Mobilstationen angewiesen sind, lässt sich nur schwer lösen.

1.2 Aufgabenstellung

Diese Arbeit ist durch die Fragestellung motiviert, inwiefern die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern aufgrund von Mobilfunkbasisstationen in einem zellularen Netz durch eine Veränderung der Anzahl der zur Versorgung dienenden Basisstationen – und damit der Zellgröße – reduziert werden kann. Gesundheitliche Aspekte werden nicht untersucht.

Aufgrund der im Hinblick auf die Grenzwerte geringen Relevanz der hier angestellten Untersuchungen sind hierzu bislang erst wenige Forschungsarbeiten bekannt. Hingegen sind die entstehenden Expositionen für die in unmittelbarer Wohnortnähe positionierten Basisstationen insbesondere im Entfernungsbereich weniger zehn Meter in detaillierter Weise beispielsweise durch die Arbeiten von Bornkessel et. al. [BWN+05, BS05, BSW+06, BSW13] untersucht. In Anbetracht einer weiter zunehmenden Nutzung der Mobilfunktechnik stellt sich aber die Frage, welche Maßnahmen ergriffen werden können, um die Exposition der einzelnen Mobilfunkdienste zu reduzieren.

Bezüglich der Analyse eines ganzen Mobilfunknetzes werden in [Wer09] verschiedene Zellstrukturen hinsichtlich der Exposition und Versorgung bewertet. Allerdings wird hierbei nicht zwischen der Exposition und der für die Versorgung relevanten Empfangsleistung differenziert, welche sich im Allgemeinen aber in erheblichem Maße voneinander unterscheiden. Darüber hinaus werden in [Wer09] bei den dort betrachteten Konfigurationen identische maximale

Sendeleistungen an den Basisstationen verwendet. Hierdurch resultiert bei den verschiedenen Szenarien eine ungleiche Versorgungsqualität.

Im Unterschied zu den bislang verfügbaren Veröffentlichungen findet in dieser Arbeit erstmalig eine detaillierte Betrachtung aller wesentlicher Einflussfaktoren bei einer realitätsnahen Bestimmung der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern für ein größeres Versorgungsgebiet eines Mobilfunknetzes mit vergleichbarer Versorgung statt.

1.3 Lösungsansatz

Zur Analyse der Exposition in den Versorgungsgebieten zellularer Mobilfunknetze werden, in zwei grundsätzlich verschiedenen Szenarien, jeweils Änderungen an der Netzstruktur im Hinblick auf die Zellgröße vorgenommen und deren Einfluss auf die Exposition untersucht. Während für das erste Szenario mit einer regulären Zellstruktur das empirische COST-Hata Modell zugrunde gelegt wird, bezieht sich das zweite Szenario auf ein Teilgebiet der Stadt Karlsruhe. Für beide Szenarien wird ein ebenes Gelände betrachtet.

Beim ersten Szenario handelt es sich, durch die Annahme einer idealen hexagonalen Netzstruktur, um eine weitgehend vereinfachte Beschreibungsweise. Im konkreten Szenario des Teilgebietes der Stadt Karlsruhe ist hingegen, durch die Berücksichtigung eines strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells, eine äußerst detaillierte Erfassung der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern möglich.

Im Gegensatz zu einer Vielzahl anderer Veröffentlichungen, welche sich vorrangig mit der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern in unmittelbarer Nähe zur Quelle befassen, und damit nur eine Analyse für die unmittelbare Umgebung eines einzigen Basisstationsstandortes vornehmen, wird hier das Mobilfunknetz ganzheitlich betrachtet. Hierfür werden die Expositionen aller Basisstationen im Versorgungsgebiet aufsummiert und für verschiedene Zellgrößen bei vergleichbarer Versorgung verglichen.

Die Betrachtungen beziehen sich auf Mobilfunksysteme, bei denen Mobilfunkbasisstationen neben einem nutzerspezifischen Anteil, der von der Netzlast abhängig ist, ständig Informationen zu organisatorischen Zwecken abstrahlen. Die derzeit relevanten Mobilfunksysteme GSM, UMTS und LTE basieren auf diesem Grundsatz. Durch die Betrachtung verschiedener Lastkonfigurationen werden die erhaltenen Ergebnisse allgemeingültig.

Es wird grundsätzlich eine Systemfrequenz von 2 GHz betrachtet. Ein Unterschied zwischen den Uplink- und Downlink-Frequenzen, der bei gängigen FDD-Mobilfunksystemen einige 10 MHz bis etwa 200 MHz beträgt, wird hierbei nicht berücksichtigt. Eine Betrachtung der Frequenzselektivität des Funkkanals zeigt zwar – bei kleinen Ortsveränderungen des Empfängers – eine erhebliche Abhängigkeit der Funkfelddämpfung von der Frequenz, welche auch als Interferenz bzw. Mehrwegeschwund bezeichnet wird (siehe z.B. [GW98]). Im Rahmen der hier durchgeführten statistischen Betrachtungen, mit einer Vielzahl von Betrachtungsorten, ist diese jedoch unerheblich.

Das berücksichtigte strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell erlaubt grundsätzlich eine vollpolarimetrische Beschreibung des Funkkanals. Die von den Antennenherstellern zur Verfügung gestellten Daten liefern hingegen keine ausreichenden Informationen bezüglich den komplexen Richtcharakteristiken ihrer Antennen. Daher wird hier eine mittels FEKO modellierte Mobilfunkbasisstationsantenne betrachtet. Gleichfalls wird die an der Mobilstation eingesetzte Antenne – unter Berücksichtigung der Eigenschaften eines benachbarten, vereinfachten Kopfmodells – mittels FEKO analysiert. Somit stehen für beliebige Richtungen Informationen über die Polarisation und die Phase des abgestrahlten Signals bzw. der entnehmbaren Empfangsleistung zur Verfügung. Die Richtcharakteristiken der modellierten Antennen werden für beide Szenarien herangezogen, allerdings liefert das ebenfalls betrachtete erweiterte COST-Hata Modell – im Gegensatz zum strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell – keine Polarisationseigenschaften des Funkkanals.

Die Antenneneigenschaften der Mobilstation führen dazu, dass sich die technisch nutzbare Feldstärke z.T. erheblich von der für die Expositionsbestimmung relevanten Feldstärke unterscheidet. In diesem Zusammenhang werden daher in dieser Arbeit in einmaliger Weise die beiden Funkfelddämpfungen L_{exp} sowie L_{cov} definiert und differenziert.

Während die Antennenhöhen der Mobilstationen h_{MS} in allen hier betrachteten Fällen $h_{\text{MS}} = 1,5\text{ m}$ betragen, sind die Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} im Allgemeinen variabel. In Anlehnung an die Messvorschrift der Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen (BNetzA) [Reg03] werden die Expositionen in einer Höhe von 1,5 m über dem Boden betrachtet. Damit ist sowohl zur Bestimmung der Versorgung, für welche die für die Versorgung relevante Funkfelddämpfung L_{cov} herangezogen wird, als auch für die Ermittlung der Exposition, für welche die für die Exposition relevante Funkfelddämpfung L_{exp} betrachtet wird, dieselbe Antennenhöhe zu berücksichtigen. Zur Bestimmung der Exposition wird die aus der elektrischen Feldstärke E bestimmte äquivalente Leistungsdichte S^E herangezogen.

Die wesentlichen Unterschiede der betrachteten Szenarien werden im Folgenden kurz diskutiert. Weitere Detailinformationen sind in den nächsten Kapiteln zu finden.

1.3.1 Szenario mit regulärer Netzstruktur

Dem ersten betrachteten Szenario liegt eine regelmäßige Netzstruktur zugrunde. Auf der zellularen Ebene des Mobilfunks hat sich als idealisierte Struktur die Betrachtung von identischen Hexagonen etabliert. Alle Zellen sind identisch bezüglich ihrer technischen Konfiguration. Die Modellierung der Wellenausbreitung erfolgt über das in Kapitel 6.2 beschriebene empirische COST-Hata Modell, welches um einen – die Bebauung beschreibenden – Parameter erweitert wird.

Neben einer einfachen Modellierung, weist die Annahme einer idealisierten Netzstruktur den Vorteil auf, dass durch die Verwendung eines empirischen Wellenausbreitungsmodells prinzipiell eine hohe Allgemeingültigkeit erzielt wird. Bezogen auf konkrete Szenarien können die berechneten Expositionen lokal allerdings relativ große Fehler aufweisen, da spezifische, von der Umgebung abhängige Effekte nicht explizit berücksichtigt werden.

1.3.2 Teilgebiet der Stadt Karlsruhe

Ein weiteres Szenario betrachtet als konkreten Fall ein Teilgebiet der Stadt Karlsruhe. Mobilfunkbasisstationen werden an verschiedenen, funktechnisch geeigneten Stellen platziert. Abweichend von der Platzierung der Basisstationen für das zuvor beschriebene Szenario liegt hierbei aber keine reguläre Netzstruktur vor.

Die Modellierung der Funkwellenausbreitung erfolgt über das am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) entwickelte strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* [Mau05, FMK⁺06]. Dieses Modell erlaubt die Berücksichtigung der im Mobilfunkbereich relevanten physikalischen Phänomene Reflexion, Beugung und Streuung und damit eine präzise Prognose des Signalpegels, welcher am Ort des Empfängers zu erwarten ist. Darüber hinaus ist durch eine Analyse der Polarisationsseigenschaften eine explizite Bestimmung der vektoriellen elektrischen Feldstärke \mathbf{E} und magnetischen Feldstärke \mathbf{H} möglich. Über die Kenntnis der Beträge der elektrischen und magnetischen Feldgrößen hinaus ist somit eine detaillierte Berücksichtigung des vektoriellen Charakters der Feld-

größen zugänglich. Die hier angestellten Betrachtungen liefern so für die Expositionsbestimmung erstmalig vollpolarimetrische Informationen über die am Betrachtungsort vorherrschenden Feldgrößen.

1.4 Gliederung der Arbeit

Nach diesem einleitenden Kapitel folgt in Kapitel 2 eine Erläuterung des in der Mobilfunktechnik angewandten Sicherheitskonzeptes und der relevanten Grenzwerte. Kapitel 3 fasst wesentliche Grundlagen, welche insbesondere die Richtcharakteristik von Antennen und die Funkwellenausbreitung betreffen, zusammen. Im darauf folgenden Kapitel 4 werden die hier getroffenen Annahmen wesentlicher systemrelevanter Parameter dargestellt. Kapitel 5 erklärt die eingesetzte Methode zur Expositionsbestimmung. Dabei werden die Funkfelddämpfungen L_{exp} und L_{cov} definiert, welche in Kapitel 6 für die betrachteten Wellenausbreitungsmodelle detailliert unterschieden werden. Kapitel 7 erläutert das charakteristische Verhalten der Feldgrößen im urbanen Gebiet. Mit einer kurzen Hinführung auf die zentrale Fragestellung dieser Arbeit, inwieweit die Zellgröße die Exposition beeinflusst, werden in Kapitel 8 zunächst Ergebnisse für das einfache Freiraummodell dargestellt, bevor in Kapitel 9 die Ergebnisse für das COST-Hata Modell dokumentiert werden. Für das ebenfalls betrachtete strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* werden die Ergebnisse in Kapitel 10 präsentiert. Abschließend werden die sich aus dieser Arbeit ergebenden Schlussfolgerungen in Kapitel 11 zusammengefasst.

2 Sicherheitskonzept in der Mobilkommunikation

Das Thema „Sicherheit“ ist in allen Lebensbereichen von essentieller Bedeutung. Produkte dürfen nur auf den Markt wenn sie als sicher erachtet werden. Gleichfalls dürfen auch die in der Umwelt vorhandenen Immissionen durch Geräusche, Luftverschmutzung etc. zu keiner übermäßigen Beeinträchtigung der Gesundheit des Menschen führen. Verschiedene Gesetze und Verordnungen schaffen den rechtlichen Rahmen für die jeweiligen Bereiche. Die Motivation dieser Arbeit ist die Sicherheit in den elektromagnetischen Feldern des Mobilfunks.

Das vorliegende Kapitel beschreibt deshalb das Sicherheitskonzept für die vom Mobilfunk erzeugten elektromagnetischen Felder. In Kapitel 2.1 werden zunächst die Begriffe EMV und EMVU erläutert und abgegrenzt, bevor in Kapitel 2.2 kurz die Wärmewirkung elektromagnetischer Felder angesprochen wird. Thermische Effekte bilden die Basis für das in Kapitel 2.3 erläuterte Sicherheitskonzept der ICNIRP, welches auch auf die in Kapitel 2.4 präsentierten und hierzulande geltenden Grenzwerte führt. Kapitel 2.5 weist auf die in Bezug von Mobilstationen anzuwendenden europäischen Normen hin.

2.1 EMV und EMVU

Im Bereich der Sicherheit in elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern sind grundsätzlich zwei Bereiche zu unterscheiden. Auf der einen Seite gibt es einen technischen Bereich, der unter dem Begriff „elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)“ bei der Produktentwicklung im Laufe der letzten Jahre immer mehr an Beachtung gewonnen hat. Andererseits gibt es den Bereich der „elektromagnetischen Verträglichkeit zur Umwelt“ bzw. der „elektromagnetischen Umweltverträglichkeit (EMVU)“, bei welchem die Umwelt als schützenswerte Senke betrachtet wird.

2.1.1 Elektromagnetische Verträglichkeit

Die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) wird im Sinne des Gesetzes über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln (EMVG) folgendermaßen definiert [Bun13a]: *Betriebsmittel müssen nach den allgemein anerkannten Regeln der Technik so entworfen und gefertigt sein, dass*

1. *die von ihnen verursachten elektromagnetischen Störungen kein Niveau erreichen, bei dem ein bestimmungsgemäßer Betrieb von Funk- und Telekommunikationsgeräten oder anderen Betriebsmitteln nicht möglich ist;*
2. *sie gegen die bei bestimmungsgemäßigem Betrieb zu erwartenden elektromagnetischen Störungen hinreichend unempfindlich sind, um ohne unzumutbare Beeinträchtigung bestimmungsgemäß arbeiten zu können.*

Somit bezieht sich die klassische EMV auf die Sicherheit von Geräten.

Bild 2.1 zeigt das prinzipielle Modell zur Beschreibung des Einflusses einer Störquelle auf eine Störsenke. Störungen können prinzipiell feldgebunden (kapazitiv bzw. elektrisch, induktiv bzw. magnetisch oder elektromagnetisch) oder auch leitungsgebunden (galvanisch bzw. metallisch) einkoppeln. Zudem müssen die Störungen nicht zwangsläufig technisch erzeugt sein, sondern können auch beispielsweise durch eine elektrostatische Entladung, wie z.B. eine Blitzentladung, entstehen. Bei der klassischen EMV sind die Quellen zumeist – die betrachteten Senken immer – technischer Art.



Bild 2.1: Modell zur Beschreibung des Einflusses einer Störquelle auf eine Störsenke.
Nach [SK11].

Die als Mindestmaß geforderte Störfestigkeit sowie die maximal zulässigen Emissionen werden als Grenzwerte in umfangreichen Normregelwerken definiert. Die Grenzwerte sind abhängig von der Produktkategorie und dem Einsatzbereich. So müssen beispielsweise Geräte, die in den Bereichen Industrie, Militär und KFZ betrieben werden, aufgrund des dort üblicherweise höheren Störniveaus, eine größere Störfestigkeit aufweisen als Haushaltsgeräte.

Bei einer feldgebundene Einkopplung ist insbesondere in den Frequenzbereichen von 80 MHz bis 1 GHz und 1,4 GHz bis 2,7 GHz eine hohe Störfestigkeit erforderlich. Dieser Frequenzbereich ist auf die intensive Nutzung durch vielfältige Anwendungen und Dienste – wie u.a. dem Mobilfunk – zurückzuführen. Die zu tolerierenden elektrischen Feldstärken betragen in Industriebereichen typi-

scherweise bis zu 10 V/m und für Wohnbereiche typischerweise bis zu 3 V/m [EN607a, EN607b]. Über die Mindestanforderungen hinaus können Hersteller ihre Geräte natürlich für höhere Störfestigkeiten auslegen, um so eine noch höhere Sicherheit für den ungestörten Betrieb im elektromagnetischen Umfeld zu gewährleisten. Die geforderten Störfestigkeiten liegen deutlich unter den Grenzwerten, welche für eine Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern des Menschen im Bereich der EMVU heranzuziehen sind.

Einen Überblick über die gerätebezogene EMV, welche hier nicht weiter betrachtet wird, findet sich beispielsweise in [SK11].

2.1.2 Elektromagnetische Umweltverträglichkeit

Die „elektromagnetische Verträglichkeit zur Umwelt (EMVU)“ unterscheidet sich von der klassischen EMV dadurch, dass die in Bild 2.1 dargestellte Störquelle kein Gerät ist, sondern die Umwelt. Im Mittelpunkt der Analysen steht hierbei insbesondere der Mensch. Als relevante (Stör-)Quellen kommen beispielsweise Hochspannungsleitungen oder auch Funksendeanlagen, also Einrichtungen, in deren Umgebung signifikante Feldstärken entstehen, in Betracht.

In Abhängigkeit vom Frequenzbereich sind verschiedene Wirkungen auf den Körper relevant. Da im Rahmen dieser Arbeit ausschließlich die Exposition aufgrund des Mobilfunks eine Rolle spielt, wird im Weiteren lediglich dieser Bereich detaillierter betrachtet.

Mit mehreren 10 V/m liegen die Grenzwerte im Frequenzbereich des Mobilfunks erheblich über den Werten, welche technische Geräte akzeptieren müssen. Eine populärwissenschaftliche Einführung in das breite Umfeld der EMVU ist in [Lei00] zu finden. Die Motivation für diese Arbeit bildet ausschließlich die EMVU.

Im Zusammenhang mit der Expositionsbestimmung für die beim Mobilfunk erzeugten Felder lassen sich die in Bild 2.2 dargestellten Bereiche unterscheiden, welche im Folgenden kurz erläutert werden.

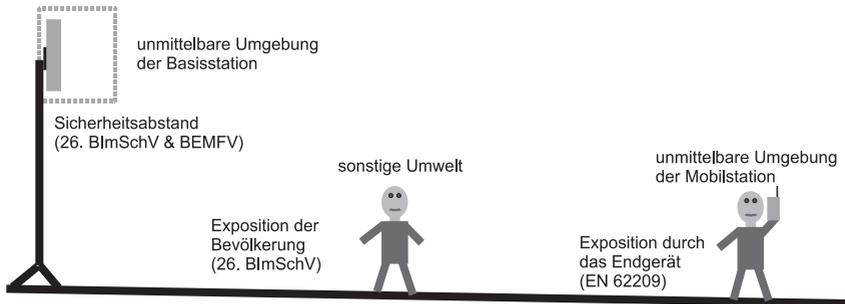


Bild 2.2: Darstellung der grundsätzlich verschiedenen Bereiche, welche für eine Betrachtung der Exposition zu unterscheiden sind.

Unmittelbare Umgebung der Basisstation

In der unmittelbaren Umgebung von Mobilfunkbasisstationsantennen sind typischerweise die zulässigen Grenzwerte überschritten, so dass Bereiche definiert werden müssen ab denen die Grenzwerte eingehalten werden. Die BEMFV [Bun13b] legt die gesetzliche Grundlage für die Bestimmung der Sicherheitsabstände (siehe Kapitel 2.4.2).

Unmittelbare Umgebung der Mobilstation

Für den Nutzer ist aufgrund der kurzen Distanz zur Mobilstation die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern – zumindest lokal – besonders hoch. Die DIN EN 62209 [EN607c, EN611] regelt Verfahren zur Ermittlung der Exposition. Durch eine geeignete Ausführung der Mobilstation, wie die Anordnung der Antenne, der Einsatz von Mehrantennensystemen, bzw. allgemein durch die Beeinflussung der Stromverteilung auf dem Gerät, ist hier ein erhebliches Minimierungspotential vorhanden (siehe z.B. [Wie08]).

Sonstige Umwelt

Bereits in Abständen von wenigen Metern zu Mobilstationen bzw. wenigen zehn Metern zu Basisstationen sind die Expositionen so gering, dass die Grenzwerte weit unterschritten werden. Im Hinblick auf die geltenden Grenzwerte ist dieser Bereich somit völlig uninteressant. Im Zusammenhang mit der weiter zu-

nehmenden Exposition durch eine steigenden Anzahl von Basisstationen und Mobilfunktechniken – verbunden mit dem Wunsch die Exposition auf möglichst niedrigem Niveau zu halten – ist zu erwarten, dass die tatsächlich vorherrschenden Expositionen in diesem Bereich in naher Zukunft von großem Interesse sein werden. Für die dann aufkommende Fragestellung inwieweit die Exposition durch Veränderungen der Zellstruktur beeinflusst werden kann, soll diese Arbeit Entscheidungshilfen liefern.

2.2 Wärmewirkung von elektromagnetischen Feldern und spezifische Absorptionsrate

Im Frequenzbereich des Mobilfunks gilt derzeit ausschließlich die Temperaturerhöhung, welche auf die absorbierte elektromagnetische Leistung zurückzuführen ist, als gesundheitlich relevanter Effekt einer Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern. Aufgrund der schädigenden Wirkung zu hoher Zelltemperaturen ist diese Temperaturerhöhung, und damit die absorbierte elektromagnetische Leistung, zu begrenzen.

Die spezifische Absorptionsrate (SAR) ist die auf die Masse bezogene dissipierte Leistung, welche über [DMI86, EN607c]

$$\text{SAR} = \frac{\sigma E^2}{\rho} = \frac{(\sigma_s + \omega \epsilon'') E^2}{\rho} \quad (2.1)$$

bestimmbar ist. Hierbei bezeichnen σ die Gesamtleitfähigkeit, σ_s die Gleichstromleitfähigkeit, ω die Kreisfrequenz, ϵ'' den Imaginärteil der Permittivität, E den Effektivwert der elektrischen Feldstärke im Medium sowie ρ die lokale Massendichte. Das Produkt $\omega \epsilon''$ gibt die Wechselstromleitfähigkeit an. Aufgrund der Ortsabhängigkeit der Größen in (2.1) handelt es sich bei der SAR um eine lokale Größe. Die Einheit der SAR ist W/kg.

Der in (2.1) einzusetzende Effektivwert der elektrischen Feldstärke E bezieht sich auf die Feldstärke im betrachteten Medium. Durch die Permittivität des Körpers und Reflexionen bzw. Streuungen am Körper ist die im Medium vorherrschende Feldstärke deutlich geringer als die außerhalb vorliegende. Da der Bezug der elektrischen Feldstärke E auf das Körperinnere aus dem Zusammenhang ersichtlich ist, wird auf eine weitergehende Unterscheidung durch einen Index der Übersichtlichkeit halber verzichtet.

Eine weitere Möglichkeit der SAR-Bestimmung ist über eine Betrachtung der zeitlichen Änderung der Temperatur gegeben [EN509]:

$$\text{SAR} = c \left. \frac{dT}{dt} \right|_{t=0} \quad (2.2)$$

Hierbei bezeichnet c die spezifische Wärmekapazität des exponierten Mediums in $\text{J}/(\text{kg K})$ und $dT/dt|_{t=0}$ die anfängliche zeitliche Temperaturänderung.

Während bei einer kontinuierlichen Exposition anfänglich ein schneller Temperaturanstieg zu verzeichnen ist, kommt es im Laufe der Zeit durch Wärmeaustausch mit der Umgebung oder benachbartem Gewebe zu einer konstanten Temperatur im Körper. Als Zeitkonstante wird dabei in der Regel von 6 Minuten ausgegangen [ICN98].

Zur Bewertung der Konformität bezüglich der Grenzwerte wird die SAR typischerweise über eine Masse von 10 g bzw. die gesamte Körpermasse gemittelt. Bei der Angabe von Grenzwerten wird in dieser Arbeit die Mittelungsmasse als Index verwendet (siehe Kapitel 2.3.1).

2.3 Grenzwertkonzept der ICNIRP-Richtlinien

Die „International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP)“ sieht sich als unabhängige Expertenkommission [ICN14], welche sich mit der Bewertung wichtiger nachteiliger Effekte von nicht ionisierender Strahlung befasst. In diesem Zusammenhang hat die ICNIRP Richtlinien, u.a. im Hinblick auf die Sicherheit in elektromagnetischen Feldern, erarbeitet. Bezugnehmend auf die im Jahre 1998 veröffentlichten „Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)“ [ICN98] erfolgt im Folgenden eine kurze Beschreibung des für den Frequenzbereich des Mobilfunks relevanten Grenzwertkonzeptes. Eine deutsche Übersetzung von [ICN98] liegt unter dem Titel „Richtlinien für die Exposition der Bevölkerung durch zeitlich veränderliche elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder (bis 300 GHz)“ [ICN99] vor.

In den ICNIRP-Richtlinien [ICN98] werden grundsätzlich zwei Personengruppen unterschieden. So werden Erwachsene am Arbeitsplatz, welche sich zum einen der vorherrschenden Exposition und des entstehenden Risikos bewusst sind, und zum anderen über Kenntnisse zur Verringerung der Exposition verfügen, einer Gruppe zugeordnet. Für diese sind die Grenzwerte für die „berufliche Exposition“ heranzuziehen. Der zweiten Gruppe gehören Personen jeglichen Al-

ters und Gesundheitszustandes an. Für diese Gruppe sind, aufgrund der besonderen Schutzbedürftigkeit und der Unkenntnis der Personen über die mögliche Exposition und die damit verbundenen Risiken, die im Vergleich zur beruflichen Exposition niedrigeren Grenzwerte für die „Exposition der Bevölkerung“ heranzuziehen.

Der Rat der Europäischen Union hat in der „Empfehlung des Rates vom 12. Juli 1999 zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz — 300 GHz)“ [Rat99] die in den ICNIRP-Richtlinien für die Exposition der Bevölkerung definierten Grenzwerte übernommen.

Die ICNIRP-Richtlinien werden schrittweise überarbeitet. In einer im Jahr 2009 veröffentlichten Stellungnahme [ICN09b] wird an den empfohlenen Grenzwerten im Hochfrequenzbereich bis auf weiteres festgehalten. Im selben Jahr wurde erneut der Kenntnisstand zu den Auswirkungen elektromagnetischer Felder im Hochfrequenzbereich zusammengefasst und veröffentlicht [ICN09a]. Im Jahr 2010 wurden neue Richtlinien für den Frequenzbereich von 1 Hz bis 100 kHz veröffentlicht [ICN10]. Hierbei ist eine Anpassung der Grenzwerte im Vergleich zu [ICN98] zu verzeichnen.

Eine Arbeitsgruppe der „International Agency for Research on Cancer (IARC)“ hat im Jahr 2011 die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern als „möglicherweise krebserregend“ eingestuft und hierzu im April 2013 in einer Monographie weitere Details veröffentlicht [IAR13], was aber bislang keinen Einfluss auf die empfohlenen Grenzwerte hatte. Ebenfalls im Jahr 2011 wurde als Ergebnis der Interphone Studie, welche den Zusammenhang zwischen Tumoren im menschlichen Kopf und dem Gebrauch von Mobiltelefonen untersuchte, für Erwachsene kein Zusammenhang festgestellt [SFG⁺11]. Es wird in [SFG⁺11] aber auch darauf hingewiesen, dass eine gewisse Unsicherheit verbleibt.

2.3.1 Wirkungen elektromagnetischer Felder und Basisgrenzwerte

Die aus der Absorption elektromagnetischer Energie hervorgerufene Wärmewirkung wird für Frequenzen oberhalb 100 kHz als die biologisch relevante Größe betrachtet. Ein Maß für die mit der Wärmewirkung verknüpfte Energieabsorption ist über die spezifische Absorptionsrate gegeben (siehe Kapitel 2.2). Bei Frequenzen unterhalb von 10 MHz ist neben der spezifischen Absorptionsrate, bei Frequenzen unterhalb von 100 kHz ausschließlich, die Stromdichte [ICN98] bzw. die elektrische Feldstärke [ICN10] im Körper zu limitieren. Hierdurch sollen insbesondere ungewollte Einflüsse auf das Nervensystem vermieden werden.

Mit zunehmender Frequenz wird die Eindringtiefe der elektromagnetischen Felder in das Gewebe geringer. Sofern die Absorption vorrangig in der Nähe der Oberfläche erfolgt, ist nach [ICN98] die spezifische Absorptionsrate kein geeignetes Maß zur Beschreibung der Wirkung. Daher ist ab 10 GHz nicht mehr die spezifische Absorptionsrate sondern für eine ebene Welle die Leistungsdichte S außerhalb des Körpers als Basisgrenzwert zu limitieren. Hierdurch soll eine übermäßige Temperaturerhöhung an der Körperoberfläche vermieden werden [ICN98].

Für den Frequenzbereich von 300 MHz bis 10 GHz wird zur Vermeidung oder Minderung der bei gepulsten Feldern möglicherweise auftretenden thermoelastischen Höreffekten die Limitierung der absorbierten Energie pro Puls und Masse – eine Größe mit der Einheit J/kg – im Kopfbereich empfohlen [ICN98]. Als Grenzwerte werden 10 mJ/kg für die berufliche Exposition bzw. 2 mJ/kg für die Exposition der Bevölkerung vorgeschlagen. Nach [MH07] sind zur Wahrnehmung dieses thermischen Effektes, der von Radaranlagen bekannt ist, sehr kurze (kürzer als 100 μ s) und gleichzeitig energiereiche Impulse erforderlich, welche beim Mobilfunk in der Praxis nicht auftreten.

Im Frequenzbereich des Mobilfunks – der sich von etwa 800 MHz bis 2,7 GHz erstreckt – ist also lediglich die spezifische Absorptionsrate als biologisch relevante Größe anzusehen.

Art der Exposition	$SAR_{\text{avg,wb,lim}}$ in W/kg (Ganzkörper)	$SAR_{\text{avg,10g,lim}}$ in W/kg (Kopf und Rumpf)	$SAR_{\text{avg,10g,lim}}$ in W/kg (Gliedmaßen)
berufliche Exposition	0,4	10	20
Exposition der Bevölkerung	0,08	2	4

Tabelle 2.1: Basisgrenzwerte für die spezifische Absorptionsrate im Frequenzbereich von 100 kHz bis 10 GHz für die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern gemäß den ICNIRP-Richtlinien [ICN98].

Aufgrund des Umstandes, dass die spezifische Absorptionsrate ein Maß für die Temperaturerhöhung im Körper ist, wird sie in den ICNIRP-Richtlinien [ICN98] als so genannter Basisgrenzwert definiert. In Tabelle 2.1 sind die gemäß [ICN98] im Bereich von 100 kHz bis 10 GHz maximal zulässigen, über den ganzen Körper bzw. eine Masse von 10 g gemittelten, SAR-Grenzwerte $SAR_{\text{avg,wb,lim}}$ bzw. $SAR_{\text{avg,10g,lim}}$ angegeben. Diese Werte sind, da die spezifische Absorptionsrate

die biologisch relevante Größe ist, unabhängig von der Frequenz einzuhalten. Zeitveränderliche SAR-Werte sind über beliebige Zeitintervalle von sechs Minuten zu mitteln.

Ganzkörperexposition

Bei der Festlegung der Grenzwerte für die über den ganzen Körper gemittelte spezifische Absorptionsrate $SAR_{\text{avg,wb}}$ wird nach [ICN98] berücksichtigt, dass ab einer Temperaturerhöhung von etwa 1°C eine negative biologische Wirkung und damit ein gesundheitlich relevanter Einfluss festgestellt werden kann. Bei einer 30-minütigen Exposition mit einer auf den ganzen Körper bezogenen mittleren spezifischen Absorptionsrate von $SAR_{\text{avg,wb}} \approx 4\text{ W/kg}$ wird diese Temperaturerhöhung nicht überschritten. Unter Berücksichtigung eines Sicherheitsfaktors von zehn für die berufliche Exposition folgt ein Grenzwert von $SAR_{\text{avg,wb,lim}} = 0,4\text{ W/kg}$. Für die Exposition der Bevölkerung wird ein Sicherheitsfaktor von 50 berücksichtigt, der auf einen Grenzwert von $SAR_{\text{avg,wb,lim}} = 0,08\text{ W/kg}$ führt.

Lokal beschränkte Exposition

Bei einer lokal beschränkten Exposition sind deutlich höhere spezifische Absorptionsraten zugelassen. Damit wird lokal eine stärkere Temperaturerhöhung toleriert als für den ganzen Körper. Zum Vergleich mit den Grenzwerten sind die spezifischen Absorptionsraten über eine Masse von 10 g zu mitteln. Die kleine Masse soll der ausgeprägten Inhomogenität des Kopfes Rechnung tragen und entspricht in etwa der Masse des besonders temperaturempfindlichen Auges. Neben Verdampfung und Wärmeabstrahlung kann eine lokale Temperaturerhöhung auch über Konvektion und thermische Leitfähigkeit reduziert werden.

Als Basisgrenzwerte $SAR_{\text{avg,10g,lim}}$ sind die in Tabelle 2.1 angegebenen Werte definiert. Für die *Gliedmaßen* kann eine höhere Temperaturerhöhung toleriert werden als für die Bereiche *Kopf und Rumpf*, daher sind die zulässigen SAR-Grenzwerte für die Gliedmaßen um einen Faktor zwei höher als für den Kopf und Rumpf des Körpers.

Gemäß [ICN98] ist das Maximum der Mittelungen für beliebig zusammenhängendes Körpergewebe zu ermitteln. Aufgrund der Komplexität der Maximumsuche über ein beliebig zusammenhängendes Körpergewebe wird abweichend von der ICNIRP-Forderung das Mittelungsgebiet in der Regel auf ein würfelförmiges Volumen der entsprechenden Masse bezogen [IEE03, IEE07]. So sieht beispielsweise die im Jahr 2006 weitgehend an die ICNIRP-Richtlinien ange-

glichene IEEE-Empfehlung [C9506] weiterhin bewusst ein würfelförmiges Mittelungsvolumen zur Bestimmung der lokalen spezifischen Absorptionsrate vor. Wenngleich für die lokale Exposition deutlich höhere Werte als für die Ganzkörperexposition erlaubt sind, darf der Grenzwert für die auf den ganzen Körper bezogene spezifische Absorptionsrate $SAR_{\text{avg,wb,lim}}$ aber nicht überschritten werden.

In den ICNIRP-Richtlinien wird anstatt des Begriffs „spezifische Absorptionsrate“ die Bezeichnung „spezifische Energieabsorptionsrate“ verwendet. Diese Bezeichnung ist insoweit günstig, da explizit deutlich gemacht wird, dass es sich bei der SAR um eine pro Zeit (\rightarrow Rate) und Gewebemasse (\rightarrow spezifisch) absorbierte Energie (Einheit $[SAR] = J / (s \text{ kg})$, $J = Ws$) handelt. Da die Bezeichnung „spezifische Absorptionsrate“ jedoch auch auf internationaler Ebene, als „specific absorption rate“ gebräuchlicher ist, wird diese im Weiteren verwendet.

2.3.2 Referenzwerte

Sofern sich die Quelle in unmittelbarer Nähe zum Körper befindet, ist typischerweise die lokale spezifische Absorptionsrate $SAR_{\text{avg,10g}}$, welche über eine Masse von 10 g gemittelt ist, für einen Vergleich mit den Grenzwerten relevant. In größerer Entfernung zur Quelle, bei der keine großen lokalen Schwankungen der Exposition zu erwarten sind, ist hingegen die auf den ganzen Körper bezogene gemittelte spezifische Absorptionsrate $SAR_{\text{avg,wb}}$ zu betrachten. Ein grundlegendes Problem bei der Ermittlung der spezifischen Absorptionsrate ist aber, dass die Bestimmung für Gewebe innerhalb des menschlichen Körpers erfolgen muss.

Die messtechnische Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate an beliebigen Positionen im lebenden Objekt ist praktisch nicht möglich. Von daher werden beispielsweise zur Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate in verschiedenen Normen [EN511a, EN607c, EN611] Messphantome, bestehend aus einer Schale und Flüssigkeit, definiert. Über automatisierte Messsysteme kann eine normkonforme Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate vorgenommen werden (siehe z.B. [Sch14]). Hierzu werden innerhalb der Flüssigkeit des Messphantoms, welche die dielektrischen Eigenschaften des menschlichen Gewebes nachbilden soll, auf einem engmaschigen Punktraster jeweils die elektrischen Feldstärken bestimmt. Aus den elektrischen Feldstärken können dann jeweils die lokalen spezifischen Absorptionsraten bestimmt werden.

Für die rechnerische Ermittlung der spezifischen Absorptionsrate sind aufwändige Simulationen der Feldquelle und des absorbierenden Mediums erforderlich. Im Gegensatz zur messtechnischen Bestimmung, bei der eine reale Feldquelle eingesetzt wird und lediglich das absorbierende Medium nachgebildet wird, ist hier zusätzlich die Quelle zu modellieren.

Während für die Ermittlung der lokalen SAR-Werte im Körper eine explizite Bestimmung unerlässlich ist, können für den Vergleich mit den Grenzwerten im Falle einer weitgehend homogenen Ganzkörperexposition durch eine Quelle in großem Abstand leichter zugängliche Größen außerhalb des Körpers betrachtet werden. Anstatt der Bestimmung des gemittelten SAR-Wertes für den ganzen Körper $SAR_{\text{avg,wb}}$ können nach [ICN98]

- die elektrische Feldstärke E
- die magnetische Feldstärke H
- sowie die Leistungsdichte S bei ebenen Wellen

außerhalb des Körpers als abgeleitete Größen herangezogen werden. Die maximal zulässigen Werte für die abgeleiteten Größen werden in [ICN98] als Referenzwerte bezeichnet. Die entscheidenden Vorteile der Berücksichtigung der Referenzwerte sind zum einen die erheblich einfachere Bestimmung außerhalb des Körpers, zum anderen ist aber aufgrund des homogenen Feldstärkeverlaufes – typischerweise wird vom Vorliegen ebener Wellen ausgegangen – eine aufwändige Rasterbestimmung nicht erforderlich. Diese bleibt in der Praxis aber für die körpernah betriebenen Endgeräte, welche eine sehr inhomogene Feldverteilung über dem exponierten Körper hervorrufen, von Relevanz.

In Tabelle 2.2 sind die Referenzwerte für die Exposition der Bevölkerung gemäß der ICNIRP-Richtlinien [ICN98] angegeben. Bei den angegebenen Werten für die Feldstärke handelt es sich um Effektivwerte. Unterhalb einer Frequenz von 10 GHz sind die Quadrate der Feldstärken über Zeiträume von sechs Minuten zu mitteln. Zeitveränderliche Leistungsdichten S , welche sich auf eine Exposition durch eine ebene Welle beziehen, sind linear zu mitteln. Auftretende Spitzenwerte dürfen für die Feldstärken E bzw. H jedoch das 32-fache bzw. für die Leistungsdichte S das 1000-fache des zugehörigen Referenzwertes nicht übersteigen [ICN98].

Für den Frequenzbereich oberhalb von 10 GHz, bei dem die Leistungsdichte S als Basisgrenzwert definiert ist, können die Referenzwerte unter der Annahme des Vorliegens einer ebenen Welle bestimmt werden. Hierbei ist die Mittelungsdauer auf $68/f^{1,05}$ Minuten zu beschränken, wobei die Frequenz f in GHz einzusetzen ist. Dieser Bereich ist, ebenso wie der Frequenzbereich unterhalb von 400 MHz, nicht für den Mobilfunk relevant.

Frequenz	E_{lim} in V/m	H_{lim} in A/m	S_{lim} in W/m ²
10 MHz – 400 MHz	28	0,073	2
400 MHz – 2 GHz	$1,375\sqrt{f_{\text{MHz}}}$	$0,0037\sqrt{f_{\text{MHz}}}$	$f_{\text{MHz}}/200$
2 GHz – 300 GHz	61	0,16	10

Tabelle 2.2: Referenzwerte für die Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern mit Frequenzen ab 10 MHz gemäß den ICNIRP-Richtlinien [ICN98].

Die Referenzwerte für die berufliche Exposition sind für die Feldstärken E_{lim} bzw. H_{lim} um einen Faktor $\sqrt{5}$ höher als die in Tabelle 2.2 angegebenen Referenzwerte für die Exposition der Bevölkerung. Dies ist auf die Proportionalität der quadrierten Feldstärke zur spezifischen Absorptionsrate, deren Basisgrenzwerte sich um den Faktor fünf unterscheiden (vgl. Tabelle 2.1), zurückzuführen. Entsprechend sind die Referenzwerte für die Leistungsdichte S_{lim} bei beruflicher Exposition um einen Faktor fünf höher.

Im Bereich des Nahfeldes – in dem keine ebene Welle vorliegt – genügt gemäß [ICN98] als konservative Abschätzung die gleichzeitige Einhaltung der Referenzwerte für die elektrischen *und* magnetischen Feldgrößen.

Zusammenhang von Basisgrenzwert und Referenzwert

Der Zusammenhang zwischen Basisgrenzwert und Referenzwert wird aus geeigneten Messungen bzw. Berechnungen abgeleitet. Sind die Referenzwerte bei Abwesenheit des Körpers eingehalten, so sollte gemäß [ICN98] davon ausgegangen werden können, dass die Basisgrenzwerte, für eine sich an der entsprechenden Stelle befindliche Person, ebenfalls eingehalten sind.

Die Schwierigkeit bei der Ableitung der Referenzwerte besteht darin, dass für alle Personen sicher die Basisgrenzwerte eingehalten werden müssen. Da Personen aber sehr verschieden in Bezug auf Körpergröße, Gewicht und Fettgehalt sind, können gleiche Feldbedingungen in Abwesenheit der Person zu stark verschiedenen Expositionen bei den jeweiligen Personen führen.

Eine einfallende ebene Welle mit festgelegter Leistungsdichte führt in Abhängigkeit von der Form und den Gewebeparametern der exponierten Person, sowie der Orientierung zum Feld zu unterschiedlichen spezifischen Absorptionsraten [DIM+79, Dur80, JDM75, JG72].

Der jeweilige Referenzwert muss aber den jeweils ungünstigsten Fall bezüglich exponierter Person und Einkopplung berücksichtigen. In Abhängigkeit vom zu betrachtenden Fall ist der Unterschied zum tatsächlichen Wert der physikalischen Größe des Basisgrenzwertes deshalb mehr oder weniger verschieden.

Kühn et. al. berichten in [KJC⁺09] darüber, dass eine Einhaltung der Referenzwerte nicht immer die Einhaltung der Basisgrenzwerte garantiert. In den von der Gruppe angestellten Untersuchungen wurden verschiedene Körpermodelle, welche unterschiedliche Klassen von Personen repräsentieren sollen, den Feldern von ebenen Wellen ausgesetzt. Die Intensität der Felder wurde hierbei so gewählt, dass die Referenzwerte eingehalten sind. In der Auswertung der über den ganzen Körper gemittelten spezifischen Absorptionsraten konnten für Kinder z.T. deutliche Überschreitungen des relevanten Basisgrenzwertes festgestellt werden. In einem Positionspapier der ICNIRP [ICN09b] wird die von Kühn et. al. [KJC⁺09] berichtete Erhöhung von bis zu 40 % – im Vergleich zu dem großen Sicherheitsfaktor von 50 (entsprechend 5000 %) für die Allgemeinbevölkerung – als vernachlässigbar bezeichnet.

2.3.3 Immissionen von mehreren Quellen

Im Hinblick auf die thermischen Wirkungen einer Exposition mit unterschiedlichen Frequenzen gilt, dass die Einzelbeiträge in der Summe zu keiner übermäßigen Temperaturerhöhung führen dürfen. Diese Forderung ist nach [ICN98] erfüllt, falls

$$\sum_{f=100 \text{ kHz}}^{10 \text{ GHz}} \frac{\text{SAR}_{\text{avg,wb}}(f)}{\text{SAR}_{\text{avg,wb,lim}}} + \sum_{f>10 \text{ GHz}}^{300 \text{ GHz}} \frac{S(f)}{S_{\text{lim}}} \leq 1 \quad (2.3)$$

gilt. $\text{SAR}_{\text{avg,wb}}(f)$ bzw. $S(f)$ kennzeichnen die jeweiligen Expositionen bei der diskreten Frequenz f . Bei einer Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern durch Quellen mit Frequenzen ausschließlich oberhalb von 1 MHz kann alternativ auch [ICN98]

$$\sum_{f>1 \text{ MHz}}^{300 \text{ GHz}} \frac{E^2(f)}{E_{\text{lim}}^2} \leq 1 \quad \text{und} \quad \sum_{f>1 \text{ MHz}}^{300 \text{ GHz}} \frac{H^2(f)}{H_{\text{lim}}^2} \leq 1 \quad (2.4)$$

geprüft werden.

Somit sind in dem für den Mobilfunk relevanten Frequenzbereich die Beiträge verschiedener Quellen leistungsbezogen zu addieren.

2.4 Relevante Gesetze und Verordnungen für Deutschland

Im Folgenden wird die für Deutschland relevante Gesetzeslage erläutert. Da im Rahmen dieser Arbeit ausschließlich die Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern aufgrund des Mobilfunks eine Rolle spielt, wird hier ausschließlich auf die entsprechenden Vorgaben eingegangen. Berufsgenossenschaftliche Regelungen, welche sich mit der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern am Arbeitsplatz befassen, bleiben unbeachtet.

Bezug nehmend auf die Exposition durch Mobilfunkbasisstationen sind die in Deutschland einzuhaltenden Grenzwerte in der „26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (26. BImSchV) [Bun13c]“ festgehalten (siehe Kapitel 2.4.1). Die Sicherstellung des Schutzes ist über das in der „Verordnung über das Nachweisverfahren zur Begrenzung elektromagnetischer Felder (BEMFV) [Bun13b]“ beschriebene Standortbescheinigungsverfahren geregelt (siehe Kapitel 2.4.2).

Sowohl die 26. BImSchV wie auch die BEMFV wurden in den vergangenen Jahren überarbeitet und im August 2013 schließlich als Gesetz verabschiedet. Mit dieser Novellierung wurden die früheren Fassungen der 26. BImSchV [Bun96] bzw. der BEMFV [Bun05] ersetzt. Eine Anpassung der Grenzwerte im Frequenzbereich des Mobilfunks wurde bei der Novellierung nicht vorgenommen.

Bei der Exposition durch Mobilstationen, wie beispielsweise Handys, sind europäische Normen zu beachten (siehe Kapitel 2.5).

2.4.1 26. BImSchV

Die 26. BImSchV [Bun13c] enthält, neben den Grenzwerten für Felder, die im Zusammenhang mit der Übertragung elektrischer Energie entstehen, die von der Frequenz abhängigen Grenzwerte für die elektrische Feldstärke E_{lim} und magnetische Feldstärke H_{lim} , welche von Hochfrequenzanlagen am Aufenthaltsort von Personen hervorgerufen werden dürfen.

Die 26. BImSchV [Bun13c] gilt für Hochfrequenzanlagen, welche eine äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIRP) von 10 W und mehr aufweisen. Darüber hinaus ist die Verordnung seit ihrer Novellierung auch anzuwenden falls an einem bestehenden Standort mit bislang geringerer äquivalenter isotroper Strahlungsleistung durch eine zusätzliche Hochfrequenzanlage eine EIRP von 10 W erreicht oder überschritten wird, es sei denn die neue Hochfrequenzanlage weist lediglich eine EIRP bis zu 100 mW auf.

2.4.1.1 Grenzwerte für Feldgrößen

Die in Tabelle 2.3 angegebenen Grenzwerte der 26. BImSchV [Bun13c] stimmen mit den in den ICNIRP-Richtlinien [ICN98] angegebenen Referenzwerten für die Exposition der Bevölkerung (vgl. Tabelle 2.2) bzw. den Referenzwerten der EU-Ratsempfehlung 1999/519/EG [Rat99] überein. Mit der Novellierung im Jahr 2013 wurde der Grenzwert für den Effektivwert der elektrischen Feldstärke E_{lim} bis 400 MHz von 27,5 V/m in [Bun96] um 0,5 V/m erhöht.

Frequenz	E_{lim} in V/m	H_{lim} in A/m	$E_{\text{lim}}/H_{\text{lim}}$ in Ω
10 MHz – 400 MHz	28	0,073	384
400 MHz – 2 GHz	$1,375\sqrt{f_{\text{MHz}}}$	$0,0037\sqrt{f_{\text{MHz}}}$	372
2 GHz – 300 GHz	61	0,16	381

Tabelle 2.3: Grenzwerte für die von Hochfrequenzsendeanlagen erzeugten elektrischen Feldstärken E_{lim} und magnetischen Feldstärken H_{lim} gemäß der 26. BImSchV [Bun13c]. Verhältnisse aus den Grenzwerten für die elektrischen und magnetischen Feldgrößen $E_{\text{lim}}/H_{\text{lim}}$.

Sofern die über sechs Minuten quadratisch gemittelten Feldgrößen die in Tabelle 2.3 angegebenen Werte nicht überschreiten, d.h. sofern

$$\sqrt{\frac{1}{6 \text{ Min}} \int_t^{6 \text{ Min}} E^2(t) dt} \leq E_{\text{lim}} \quad \text{und} \quad \sqrt{\frac{1}{6 \text{ Min}} \int_t^{6 \text{ Min}} H^2(t) dt} \leq H_{\text{lim}}, \quad (2.5)$$

gleichzeitig erfüllt sind, gelten die Grenzwerte als eingehalten. Auftretende Spitzenwerte dürfen – wie in den ICNIRP-Richtlinien [ICN98] vorgeschlagen – das 32-fache des Referenzwertes nicht übersteigen.

In Tabelle 2.3 sind darüber hinaus noch die Verhältnisse der Grenzwerte von elektrischer Feldstärke E_{lim} zu magnetischer Feldstärke H_{lim} angegeben. Die Werte entsprechen in sehr guter Näherung dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} , welcher 377Ω beträgt. Im Zusammenhang mit der Frage ob eine Expositionsbestimmung auf der Basis einer Feldgröße, also entweder der elektrischen Feldstärke E oder der magnetischen Feldstärke H , ausreicht wird dieses Verhältnis in Kapitel 7.2 für ein typisches urbanes Szenario näher betrachtet.

2.4.1.2 Grenzwerte für äquivalente Leistungsdichten

Da die absorbierte Leistung proportional zum Quadrat der elektrischen Feldstärke und damit für ebene Wellen auch proportional zu der vorherrschenden Leistungsdichte ist, kann prinzipiell auch die Leistungsdichte zur Bewertung der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern herangezogen werden. Allerdings dürfen die Poynting-Vektoren verschiedener Signalbeiträge nicht einfach addiert werden. Zwei gegenläufige ebene elektromagnetische Wellen mit gleicher Amplitude führen zu einem verschwindenden Poynting-Vektor. Im Sinne der Angabe der Richtung und Größe des Gesamtenergietransportes ist der verschwindende Poynting-Vektor zwar richtig, die resultierende stehende Welle kann jedoch in biologischer Hinsicht wirksam werden, da das elektrische Feld nicht verschwindet. Weitere Details sind beispielsweise in [DMI86] zu finden.

Die in Tabelle 2.2 angegebenen Grenzwerte für die Leistungsdichte S_{lim} werden in den ICNIRP-Richtlinien explizit als „äquivalente Leistungsdichte bei ebenen Wellen“ bezeichnet. Im Gegensatz hierzu wird in dieser Arbeit unter dem Begriff der „äquivalenten Leistungsdichte“ ein Wert verstanden, der aus der elektrischen Feldstärke E bzw. magnetischen Feldstärke H über [SAJE⁺92]

$$S^E = \frac{E^2}{Z_{F0}} \quad \text{und} \quad S^H = H^2 Z_{F0} \quad (2.6)$$

berechnet wird. Lediglich im Falle des Vorliegens einer ebenen Welle entsprechen diese äquivalenten Leistungsdichten tatsächlich der Leistungsdichte, welche gleichzeitig ein Maß für die transportierte Energie darstellt. Darüber hinaus sind bei einer Exposition durch eine ebene Welle, bei der sich die elektrische Feldstärke E und die magnetische Feldstärke H gerade um den Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} unterscheiden, die aus den elektrischen und magnetischen Feldgrößen bestimmten äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H gleich groß. Im Nahfeld von Quellen, in dem eine komplizierte Feldverteilung vorliegt, oder auch in einem Mehrwegeausbreitungsszenario (siehe Kapitel 7.2), können die äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H jedoch erheblich voneinander abweichen.

In dieser Arbeit erfolgt die Ergebnisdarstellung der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern schlussendlich bezogen auf die äquivalente Leistungsdichte S^E . Darüber hinaus wird hier aufgrund des in der Mobilkommunikation auftretenden großen Dynamikbereichs ein logarithmischer Maßstab verwendet. Eine Umrechnung der äquivalenten Leistungsdichte S^E in der Einheit W/m^2 auf die hier verwendete Einheit dBm/cm^2 erfolgt über

$$S^E [\text{dBm}/\text{cm}^2] = 10 \log_{10} (S^E [\text{W}/\text{m}^2]) - 10. \quad (2.7)$$

Hierbei sind die Einheiten jeweils in eckigen Klammern $[\cdot]$ angegeben. In Tabelle 2.4 sind die aus den Grenzwerten der 26. BImSchV [Bun13c] für die elektrischen Feldstärken E_{lim} bestimmten Grenzwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{lim}^E in linearem und logarithmischem Maßstab angegeben. Da das Verhältnis der Grenzwerte von elektrischer Feldstärke zu magnetischer Feldstärke $E_{\text{lim}}/H_{\text{lim}}$ in sehr guter Näherung dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} entspricht (siehe Tabelle 2.3), gilt auch für die Grenzwerte der äquivalenten Leistungsdichten $S_{\text{lim}}^E \approx S_{\text{lim}}^H$. Im Rahmen der hier angegebenen Genauigkeit sind diese identisch.

Frequenz	S_{lim}^E in W/m^2	S_{lim}^E in dBm/cm^2
10 MHz – 400 MHz	2	-7
400 MHz – 2 GHz	$f_{\text{MHz}}/200$	$-33 + 10 \log(f_{\text{MHz}})$
2 GHz – 300 GHz	10	0

Tabelle 2.4: Aus den Grenzwerten gemäß der 26. BImSchV [Bun13c] berechnete äquivalente Leistungsdichten S_{lim}^E . Da $E_{\text{lim}}/H_{\text{lim}} \approx Z_{F0}$ gilt auch $S_{\text{lim}}^E \approx S_{\text{lim}}^H$.

Zur Prüfung der Konformität mit den Grenzwerten sind die äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H jeweils über beliebige Zeitintervalle von sechs Minuten linear zu mitteln. Entsprechend der Forderung, dass Spitzenwerte für die Feldstärken das 32-fache des jeweiligen Grenzwertes nicht übersteigen dürfen [Bun13c], sind für die äquivalenten Leistungsdichten Spitzenwerte bis zum 1000-fachen der Grenzwerte S_{lim}^E bzw. S_{lim}^H zugelassen.

2.4.2 Standortbescheinigungsverfahren

Die gesetzliche Grundlage zur Gewährleistung der Sicherheit von Personen im Hinblick auf die Exposition durch ortsfeste Funkanlagen, zu welchen auch die Mobilfunkbasisstationen zählen, ist in Deutschland durch die „Verordnung über das Nachweisverfahren zur Begrenzung elektromagnetischer Felder (BEMFV) [Bun13b]“ gegeben.

In der Verordnung ist festgehalten, dass beim Betrieb einer ortsfesten Funkanlage die Grenzwerte gemäß der geltenden Fassung der 26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (26. BImSchV) einzuhalten sind. Darüber hinaus sind für den Frequenzbereich von 9 kHz bis 50 MHz zusätzlich die in der Norm DIN EN 50527-1 (Ausgabe Januar 2011) [EN511b] und DIN EN 50527-2-1 (Ausgabe Mai 2012) [EN512] zulässigen Werte für aktive Körperhilfsmittel, hierunter sind insbesondere Herzschrittmacher zu verstehen, als Grenzwerte einzuhalten.

Gewährleistet wird die Einhaltung der Grenzwerte durch die Festlegung von Sicherheitsabständen, die zu den ortsfesten Funkanlagen einzuhalten sind. Diese werden in einer so genannten Standortbescheinigung festgehalten. Als zuständige Behörde, bei welcher auch die Standortbescheinigungen zu beantragen sind, agiert die „Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen (BNetzA)“ [Bun14c].

2.4.2.1 Standortbescheinigung

Zur Sicherstellung des Schutzes von Personen in den von ortsfesten Funkanlagen hervorgerufenen elektromagnetischen Feldern schreibt die BEMFV vor, dass vor der Inbetriebnahme einer ortsfesten Funkanlage mit einer äquivalenten isotropen Strahlungsleistung (EIRP) von 10 W oder mehr eine gültige Standortbescheinigung vorliegen muss [Bun13b]. Gleichfalls wird durch die Installation einer ortsfesten Funkanlage mit einer EIRP von weniger als 10 W eine Standortbescheinigung an einem bereits bestehenden Standort erforderlich, falls in der Summe eine EIRP von 10 W erreicht oder überschritten wird.

Die EIRP ist das Produkt aus der in eine Antenne eingespeiste Sendeleistung P_T und deren Gewinn G_T [GW98]:

$$\text{EIRP} = P_T G_T. \quad (2.8)$$

Die EIRP entspricht damit der Leistung, welche in eine fiktive isotrope Antenne eingespeist werden müsste, um unter Freiraumbedingungen im Fernfeld dieselbe

Leistungsdichte zu erzeugen, welche die betrachtete Antenne in der Richtung hervorruft, in die sie mit maximaler Intensität abstrahlt. Oftmals wird im Zusammenhang mit der EIRP anstatt des Begriffes „Strahlungsleistung“ auch der Begriff der „Sendeleistung“ verwendet.

Für eine einzelne Mobilfunkbasisstationsantenne mit einem Gewinn von 18 dBi, entsprechend einem Faktor von 63,1 bedeutet dies, dass schon bei einer Sendeleistung von 158 mW bzw. 22 dBm eine Standortbescheinigung erforderlich wird. In Makrozellen, mit Zellgrößen in der Größenordnung von Kilometern, betragen typische Sendeleistungen an Mobilfunkbasisstationsantennen mehrere 10 W. Die entsprechenden äquivalenten isotropen Strahlungsleistungen liegen in der Größenordnung von Kilowatt und erfordern somit eine Standortbescheinigung.

Die BEMFV sieht Ausnahmeregelungen hinsichtlich des Verfahrens vor. Dies betrifft beispielsweise ortsfeste Funkanlagen, die eine „sofortige Inbetriebnahme ausschließlich für Tätigkeiten im Zusammenhang mit der öffentlichen Sicherheit, der Sicherheit des Staates oder für Tätigkeiten im Bereich der Gefahrenabwehr oder der Strafverfolgung“ [Bun13b] erfordern. Die Grenzwerte müssen aber auch in diesem Fall eingehalten werden.

Der Betrieb einer ortsfesten Amateurfunkanlage ist der BNetzA gemäß einem Anzeigeverfahren vor Inbetriebnahme mitzuteilen. Hierbei kann der Funkamateurl die Sicherheitsabstände selbst bestimmen. Der Anzeige ist eine zeichnerische Darstellung des standortbezogenen Sicherheitsabstandes und des vom Betreiber kontrollierbaren Bereiches beizufügen. Befinden sich am Ort der Amateurfunkstelle aber weitere ortsfeste Funkanlagen, die eine Standortbescheinigung erfordern, so ist auch die ortsfeste Amateurfunkstelle im Standortbescheinigungsverfahren zu berücksichtigen. Dies kann beispielsweise der Fall sein, wenn eine Mobilfunkbasisstation und eine Relaisfunkstelle des Amateurfunkdienstes, also ein automatisch arbeitender Umsetzer, am gleichen Standort betrieben werden. Für weitere Details sei auf [Bun13b] verwiesen.

2.4.2.2 Sicherheitsabstände

Die zu den Mobilfunkbasisstationsantennen einzuhaltenden Sicherheitsabstände werden vorzugsweise rechnerisch, unter bestimmten Umständen aber auch messtechnisch, bestimmt. Hierbei wird auf die DIN EN 50413 (Ausgabe August 2009) [EN509] verwiesen.

Zur Berechnung der Sicherheitsabstände zu Mobilfunkbasisstationen wird in den meisten Fällen eine einfache Fernfeldrechnung unter Annahme einer Freiraumausbreitung zugrunde gelegt. Zudem werden in der Umgebung möglicherweise schon vorhandene Funkanlagen in einem einfachen Ansatz berücksichtigt. Die vertikalen und horizontalen Sicherheitsabstände zu den am Standort befindlichen Sendeantennen werden in der Standortbescheinigung ausgewiesen.

Die von der BNetzA festgelegten Sicherheitsabstände können für alle genehmigten Basisstationen über eine im Internet frei zugängliche Datenbank eingesehen werden [Bun14b]. Typischerweise liegen die Sicherheitsabstände zu Mobilfunkbasisstationsantennen in der Hauptstrahlrichtung im Bereich weniger Meter. Durch die Anwendung der Fernfeldformel findet hierbei, insbesondere bei geringen Sendeleistungen von einigen Watt, eine Überschätzung des Sicherheitsabstandes statt [BHW01]. Außerhalb der Hauptstrahlrichtung und vor allem direkt unterhalb der Mobilfunkbasisstationsantenne liefert die Fernfeldrechnung, d.h. die Bestimmung des Sicherheitsabstandes r_{lim} unter Berücksichtigung der Richtcharakteristik $C(\theta, \psi)$ [BKP⁺07] über

$$r_{\text{lim}} = \sqrt{30\Omega} \frac{\sqrt{P_{\text{T,BS}} G_{\text{BS}}}}{E_{\text{lim}}} C(\theta, \psi), \quad (2.9)$$

im Allgemeinen keine sichere Abschätzung des Sicherheitsabstandes mehr. $P_{\text{T,BS}}$ und G_{BS} sind die in die Mobilfunkbasisstationsantenne eingespeiste Sendeleistung und deren Gewinn. E_{lim} ist der Grenzwert der elektrischen Feldstärke (siehe Tabelle 2.3). Für vertikal polarisierte Mobilfunkbasisstationsantennen, welche gemäß ihrer Fernfeldrichtcharakteristik eine sehr geringe Abstrahlung nach unten aufweisen, erlaubt eine einfache Näherungsformel die sichere Abschätzung des Sicherheitsabstandes direkt unterhalb der Antenne [BKP⁺07].

Für die auf Dächern platzierten Mobilfunkbasisstationen stellt die Einhaltung des Sicherheitsabstandes zumeist kein Problem dar. Auch für die an Hauswänden montierten Antennen werden durch die geringe rückwärtige Abstrahlung der Mobilfunkbasisstationsantennen nur kleine Sicherheitsabstände erforderlich. Sollten die – unter Annahme von Freiraumbedingungen – berechneten Sicherheitsabstände nicht eingehalten werden können, so ist es möglich, vorhandene Dämpfungen durch Gebäude in die Berechnung mit einzubeziehen oder die Sicherheitsabstände über Feldmessungen zu bestimmen.

2.5 Exposition durch Mobilstationen

Bei der Exposition durch ein Endgerät des Nutzers entsteht über dem menschlichen Körper eine äußerst inhomogene Feldverteilung. Die stark verschieden großen Feldstärken sind auf die unmittelbare Nähe zum Endgerät, welches in dieser Entfernung schnell abfallende Feldstärken erzeugt, zurückzuführen.

Für Endgeräte der Nutzer, im weiteren Verlauf der Arbeit als Mobilstation bezeichnet, gibt es mit der DIN EN 62209 einen weltweit einheitlichen Standard zur Bestimmung der Konformität bezüglich der SAR-Grenzwerte. Dabei ist ein an die ICNIRP-Richtlinien [ICN98] angelehnter, lokaler SAR-Grenzwert von $SAR_{\text{avg},10\text{g},\text{lim}} = 2 \text{ W/kg}$ einzuhalten.

Verfahren zur Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate für Handys, die nahe am Kopf gehalten werden, sind in einem ersten Teil der Norm DIN EN 62209-1 [EN607c] erläutert. Für andere in der Hand gehaltene oder am Körper befindliche Endgeräte wie beispielsweise Laptops beschreibt der zweite Teil der Norm, die DIN EN 62209-2 [EN611], geeignete Verfahren.

Die SAR ist in erheblichem Maße von der konkreten Mobilstation und der Positionierung zum Körper abhängig. Daher erfolgt im Rahmen dieser Arbeit keine explizite Bestimmung der Exposition von Mobilstationen, welche gemäß DIN EN 62209 als lokale spezifische Absorptionsrate zu ermitteln ist. Stattdessen wird der Einfluss der untersuchten Modifikationen der Zellstrukturen auf die Exposition durch Vergleiche der erforderlichen Sendeleistungen als relative Änderung erfasst. Eine Veränderung der Sendeleistung führt durch die direkte Proportionalität auf eine entsprechende, relative Veränderung der spezifischen Absorptionsrate.

2.6 Zusammenfassung

Das Sicherheitskonzept in der Mobilkommunikation berücksichtigt die Wärmewirkung elektromagnetischer Felder. Durch geeignet festgelegte Grenzwerte sollen sowohl die lokale als auch die auf den ganzen Körper bezogene Temperaturerhöhung beschränkt werden. Ein Maß für die Temperaturerhöhung ist die spezifische Absorptionsrate. Anstatt einer aufwändigen Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate können bei einer homogenen Exposition, wie sie in großem Abstand zur Quelle auftritt, die elektrischen bzw. magnetischen Feldgrößen zur Bewertung im Hinblick auf die Grenzwerte herangezogen werden. Alternativ können äquivalente Leistungsdichten betrachtet werden.

Im Hinblick auf die Einhaltung der Grenzwerte der von Mobilfunkbasisstationsantennen erzeugten Felder wird in Deutschland das Standortbescheinigungsverfahren herangezogen. Für Mobilstationen – wie Handys – ist die spezifische Absorptionsrate auf der Basis internationaler Normen zu bestimmen.

3 Grundlagen

Zum grundlegenden Verständnis der im Weiteren genutzten Methodik werden zunächst einige essentielle Begriffe erläutert. In Kapitel 3.1 und 3.2 werden die Richtcharakteristik und der Gewinn, welche wichtige Kenngrößen einer Antenne darstellen, besprochen. Kapitel 3.3 weist kurz auf die verschiedenen Feldregionen um eine Quelle hin. Die Kapitel 3.4 bis 3.6 behandeln die Begriffe der Mehrwegeausbreitung, Polarisierung und Funkfelddämpfung im Grundsatz, bevor diese im weiteren Verlauf der Arbeit detailliert betrachtet werden.

3.1 Richtcharakteristik

Die Richtcharakteristik einer Antenne ist ein Maß für die von der Raumrichtung abhängige Verteilung der erzeugten elektrischen Feldstärke \mathbf{E} . Zumeist wird die reelle Richtcharakteristik über [GW98]

$$C(\theta, \psi) = \frac{|\mathbf{E}(r, \theta, \psi)|}{|\mathbf{E}(r, \theta, \psi)|_{\max}} \Big|_{r=\text{const} \rightarrow \infty} \quad (3.1)$$

ermittelt. Die Richtcharakteristik bestimmt sich somit aus dem Verhältnis des Betrages der elektrischen Feldstärke $|\mathbf{E}(r, \theta, \psi)|$ in der Richtung (θ, ψ) im Abstand r zum maximalen Betrag der elektrischen Feldstärke $|\mathbf{E}(r, \theta, \psi)|_{\max}$, welcher auf einer Kugeloberfläche in gleichem Abstand r auftritt. Die Quelle befindet sich hierbei im Ursprung eines sphärischen Koordinatensystems (siehe Bild 3.1).

Die Forderung, dass der Beobachtungsabstand r nahezu im Unendlichen liegen soll ($r = \text{const} \rightarrow \infty$) ist praktisch natürlich nicht realisierbar. Da sich die Richtcharakteristik jenseits des Fernfeldabstandes (siehe Kapitel 3.3) aber nur geringfügig von der Richtcharakteristik im Abstand $r \rightarrow \infty$ unterscheidet, können die elektrischen Feldstärken um die Quelle auch jenseits des Fernfeldabstandes bestimmt und ausgewertet werden. Alternativ kann über eine Messung im Abstandsbereich des Nahfeldes – durch eine geeignete anschließende Transformation – das Fernfeld ermittelt werden [Sla91].

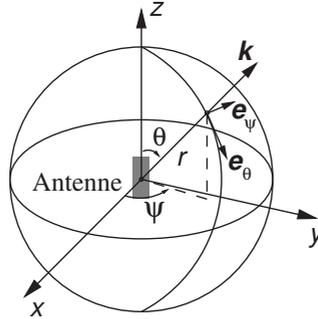


Bild 3.1: Konvention der Winkelbezeichnungen im sphärischen Koordinatensystem.

Da für die Bestimmung der Richtcharakteristik einer Antenne die elektrische Feldstärke \mathbf{E} unter Freiraumbedingungen im Fernfeld herangezogen wird, und damit $|\mathbf{E}|/|\mathbf{H}| = Z_{F0} = \text{const}$ gilt, kann in (3.1) alternativ die magnetische Feldstärke \mathbf{H} betrachtet werden.

Zur präzisen Bestimmung des Betrages, der Phase und der Richtung der elektrischen und magnetischen Feldgrößen ist die Betrachtung der komplexen vektoriellen Richtcharakteristik erforderlich [GW98]:

$$\mathbf{C}(\theta, \psi) = \frac{\mathbf{E}(r, \theta, \psi) e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}}}{|\mathbf{E}(r, \theta, \psi)|_{\max}} \Big|_{r=\text{const} \rightarrow \infty} = C_{\theta}(\theta, \psi) \mathbf{e}_{\theta} + C_{\psi}(\theta, \psi) \mathbf{e}_{\psi} \quad (3.2)$$

Hierbei ist \mathbf{k} der Wellenzahlvektor, der die Ausbreitungsrichtung beschreibt. Sein Betrag $|\mathbf{k}|$ ist über $|\mathbf{k}| = k = 2\pi/\lambda$ mit der Wellenlänge λ verknüpft. \mathbf{r} ist der Punkt im Raum, an dem die elektrische Feldstärke \mathbf{E} bestimmt wird. C_{θ} und C_{ψ} bezeichnen die Komponenten der Richtcharakteristik parallel und senkrecht zur Ebene, welche durch die Ausbreitungsrichtung \mathbf{k} und die Richtung der z -Achse definiert ist. \mathbf{e}_{θ} und \mathbf{e}_{ψ} sind Einheitsvektoren, welche in die entsprechenden Richtungen weisen (siehe Bild 3.1). Durch die Multiplikation mit $e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}}$ wird der in der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} enthaltene Term $e^{-j\mathbf{k}\mathbf{r}}$, welcher der Phasenvariation mit dem Abstand Rechnung trägt, kompensiert und damit die Phase der komplexen vektoriellen Richtcharakteristik unabhängig vom Abstand [GW98].

Die Kenntnis der komplexen vektoriellen Richtcharakteristik ist für eine ganzheitliche Beschreibung im Zusammenhang mit dem verwendeten strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* (siehe Kapitel 6.3) unerlässlich.

Der oftmals zitierte „isotrope Strahler“ strahlt in alle Raumrichtungen Energie mit gleicher Intensität ($C^2(\theta, \psi) = 1 \forall \theta, \psi$) ab. Reale Antennen weichen von diesem Verhalten ab. Daher handelt es sich bei dem „isotropen Strahler“ um eine fiktive Antenne, für die im Weiteren die Bezeichnung „fiktive isotrope Antenne“ verwendet wird.

3.2 Antennengewinn

Der Antennengewinn einer Antenne beschreibt deren Fähigkeit, elektromagnetische Energie mit einer anderen Intensität abzustrahlen, als dies eine fiktive isotrope Antenne tun würde, und ist üblicherweise über [GW98]

$$G = \frac{S_{\max}(r, \theta, \psi)}{S_{\text{iso}}(r)} \Bigg|_{r=\text{const} \rightarrow \infty} = \frac{4\pi r^2}{P_T} \frac{|\mathbf{E}(r, \theta, \psi)|_{\max}^2}{2Z_{F0}} \Bigg|_{r=\text{const} \rightarrow \infty} \quad (3.3)$$

definiert. Hierin ist $S_{\max}(r, \theta, \psi)$ die maximale Leistungsdichte, welche auf einer gedachten Kugeloberfläche im Abstand r zur Antenne hervorgerufen wird. $S_{\text{iso}}(r)$ ist die Leistungsdichte, welche eine mit derselben Sendeleistung gespeiste fiktive isotrope Antenne im gleichen Abstand erzeugen würde.

Die Bestimmung des Antennengewinns beruht prinzipiell auf der Annahme von Fernfeldbedingungen im Freiraum. Daher ist eine Bestimmung des Gewinns alternativ über den zweiten Term in (3.3) möglich. Hierbei sind P_T die in die zu bewertende Antenne eingespeiste Sendeleistung, \mathbf{E} die elektrische Feldstärke, welche die zu bewertende Antenne im Abstand r hervorruft und Z_{F0} der Freiraumfeldwellenwiderstand.

Die im Gegensatz zur betrachteten Antenne generell verlustfreie fiktive isotrope Antenne strahlt die eingespeiste Sendeleistung vollständig ab und zieht dementsprechend im Abstand r die Leistungsdichte $S_{\text{iso}} = P_T/4\pi r^2$ nach sich. Die maximale Leistungsdichte S_{\max} , welche die zu bewertende Antenne hervorruft, wird über den maximalen Betrag der elektrischen Feldstärke $|\mathbf{E}|_{\max}$ und den Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} bestimmt. Im Unterschied zu (2.6), welche den Effektivwert der elektrischen Feldstärke berücksichtigt, ist hier zur Bildung des Effektivwertes allerdings noch durch einen Faktor zwei zu teilen.

Zur Bestimmung des Gewinns liegt der Beobachtungspunkt idealerweise in nahezu unendlich großem Abstand. In der Praxis reicht – wie auch bei der Ermittlung der Richtcharakteristik – eine Bestimmung im Fernfeldabstand aus.

Im logarithmischen Maßstab berechnet sich der Gewinn zu $10 \log_{10}(G)$. Als Einheit wird dBi verwendet, wobei das „i“ dem Bezug auf die fiktive isotrope Antenne Rechnung trägt. Darüber hinaus wird der Gewinn in der Praxis oftmals in der Einheit dBd angegeben. In diesem Fall wird der Gewinn auf einen $\lambda/2$ -Dipol als Vergleichsantenne bezogen. Dieser weist einen Gewinn von $G = 0 \text{ dBd} \hat{=} 2,15 \text{ dBi}$ auf.

Sofern für den Gewinn $G > 1$ bzw. $G > 0 \text{ dBi}$ gilt, strahlt die Antenne in mindestens eine Richtung mit höherer Intensität ab, als dies eine fiktive isotrope Antenne tun würde.

3.2.1 Richtungsabhängiger Gewinn

Der Gewinn kann richtungsabhängig über [GW98]

$$G(\theta, \psi) = \frac{4\pi r^2}{P_T} \frac{|\mathbf{E}(r, \theta, \psi)|^2}{2Z_{F0}} \Bigg|_{r=\text{const} \rightarrow \infty} = C^2(\theta, \psi) G \quad (3.4)$$

angegeben werden. Hierbei erfolgt dann keine Maximalwertbildung über alle Raumwinkel.

3.2.2 Polarisationsabhängiger Gewinn

Eine Abhängigkeit des Gewinns von der Polarisation kann über [GW98]:

$$G_{\theta, \psi}(\theta, \psi) = \frac{4\pi r^2}{P_T} \frac{|E_{\theta, \psi}(r, \theta, \psi)|^2}{2Z_{F0}} \Bigg|_{r=\text{const} \rightarrow \infty} = C_{\theta, \psi}^2(\theta, \psi) G \quad (3.5)$$

angegeben werden. E_θ und E_ψ sind hierbei jeweils die Komponenten entlang der von der Ausbreitungsrichtung \mathbf{k} und der z -Richtung aufgespannten Einfallsebene bzw. senkrecht dazu (vgl. (3.2)). Der richtungsabhängige Gewinn gemäß (3.4), bei dem die Polarisation keine Rolle spielt, kann mittels [GW98]

$$G(\theta, \psi) = G_\theta(\theta, \psi) + G_\psi(\theta, \psi) \quad (3.6)$$

aus den polarisationsabhängigen Gewinnen G_θ und G_ψ bestimmt werden.

3.2.3 Direktivität

Die Direktivität, auch als Richtfaktor bezeichnet, unterscheidet sich vom Gewinn einer Antenne insofern, dass Verluste nicht berücksichtigt sind. Die Direktivität D kann aus alleiniger Betrachtung der Richtcharakteristik $C(\theta, \psi)$ über [GW98]

$$D = \frac{4\pi}{\int \int C^2(\theta, \psi) \sin(\theta) d\theta d\psi} \quad (3.7)$$

bestimmt werden. Die Integration wird hierbei über die gesamte Kugeloberfläche durchgeführt. Alternativ kann in (3.3) anstelle der eingespeisten Sendeleistung P_T die von der betrachteten Antenne abgestrahlte Leistung $P_{T,\text{rad}}$ eingesetzt und so anstatt des Gewinns die Direktivität berechnet werden.

3.2.4 Mittlerer effektiver Gewinn des Funkkanals

Eine notwendige Voraussetzung, um aus einem hohen Antennengewinn einen positiven Nutzen zu ziehen, ist im Empfangsfall, dass Signalbeiträge auch aus den Richtungen einfallen, für welche die (Empfangs-)Antenne einen hohen Gewinn aufweist. Entsprechend ist es im Sendefall von Vorteil, dass die (Sende-)Antenne bevorzugt in die Richtungen abstrahlt, die günstige Ausbreitungseigenschaften auf dem Weg zum Empfänger implizieren. Der Funkkanal, welcher eine wesentliche Rolle bei der Funkwellenausbreitung spielt, kann in die Charakterisierung der Übertragungseigenschaften mittels eines Gewinns einbezogen werden.

In diesem Sinne liefert der von Taga in [Tag90] definierte mittlere effektive Gewinn (MEG) einen Mittelwert von Gewinnen, welche sich aus verschiedenen Realisierungen des Funkkanals ergeben. Die jeweils unterschiedlichen Realisierungen des Funkkanals ergeben sich bei einem bewegten Teilnehmer aus den zu verschiedenen Zeiten bzw. Betrachtungsorten resultierenden Empfangsleistungen P_R .

Wenngleich der MEG für bewegte Mobilstationen sicherlich eine betrachtenswerte Größe im Hinblick auf die mittlere Empfangsleistung $P_{R,\text{avg}}$ des von einem Sender mit konstanter Sendeleistung P_T abgestrahlten Signals darstellt, so ist er doch völlig ungeeignet für eine Analyse der Exposition. Bei realen Mobilfunksystemen ist nämlich typischerweise eine mehr oder weniger schnelle Sendeleistungsregelung implementiert, welche die Sendeleistung P_T entsprechend der sich – durch die Bewegung der Mobilstation – zeitlich ändernden Funkfelddämpfung so nachregelt, dass die Empfangsleistung P_R weitgehend konstant

bleibt. Die sich aus der Berücksichtigung des MEGs ergebende mittlere Sendeleistung $P_{T,\text{avg}}$ wäre aber kein korrekter Mittelwert. Denn die individuell erforderlichen Sendeleistungen sind nicht proportional zum Gewinn ($\propto G$) sondern zum Kehrwert der jeweils relevanten Gewinne ($\propto 1/G$).

3.3 Feldregionen

Der Charakter der Felder um eine Feldquelle, wie sie beispielsweise eine Antenne darstellt, kann in verschiedene Bereiche unterteilt werden. Diese sind das *reaktive Nahfeld*, das *abstrahlende Nahfeld* und das *Fernfeld*. Bisweilen werden, wie u.a. in [KM02], die zwei Nahfeldbereiche auch zusammenfassend als *Nahfeld* bezeichnet und nicht weiter differenziert.

	reaktives Nahfeld	abstrahlendes Nahfeld	Fernfeld
Abstandsbereich	bis 3λ	$3\lambda - 2D^2/\lambda$	ab $2D^2/\lambda$
Leistungsdichteabfall	r^{-n}	konstant	r^{-2}
$E/H = Z_{F0}$	nein	ja	ja

Tabelle 3.1: Vergleich der Feldregionen. Nach [Sla91].

Die verschiedenen Feldregionen werden durch ihre Feldeigenschaften unterschieden. Tabelle 3.1 zeigt auszugsweise die in [Sla91] enthaltenen Bereichsdefinitionen auf. Hierbei beschreiben λ die Wellenlänge, r den Abstand zur Feldquelle und D deren größte Ausdehnung. Der Parameter n dient zur Beschreibung des Abfalles der Leistungsdichte im reaktiven Nahfeld.

Im reaktiven Nahfeld nimmt die Leistungsdichte mit größer werdendem Abstand stark ab. In [Sla91] wird für den Abfall gemäß r^{-n} ein Parameter $n = 5$ als typisch angegeben. Im abstrahlenden Nahfeld ändert sich die Leistung hingegen nur geringfügig mit dem Abstand, d.h. sie bleibt näherungsweise konstant. Jenseits des Fernfeldabstandes

$$r_{\text{FF}} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3.8)$$

fällt die Leistungsdichte mit r^{-2} . Diese Abnahme der Leistungsdichte mit größer werdendem Abstand entspricht der Zunahme einer gedachten Kugeloberfläche, die proportional zu r^2 anwächst. Dies führt insgesamt auf ein abstrahlendes Verhalten, bei dem die Energie nicht dissipiert wird, sondern die Abnahme

der Leistungsdichte lediglich auf eine Verteilung der abgestrahlten Leistung – auf eine im größeren Abstand größer werdende Fläche – zurückzuführen ist. Die aus dieser Abnahme resultierende Freiraumdämpfung impliziert also keine Absorption, sondern lediglich eine weitere Verteilung.

Während im Bereich des reaktiven Nahfeldes die Verhältnisse aus elektrischer Feldstärke und magnetischer Feldstärke E/H nicht dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} entsprechen, sind diese Bedingungen im abstrahlenden Nahfeld wie auch im Fernfeld erfüllt. Jenseits des Fernfeldabstandes darf – zumindest lokal – von einer ebenen Welle ausgegangen werden.

Für die Trennung der beiden Nahfeldbereiche wird in [Sla91] 3λ , in [EN509] eine Wellenlänge λ , und in [Bal05] $0,62\sqrt{D^3/\lambda}$ angegeben. Damit liegen uneinheitliche Definitionen vor.

Für Antennen, die sehr klein im Vergleich zur Wellenlänge λ sind erstreckt sich der Bereich des reaktiven Nahfeldes bis zu einem Abstand von $\lambda/2\pi$ [Bal05]. Jenseits dieses Abstandes liegen Fernfeldbedingungen vor. D.h. der Bereich des abstrahlenden Nahfeldes existiert für derartige Antennen nicht (siehe [Bal05]).

Für die Berechnung der Sicherheitsabstände von Mobilfunkbasisstationsantennen werden typischerweise Fernfeldbedingungen im freien Raum angenommen. Die Berechnungsverfahren sowie nähere Erläuterungen sind in [EN509, EN507] zu finden. In der Hauptstrahlrichtung lassen sich hiermit die Sicherheitsabstände konservativ abschätzen. Außerhalb der Hauptstrahlrichtung, insbesondere in Richtungen in denen die Richtcharakteristik sehr kleine Werte aufweist, dürfen keine Fernfeldbedingungen angenommen werden. Für weitergehende Informationen sei auf Kapitel 2.4.2.2 verwiesen.

3.4 Mehrwegeausbreitung

Objekte, wie beispielsweise Gebäude, Bäume, Fahrzeuge und insbesondere der Boden haben einen wesentlichen Einfluss auf die in der Realität auftretenden Feldstärken, welche von den unter idealisierten Freiraumbedingungen auftretenden abweichen. Eine exakte Lösung auf der Basis der Maxwellgleichungen ist aufgrund der Größe der hier betrachteten Szenarien im Vergleich zur Wellenlänge praktisch nicht möglich. Stattdessen werden hier mit akzeptablem Aufwand verwendbare Wellenausbreitungsmodelle zur Problemlösung herangezogen werden (siehe Kapitel 6).

Als sehr anschauliche Betrachtungsweise zeigt sich, in Anlehnung an die geometrische Optik, die Betrachtung einzelner Ausbreitungswege entlang so genannter Pfade. In Abhängigkeit von den Interaktionen, welche die jeweils einzeln betrachteten ebenen Wellen auf dem Weg vom Sender zum Empfänger erfahren, kommen diese mit einer bestimmten Amplitude, Phase, Polarisation und Zeitverzögerung am Empfänger an.

3.4.1 Grundlegende Beschreibung

Bild 3.2 zeigt beispielhaft den Fall der Funkwellenausbreitung entlang zweier Pfade. Das vom Sender abgestrahlte Signal gelangt neben dem direkten Pfad noch über einen am Boden reflektierten Pfad zum Empfänger. Dieses Modell lässt sich im Rahmen der Zweistrahtheorie [GW98] näher analysieren.

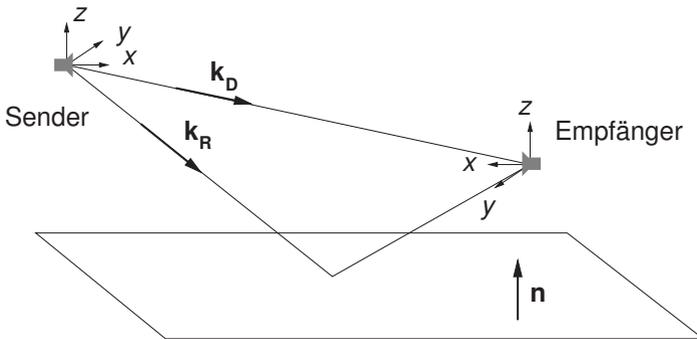


Bild 3.2: Veranschaulichung der Mehrwegeausbreitung am Beispiel der Überlagerung eines direkten und eines am Boden reflektierten Pfades.

Damit die Ausbreitung auf dem indirekten Pfad als Reflexion am Boden beschrieben werden kann, wird dieser als eben und groß im Vergleich zur Wellenlänge angenommen. Die Reflexion des Signalanteiles am Boden führt zu einer Änderung der Richtung dieses Pfades im Vergleich zum Ausbreitungsfall im Freiraum, zudem ändert sich im Allgemeinen die Amplitude. Dabei hängt die Amplitude des reflektierten Signals u.a. von der Polarisation des einfallenden Signals bezüglich der Einfallsebene ab. Die einzelnen Signalbeiträge können im Fernfeld der Quelle jeweils als ebene Wellen betrachtet werden.

Die Einfallsebene wird für das in Bild 3.2 dargestellte Beispiel durch die Vektoren \mathbf{k}_R und \mathbf{n} definiert. \mathbf{k}_R gibt die Ausbreitungsrichtung der auf die Reflexionsfläche einfallenden Welle an, \mathbf{n} ist der Normalenvektor der Fläche, an der die Reflexion erfolgt. Es werden grundsätzlich die zwei Fälle der Ausrichtung des Vektors der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} entweder in der Einfallsebene bzw. senkrecht dazu unterschieden. Der erste Fall wird als parallele oder vertikale Polarisation, der zweite als senkrechte oder horizontale Polarisation, bezeichnet. Eine vergleichbare Zerlegung lässt sich für andere Ausbreitungseffekte wie die Beugung und Streuung durchführen [GW98, Mau05].

Da den einzelnen Pfaden ebene Wellen zugeordnet werden können, bei denen sich die elektrische Feldstärke \mathbf{E} und magnetische Feldstärke \mathbf{H} im Vakuum vom Betrag her um den Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} unterscheiden, und darüber hinaus die elektrische Feldstärke \mathbf{E} senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung steht, reichen die zwei orthogonalen Komponenten der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} für eine vollständige Beschreibung aus.

3.4.1.1 Betrachtung einzelner Pfade

Zur Analyse der einzelnen Pfade des in Bild 3.2 dargestellten Mehrwegeausbreitungsszenarios werden diese unabhängig voneinander betrachtet. Der auf direktem Pfad vom Sender zum Empfänger gelangende Anteil tritt vom Sender unter der Richtung \mathbf{k}_D aus. Für den am Boden reflektierten Pfad ist die Ausbreitungsrichtung vor der Reflexion \mathbf{k}_R . Da die Frequenz, und damit die Wellenzahl, entlang beider Pfade identisch ist, gilt: $|\mathbf{k}_D| = |\mathbf{k}_R| = k$.

Für die Zerlegung der Feldkomponenten bieten sich Kugelkoordinaten an. Für den vertikal polarisierten Anteil wird der Index θ , für den horizontal polarisierten Anteil der Index ψ verwendet. Damit werden für die Polarisationen die gleichen Bezeichnungen wie für die Winkel zur Beschreibung der Ausbreitungsrichtungen verwendet. Da die Polarisationen ausschließlich als Index, die Winkel ausschließlich als Argument auftreten, ist die Bedeutung jeweils aus dem Zusammenhang erkenntlich. Die Phasenzentren der Antennen liegen im Ursprung der jeweiligen Koordinatensysteme.

Direkter Pfad

Die Ausbreitung auf dem direkten Pfad lässt sich über eine Freiraumausbreitung beschreiben. Unter Kenntnis der Sendeleistung P_T und dem richtungsabhängigen komplexen vektoriiellen Gewinn $G_T(C_{T,\theta}\mathbf{e}_\theta + C_{T,\psi}\mathbf{e}_\psi)$ kann im Fall der ungestörten Freiraumausbreitung die von einer Quelle im direkten Ab-

stand r_D hervorgerufene elektrische Feldstärke im lokalen Koordinatensystem des Senders \mathbf{E}_T über [GW98]

$$\begin{pmatrix} E_{T,\theta} \\ E_{T,\psi} \end{pmatrix}_{\text{Freiraum}} = \sqrt{\frac{P_T G_T Z_{F0}}{2\pi}} \frac{e^{-jkr_D}}{r_D} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{T,\theta}(\theta_T, \psi_T) \\ C_{T,\psi}(\theta_T, \psi_T) \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

bestimmt werden. Im lokalen Koordinatensystem des Empfängers, dessen z -Achse parallel zu der z -Achse des Koordinatensystems des Senders ist, ist das Vorzeichen der ψ -Komponente zu tauschen [GW98]:

$$\begin{pmatrix} E_\theta \\ E_\psi \end{pmatrix}_{\text{Freiraum}} = \sqrt{\frac{P_T G_T Z_{F0}}{2\pi}} \frac{e^{-jkr_D}}{r_D} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{T,\theta}(\theta_T, \psi_T) \\ C_{T,\psi}(\theta_T, \psi_T) \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Hierbei wird – im Gegensatz zu (3.9) – auf eine explizite Indizierung des Empfängers mit dem Buchstaben „R“ verzichtet. Hier angegebene elektrische Feldstärken \mathbf{E} und magnetische Feldstärken \mathbf{H} ohne entsprechenden Index T beziehen sich entweder auf ein lokales Koordinatensystem des Empfängers oder ein globales kartesisches Koordinatensystem für den Empfänger.

Zusammen mit dem vom Abstand r_D abhängigen Faktor beschreibt die auftretende Matrix die – im Allgemeinen von der Polarisation abhängigen – Übertragungseigenschaften des Funkkanals und wird als Transfermatrix \mathbf{T} bezeichnet [GW98]. Für den in (3.10) betrachteten Fall der Freiraumausbreitung gilt

$$\mathbf{T}_{\text{Freiraum}} = \frac{e^{-jkr_D}}{r_D} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}. \quad (3.11)$$

Die Transfermatrix $\mathbf{T}_{\text{Freiraum}}$ enthält nur auf der Diagonalen Einträge, welche zudem betragsmäßig den gleichen Wert aufweisen, d.h. die Übertragungseigenschaften des Funkkanals sind im Fall der Freiraumausbreitung unabhängig von der Polarisation. Matrixelemente außerhalb der Diagonalen sind Null, d.h. es findet keine Überkopplung von Signalanteilen einer Polarisation in eine andere Polarisation statt, somit verändert sich die Polarisation nicht durch die Ausbreitung. Die Variation der Phase mit dem Abstand wird über den Faktor e^{-jkr_D} beschrieben, während die Abnahme des Pegels mit dem Abstand durch den Faktor $1/r_D$ berücksichtigt wird.

Reflektierter Pfad

Da bei einer Reflexion an einer ebenen Grenzfläche die sphärische Wellenform erhalten bleibt, gilt für den am Boden reflektierten Pfad entsprechend [GW98]:

$$\mathbf{T}_{\text{Reflexion}} = \frac{e^{-jk r_R}}{r_R} \begin{pmatrix} R_\theta & 0 \\ 0 & -R_\psi \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Hierbei sind R_θ und R_ψ die Reflexionsfaktoren für die in die Einfallsebene bzw. senkrecht dazu zerlegten Komponenten der elektrischen Feldstärke. Für den Abstand r_R ist die Länge des gesamten Ausbreitungspfades anzusetzen.

Auch die Transfermatrix für die Reflexion $\mathbf{T}_{\text{Reflexion}}$ weist nur Einträge auf der Diagonalen auf, d.h. auch hier findet keine Überkopplung der Polarisierungen statt. Die Beträge der Einträge auf der Diagonalen sind jedoch typischerweise verschieden. Durch die Reflexion ändert sich also im Allgemeinen auch die Polarisation der Welle auf dem reflektierten Pfad, es sei denn, der Sender strahlt eine rein vertikal oder rein horizontal polarisierte Welle ab.

Die Beträge der Reflexionsfaktoren hängen von den Einfallswinkeln und den frequenzabhängigen Materialeigenschaften ab. Formeln zur Berechnung der Reflexionsfaktoren sind z.B. in [Bal89, GW98] dokumentiert.

Allgemeiner Fall

Im Gegensatz zu dieser einfachen Beschreibung eines direkten und eines am Boden reflektierten Pfades weisen reale Funkkanäle kompliziertere Übertragungseigenschaften auf. Hierbei führt zudem die bei der Funkwellenausbreitung auftretende Polarisationsüberkopplung des gesendeten Signals zu nicht verschwindenden Elementen außerhalb der Diagonalen der Transfermatrix.

Für jeden einzelnen Pfad i eines Mehrwegeausbreitungsszenarios lassen sich die Ausbreitungseigenschaften mit der allgemeinen Form der Transfermatrix

$$\mathbf{T}_i = \begin{pmatrix} T_{\theta\theta,i} & T_{\theta\psi,i} \\ T_{\psi\theta,i} & T_{\psi\psi,i} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

beschreiben. Da typischerweise mehrere Interaktionen entlang eines Pfades auftreten, sind die einzelnen Matrixelemente auf eine geeignete Kaskadierung der Einzeltransfermatrizen zurückzuführen. Weitere Details sind in [GW98] zu finden.

Mittels der Transfermatrix \mathbf{T}_i lässt sich der Beitrag \mathbf{E}_i jedes einzelnen Pfades i zur elektrischen Feldstärke \mathbf{E} als

$$\begin{pmatrix} E_{\theta,i} \\ E_{\psi,i} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{P_{\text{T}}G_{\text{T}}Z_{\text{F0}}}{2\pi}} \begin{pmatrix} T_{\theta\theta,i} & T_{\theta\psi,i} \\ T_{\psi\theta,i} & T_{\psi\psi,i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{\text{T},\theta}(\theta_{\text{T}}, \psi_{\text{T}}) \\ C_{\text{T},\psi}(\theta_{\text{T}}, \psi_{\text{T}}) \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

d.h.

$$\begin{pmatrix} E_{\theta,i} \\ E_{\psi,i} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{P_{\text{T}}G_{\text{T}}Z_{\text{F0}}}{2\pi}} \begin{pmatrix} T_{\theta\theta,i}C_{\text{T},\theta}(\theta_{\text{T}}, \psi_{\text{T}}) + T_{\theta\psi,i}C_{\text{T},\psi}(\theta_{\text{T}}, \psi_{\text{T}}) \\ T_{\psi\theta,i}C_{\text{T},\theta}(\theta_{\text{T}}, \psi_{\text{T}}) + T_{\psi\psi,i}C_{\text{T},\psi}(\theta_{\text{T}}, \psi_{\text{T}}) \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

bestimmen.

3.4.1.2 Überlagerung mehrerer Pfade

Bei der Summation der gemäß (3.14) bestimmten Einzelbeiträge zur elektrischen Feldstärke \mathbf{E} ist zu beachten, dass sich die angegebenen Komponenten auf ein – für den jeweils betrachteten Pfad – lokal definiertes Koordinatensystem beziehen. Zur Bestimmung der aus der Summation entstehenden elektrischen Feldstärke \mathbf{E} darf daher im Allgemeinen keine einfache Addition der Komponenten im lokalen Koordinatensystem erfolgen, sondern die Komponenten sind vor der Addition auf ein globales Koordinatensystem zu beziehen. Als globales Koordinatensystem wird hier das kartesische Koordinatensystem mit den Komponenten (x, y, z) gewählt. Unter Berücksichtigung der Beiträge einzelner Pfade i bestimmt sich die elektrische Feldstärke \mathbf{E} im kartesischen Koordinatensystem zu

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{P_{\text{T}}G_{\text{T}}Z_{\text{F0}}}{2\pi}} \sum_i \left(\begin{pmatrix} T_{\theta\theta,i} & T_{\theta\psi,i} \\ T_{\psi\theta,i} & T_{\psi\psi,i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{\text{T},\theta}(\theta_{\text{T},i}, \psi_{\text{T},i}) \\ C_{\text{T},\psi}(\theta_{\text{T},i}, \psi_{\text{T},i}) \end{pmatrix} \right)_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z} \end{aligned} \quad (3.16)$$

$(\cdot)_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z}$ deutet hierbei die Transformation der Komponenten eines Kugelkoordinatensystems (r, θ, ψ) in die kartesischen Komponenten (x, y, z) an, welche vor der Summation auszuführen ist. Zur Transformation werden die Komponenten aus (3.16) mit den auf das kartesische Koordinatensystem umgerechneten

Einheitsvektoren $(\mathbf{e}_\theta)_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z}$ bzw. $(\mathbf{e}_\psi)_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z}$ multipliziert und anschließend die einzelnen Ergebnisse addiert.

Unter Verzicht auf die explizite Angabe der einzelnen Komponenten der Transformmatrizen für einzelne Pfade \mathbf{T}_i sowie der vektoriellen Richtcharakteristiken \mathbf{C}_T stellt sich (3.16) als

$$\mathbf{E} = \sqrt{\frac{P_T G_T Z_{F0}}{2\pi}} \sum_i (\mathbf{T}_i \mathbf{C}_T (\theta_{T,i}, \psi_{T,i}))_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z} \quad (3.17)$$

etwas kompakter dar.

Für die Summation der Beiträge einzelner Pfade wird hier die kohärente Addition berücksichtigt. Nähere Informationen zu den Unterschieden zwischen kohärenter und inkohärenter Addition sind in Anhang B zu finden.

3.4.2 Effekte

Die Mehrwegeausbreitung führt dazu, dass am Empfänger nicht nur eine einzelne ebene Welle einfällt, sondern sich eine Vielzahl von Wellen – welche alle als eben betrachtet werden – aus verschiedenen Richtungen überlagern. Diese Wellen kommen zudem im Allgemeinen nicht mehr zeitgleich, sondern mit unterschiedlichen Zeitverzögerungen an. Beide Phänomene beeinflussen die mobile Kommunikation. Das erste Phänomen lässt sich durch die Winkelspreizung, das zweite durch die Impulsverbreiterung beschreiben.

Um einen negativen Einfluss der Impulsverbreiterung auf die Übertragung, durch so genannte Intersymbolinterferenzen zu vermeiden, werden Schutzintervalle eingeführt. Da die Impulsverbreiterung für die Expositionsbestimmung jedoch nicht relevant ist, wird sie im Weiteren – im Gegensatz zur Winkelspreizung – nicht explizit analysiert.

Der Einfall von Wellen aus verschiedenen Richtungen führt dazu, dass auch in großer Entfernung zu einer Quelle, in Bereichen auf einer Längenskala mit einer Ausdehnung von etwa einer Wellenlänge, große Schwankungen der Signalamplitude auftreten können. Abgesehen von den großen lokalen Schwankungen der vorherrschenden Feldstärken ist bei der Expositionsbestimmung insbesondere das E/H -Verhältnis von Interesse. Dieses gibt an, um welches Verhältnis sich die elektrische Feldstärke E und die magnetische Feldstärke H unterscheiden. Da das E/H -Verhältnis eng mit der Winkelspreizung verknüpft ist, sollen die beiden Begriffe im Folgenden detaillierter erläutert werden.

3.4.2.1 Winkelspreizung

Die Winkelspreizung wird hier als ein Maß für die Verschiedenheit der Winkel betrachtet, unter denen relevante Pfade den Empfänger erreichen. Sie ist im Allgemeinen nicht nur abhängig vom Funkkanal sondern auch von den Richtcharakteristiken der eingesetzten Antennen. Die Winkelspreizung wird für die Azimutebene und die Elevationsebene getrennt bestimmt.

In der Elevationsebene wird die Winkelspreizung σ_θ über

$$\sigma_\theta = \sqrt{\frac{\sum_i \theta_i^2 P_{R,i}}{\sum_i P_{R,i}} - \left(\frac{\sum_i \theta_i P_{R,i}}{\sum_i P_{R,i}} \right)^2} \quad (3.18)$$

ermittelt. Hierin sind $P_{R,i}$ die Empfangsleistungen für die unter den Winkeln (θ_i, ψ_i) einfallenden Pfade i . Die Winkelspreizung entspricht somit der mit der Empfangsleistung $P_{R,i}$ gewichteten Standardabweichung der Elevationswinkel θ_i , unter denen die jeweiligen Pfade i beitragen, und gibt daher eine mit der Leistung gewichtete Streuung um den Erwartungswert wieder. Die Leistungen können aus den quadrierten Empfangsspannungen bestimmt werden. Beitragende Pfade werden im Allgemeinen in Abhängigkeit von den Richtcharakteristiken und Polarisierungen der Sende- und Empfangsantenne berücksichtigt. Durch die Annahme einer fiktiven isotropen Antenne am Empfänger bleiben bei den in dieser Arbeit angegebenen Werten jedoch die Eigenschaften einer realen Empfangsantenne unbeachtet.

Bezüglich der Azimutebene wird die Winkelspreizung σ_ψ hier über

$$\sigma_\psi = \min_{\delta=0\dots 360^\circ} \sqrt{\frac{\sum_i (\psi_i + \delta)^2 P_{R,i}}{\sum_i P_{R,i}} - \left(\frac{\sum_i (\psi_i + \delta) P_{R,i}}{\sum_i P_{R,i}} \right)^2} \quad (3.19)$$

berechnet. Anstatt der Elevationswinkel θ_i sind die Azimutwinkel ψ_i einzusetzen. Der zusätzlich auftretende und variable Winkel δ trägt dem Umstand Rechnung, dass beispielsweise unter den Winkeln 0° und 359° einfallende Wellen, welche nur um 1° auseinanderliegen, nach der Minimalwertbildung zu einer korrekt kleinen Winkelspreizung führen, während eine sinnngemäße Anwendung von (3.18) einen zu hohen Wert liefern würde.

In [Fü10] wird die Problematik der nicht korrekten Bestimmung der Winkelspreizung in der Azimutebene über eine (3.18) entsprechende Formel durch den Bezug auf die Richtung des stärksten Pfades gemildert. Die Winkel der anderen relevanten Pfade werden dabei relativ zu dem Winkel des stärksten Pfades ge-

messen. Bei einem dominanten Signal ist diese Vorgehensweise praktikabel, für die hier angestellten Untersuchungen, bei denen auch insbesondere Betrachtungsorte ohne Sichtverbindung betrachtet werden, ist diese Vorgehensweise jedoch nicht zielführend.

Wie in [Fü10] wird zudem von einigen Autoren eine Winkelspreizung am Sender definiert und betrachtet. Aus Sicht der Expositionsbestimmung am jeweiligen Betrachtungsort ist diese hier jedoch von untergeordneter Relevanz und wird deshalb nicht näher untersucht.

Interferenzeffekte der einfallenden Wellen bleiben bei der Bestimmung der Winkelspreizungen nach (3.18) bzw. (3.19) unberücksichtigt. D.h. eine Auslöschung zweier Pfade aus gleicher Richtung kann nicht korrekt erfasst werden. Von daher spielt aber auch die Signalform (kontinuierliches bzw. moduliertes Signal) keine Rolle.

Bei der Impulsverbreiterung [GW98], welche ein weiteres Maß für die Signifikanz der Mehrwegeausbreitung ist, werden die Laufzeiten der einzelnen Mehrwegepfade mit den jeweiligen Empfangsleistungen gewichtet. Da die Impulsverbreiterung keine Bedeutung für die hier angestellten Untersuchungen hat, wird diese nicht näher analysiert. Es sei aber darauf hingewiesen, dass eine kleine Winkelspreizung allein nicht zwangsläufig auf eine nicht signifikante Mehrwegeausbreitung schließen lässt. Eine große Winkelspreizung weist jedoch grundsätzlich auf eine signifikante Mehrwegeausbreitung hin.

Die Winkelspreizung hat einen großen Einfluss auf das E/H -Verhältnis, welches im Folgenden näher erläutert wird.

3.4.2.2 E/H -Verhältnis

Da sich die Grenzwerte für die elektrischen und magnetischen Felder gemäß Tabelle 2.3 in sehr guter Näherung um den Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} unterscheiden, kommt dem E/H -Verhältnis eine besondere Bedeutung zu. Falls das E/H -Verhältnis dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} entspricht, genügt zur Expositionsbewertung im Hinblick auf die Grenzwerte die Betrachtung einer Feldgröße.

Aufgrund der Mehrwegeausbreitung können die elektrischen und magnetischen Feldstärken aber nicht mehr auf eine ebene Welle im Freiraum zurückgeführt werden. Daher wird hier für den Quotienten E/H nicht die Bezeichnung Feldwellenwiderstand, sondern „ E/H -Verhältnis“, verwendet.

In der Messvorschrift der Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen (BNetzA) [Reg03] sowie in aktuellen Nor-

mungsvorhaben (siehe z.B. [EN509]) wird, ab einer Entfernung zur Sendeantenne, welche dem *Fernfeld*abstand entspricht, implizit von *Freiraum*bedingungen, d.h. $E/H = Z_{F0}$ wie bei einer ebenen Welle, ausgegangen.

Aufgrund der vor allem in städtischem Gebiet signifikant auftretenden Mehrwegeausbreitung herrschen auch in großem Abstand zur Feldquelle, also in einem Abstand, in dem für die isoliert betrachtete Antenne (d.h. im Freiraum) sicher Fernfeldbedingungen vorherrschen, in der Realität nicht zwangsläufig Freiraumbedingungen vor, in dem Sinne, dass sich die elektrische Feldstärke E und die magnetische Feldstärke H um den Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} unterscheiden oder dass elektrische und magnetische Feldgrößen in Phase sind.

In Bild 3.3 sind Überlagerungen zweier ebener Wellen mit linearer Polarisation schematisch dargestellt. Zudem sind die E/H -Verhältnisse für die betrachteten Fälle angegeben. Für eine einzelne ebene Welle, im Bild 3.3 links gezeigt, entspricht das E/H -Verhältnis an jedem Ort dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} . Bei der Überlagerung zweier ebener Wellen mit gleicher Ausbreitungsrichtung $\mathbf{k}_1 = \mathbf{k}_2$, wie in der Mitte von Bild 3.3 dargestellt, entspricht das E/H -Verhältnis ebenfalls an jedem Ort dem Freiraumwert. Hierbei ist der Phasenunterschied wie auch die momentane Ausrichtung der \mathbf{E} - und \mathbf{H} -Felder ohne Belang. An allen betrachteten Positionen ist der Phasenunterschied der beiden Wellen jedoch konstant. Durch die Überlagerung kann sich aber die Polarisation ändern. Der Sonderfall, dass die Phasenverschiebung bei identischer Polarisation gerade 180° beträgt, sei hierbei ausgeschlossen, da dies auf ein verschwindendes Gesamtfeld führen würde.

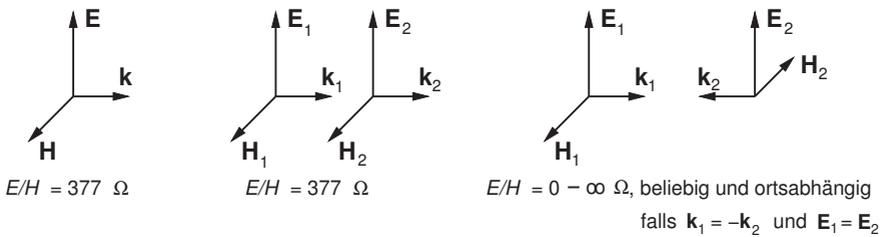


Bild 3.3: Überlagerungen von ebenen Wellen gleicher Frequenz und resultierendes E/H -Verhältnis im Vakuum.

Links: Einzelne ebene Welle. Mitte: Überlagerung zweier ebener Wellen in gleicher Ausbreitungsrichtung ($\mathbf{k}_1 = \mathbf{k}_2$). Rechts: Überlagerung zweier ebener Wellen mit verschiedenen Ausbreitungsrichtungen ($\mathbf{k}_1 \neq \mathbf{k}_2$) am Sonderfall ($\mathbf{k}_1 = -\mathbf{k}_2$ und $\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_2$), woraus eine stehende Welle resultiert.

Bei der Überlagerung zweier ebener Wellen mit verschiedenen Ausbreitungsrichtungen gibt es Orte, an denen sich die elektrischen Feldstärken und magnetischen Feldstärken unabhängig voneinander konstruktiv oder destruktiv überlagern. Somit kann auch das E/H -Verhältnis beliebige, vom Ort abhängige Werte annehmen. Rechts im Bild 3.3 wird auf den Spezialfall zweier exakt gegenläufiger Wellen mit gleicher Amplitude und Polarisation, d.h. $\mathbf{k}_1 = -\mathbf{k}_2$ und $\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_2$ Bezug genommen. In Abhängigkeit von dem Betrachtungsort kann das E/H -Verhältnis Werte zwischen 0Ω und $\infty \Omega$ annehmen. Bei der Überlagerung gegenläufiger Wellen kommt es zur Ausbildung stehenden Wellen.

Die Mehrwegeausbreitung führt bekanntlich für die elektrischen und magnetischen Feldstärken bei einer flächigen Betrachtung zu einem Interferenzmuster mit Maxima und Minima in Abständen von der Größenordnung einer Wellenlänge [Sch03]. Auf der gleichen Längenskala variiert aber auch das E/H -Verhältnis und entspricht damit – beim typischerweise auftretenden Mehrwegeszenario – im Fernfeld einer Quelle keineswegs dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} . In Kapitel 7.2 wird für das betrachtete Szenario des Teilgebietes der Stadt Karlsruhe das E/H -Verhältnis detailliert analysiert.

3.5 Polarisation

Gemäß [IEE69] wird unter dem Begriff der „Polarisation einer abgestrahlten Welle“ die Eigenschaft der Welle verstanden, welche ihre zeitabhängige Richtung und relative Größe, d.h. den Betrag, des elektrischen Feldvektors beschreibt. Häufig wird unter der „Polarisation einer abgestrahlten Welle“ aber auch schlicht die Schwingungsrichtung des elektrischen Feldes verstanden [Rot84].

Der Polarisationsvektor \mathbf{p}_W verleiht einer elektromagnetischen Welle ihren vektoriellen Charakter und erlaubt die Beschreibung der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} über [Bal05]

$$\mathbf{E} = \mathbf{p}_W |\mathbf{E}| = \sqrt{2} \mathbf{p}_W E \propto \mathbf{p}_W. \quad (3.20)$$

Der Polarisationsvektor \mathbf{p}_W ist ein Einheitsvektor.

Die Polarisation einer Antenne in einer bestimmten Richtung $\mathbf{p}_A(\theta, \psi)$ wird durch die Polarisation der in dieser Richtung abgestrahlten Welle definiert. Falls die Richtung nicht näher spezifiziert wird, ist die Angabe auf die Richtung des maximalen Gewinns bezogen [Bal05].

3.5.1 Polarisationsfehlanpassung

Eine notwendige Voraussetzung zur Entnahme einer großen Empfangsleistung aus dem Wellenfeld ist nicht nur, dass die Richtcharakteristik der Empfangsantenne einen hohen Wert in der Richtung der einfallenden Welle aufweist, sondern auch, dass die Polarisation der einfallenden Welle zur Polarisation der Empfangsantenne passt. Der Verlust, welcher sich allein aufgrund der Polarisationsfehlanpassung ergibt, wird als Polarisationsverlustfaktor PLF bezeichnet und kann über

$$\text{PLF} = |\mathbf{p}_W \mathbf{p}_A^*|^2 = |\cos(\psi_p)|^2 \quad (3.21)$$

bestimmt werden. Hierbei sind \mathbf{p}_W bzw. \mathbf{p}_A Einheitsvektoren, welche die Polarisation der einfallenden Welle sowie der Antenne im Sendefall beschreiben. Der Polarisationsverlustfaktor PLF kann auch aus dem Betragsquadrat des Kosinus des Winkels ψ_p , den die beiden Polarisationsvektoren aufspannen, bestimmt werden. Besonders anschaulich ist dies für den Fall einer linearen Polarisation von einfallender ebener Welle und Antenne, grundsätzlich aber auch für beliebige Polarisierungen korrekt. Für den Fall komplexer Polarisationsvektoren ist zu beachten, dass eine die Polarisation \mathbf{p}_A sendende Antenne im Empfangsfall auf die Polarisation \mathbf{p}_A^* anspricht.

Bei einer optimalen Anpassung der einfallenden Welle an die Polarisation der Empfangsantenne ist $\text{PLF} = 1$. Sofern eine Polarisationsfehlanpassung besteht, wird der Polarisationsverlustfaktor PLF, und damit die entnehmbare Empfangsleistung P_R , für die jeweils einfallende Welle entsprechend kleiner. Im Falle orthogonaler Polarisierungen der einfallenden Welle und der Empfangsantenne liefert (3.21) $\text{PLF} = 0$. Aufgrund der nicht idealen Kreuzpolarisationsentkopplung realer Antennen ist in der Praxis aber immer $\text{PLF} > 0$.

Im Fall einer Mehrwegeausbreitung ist für jeden einzelnen Pfad die Polarisationsfehlanpassung zu ermitteln. Dies erfolgt hier implizit bei der Bestimmung der zugehörigen Funkfelddämpfung.

3.5.2 Poincaré-Winkel

Die Polarisation einer ebenen Welle kann als Punkt auf einer Kugeloberfläche, der Poincaré-Kugel, dargestellt werden (siehe z.B. [Bal89]). Bild 3.4 zeigt einige verschiedene Polarisationszustände, wie sie sich nach einer Projektion von der Poincaré-Kugel in eine Ebene ergeben. Der Neigungswinkel τ gibt die Neigung der Polarisationsellipse, welche den Elliptizitätswinkel ε aufweist, an. Die Winkel τ und ε werden als Poincaré-Winkel bezeichnet.

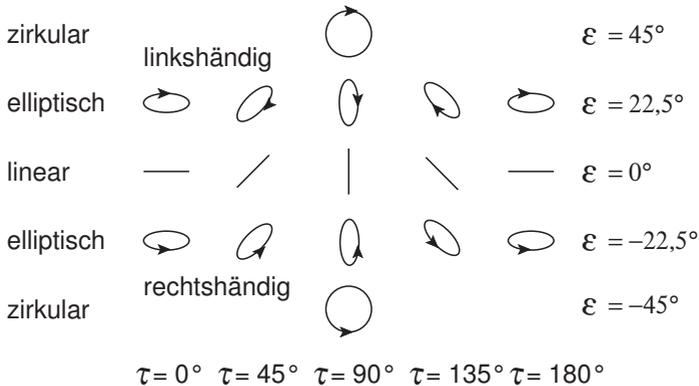


Bild 3.4: Projektion von Polarisationszuständen auf einer Poincaré-Kugel in eine Ebene. Die Welle tritt aus der Zeichenebene heraus. Nach [Zwi13].

Im Rahmen dieser Arbeit wird als Bezugsebene für den Neigungswinkel τ die (x, y) -Ebene, d.h. der Boden, gewählt. Neigungswinkel von $\tau = 0^\circ$ und $\tau = 180^\circ$ beziehen sich somit auf eine horizontale Polarisation, während ein Neigungswinkel von $\tau = 90^\circ$ einer vertikalen Polarisation entspricht. Für eine lineare Polarisation ist $\varepsilon = 0^\circ$, d.h. die Ellipse ist in diesem Fall zu einer Geraden entartet. Für ein beliebiges Feld, das aus einer Überlagerung mehrerer ebener Wellen entstanden ist, kann im Allgemeinen keine Ausbreitungsrichtung wie im Falle einer ebenen Welle festgestellt werden. Somit sind die Bezeichnungen rechts- ($\varepsilon < 0$) und linksdrehend ($\varepsilon > 0$) genauso irreführend wie die Angabe eines Neigungswinkels τ im Bereich von $0^\circ - 180^\circ$, der beispielsweise eine Unterscheidung einer $+45^\circ$ -Polarisation von einer -45° -Polarisation ermöglicht.

Zur Veranschaulichung des Einflusses der Mehrwegeausbreitung auf die Polarisation werden im Rahmen dieser Arbeit lediglich die Neigung der Polarisationsellipse gegenüber dem Boden und deren Elliptizität bestimmt. Für die hieraus resultierenden Parameter wird die Bezeichnung *reduzierte Poincaré-Winkel* eingeführt und mit einem Strich als Hochindex näher gekennzeichnet. Die zugehörigen Winkelbereiche erstrecken sich über $0 \leq \tau' \leq 90^\circ$ und $0 \leq \varepsilon' \leq 45^\circ$.

Bild 3.5 verdeutlicht dies an einem Beispiel: Für die betrachtete Mobilfunkbasisstationsantenne mit einer -45° -Polarisation (siehe Kapitel 4.1.3) und einer dreifachen Sektorisierung in einem Freiraumszenario zeigt Bild 3.5(a) die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für die Neigungswinkel τ und Elliptizitätswinkel ε . Die Poincaré-Winkel wurden jeweils für den dominanten Sektor bestimmt. Da die verschiedenen Sektorantennen unterschiedliche Frequenzen nutzen, ist eine getrennte Betrachtung der Sektoren möglich. Jedem Sektor kann im Frei-

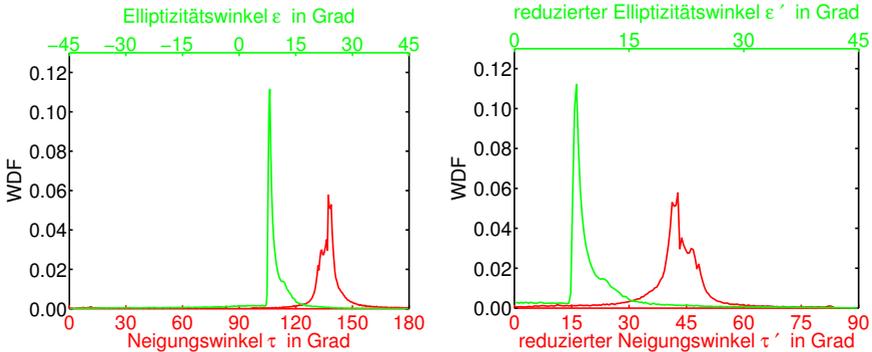
raum eine einzelne ebene Welle zugeordnet werden. Eine -45° -Polarisation entspricht einem Neigungswinkel von $\tau = 135^\circ$. Die von Null verschiedene Elliptizität mit positivem Vorzeichen weist auf überwiegend linksdrehende ebene Wellen hin. Bild 3.5(b) zeigt für dasselbe Freiraumszenario die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für die reduzierten Poincaré-Winkel. Hierbei sind Neigungswinkel $\tau > 90^\circ$ bzw. Elliptizitätswinkel $\varepsilon > 45^\circ$ auf die entsprechend reduzierten Poincaré-Winkel

$$\tau' = \begin{cases} \tau & \text{für } \tau \leq 90^\circ \\ 180^\circ - \tau & \text{für } \tau > 90^\circ \end{cases} \quad (3.22)$$

bzw.

$$\varepsilon' = |\varepsilon| \quad (3.23)$$

transformiert.



(a) Klassische Konvention von Neigungswinkel τ und Elliptizitätswinkel ε

(b) Reduzierter Neigungswinkel τ' und reduzierter Elliptizitätswinkel ε'

Bild 3.5: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der Winkel zur Beschreibung von Polarisationszuständen am Beispiel eines Szenarios mit Freiraumausbreitung. Links: Poincaré-Winkel. Rechts: reduzierte Poincaré-Winkel.

Für das in dieser Arbeit betrachtete urbane Szenario, bei welchem ein dominanter Einfluss der Mehrwegeausbreitung vorhanden ist, werden in Kapitel 7.4 die reduzierten Poincaré-Winkel angegeben.

3.6 Funkfelddämpfung

Das von einem Sender abgestrahlte Signal, welches ein elektromagnetisches Feld hervorruft, kann am Ort des Empfängers typischerweise nur mit einer sehr geringen Leistung entnommen werden. Beispielsweise betragen beim Mobilfunk die Sendeleistungen der Mobilstationen typischerweise etwas über 20 dBm, die minimalen Empfangsleistungen der Basisstationen $P_{R,BS,min}$ hingegen weniger als -100 dBm. Dies entspricht einem Verhältnis von $> 10^{12}$!

Die Dämpfung, welche das gesendete Signal erfährt, wird hier als „Funkfelddämpfung“ bezeichnet. Diese Funkfelddämpfung ist im klassischen Sinne eine Größe, für die neben den Eigenschaften des Funkkanals auch die Antennen an Sender und Empfänger zu berücksichtigen sind. Im Rahmen der Expositionsbestimmung spielt allerdings nur das Feld am jeweiligen Betrachtungsort eine Rolle, welches selbstverständlich unabhängig von einem möglicherweise dort positionierten Empfänger und dessen Antenne ist.

Aufgrund der prinzipiellen Eigenschaft der Funkfelddämpfung, die Dämpfung des gesendeten Signals zu liefern, ist es naheliegend, eine Funkfelddämpfung zu definieren, welche für eine Expositionsbestimmung herangezogen werden kann. Über den Stand der Technik hinausgehend, werden hier daher für die Funkfelddämpfung die Fälle

- Funkfelddämpfung L_{cov} im Hinblick auf die Versorgung
- Funkfelddämpfung L_{exp} im Hinblick auf die Exposition

unterschieden. In Kapitel 5.2 wird im Zusammenhang mit der Beschreibung der Expositionsbestimmung detailliert auf die beiden Funkfelddämpfungen eingegangen. Da der Begriff der Funkfelddämpfung schon früher genutzt wird, soll hier die klassische Definition kurz erläutert werden.

Klassische Definition

Die Funkfelddämpfung wird aus dem Quotienten von Sendeleistung P_T und Empfangsleistung P_R , also über

$$L_{cov} = \frac{P_T}{P_R} \quad (3.24)$$

ermittelt. Zur Verdeutlichung, dass es sich um eine für die Versorgung relevante Funkfelddämpfung handelt, wird der Index „cov“ verwendet.

Es kann zweckmäßig sein, die Funkfelddämpfung unabhängig von den eingesetzten Antennen anzugeben. In diesem Fall ist die Empfangsleistung P_R um das Produkt der Antennengewinne an Sender und Empfänger reduziert. D.h. die isotrope Funkfelddämpfung $L_{\text{cov,iso}}$ kann unter der Annahme einer idealen Polarisationsanpassung über [GW98]

$$L_{\text{cov,iso}} = \frac{P_T G_T(\theta_T, \psi_T)}{P_R / G_R(\theta_R, \psi_R)} = \frac{P_{T,\text{iso}}(\theta_T, \psi_T)}{P_{R,\text{iso}}(\theta_R, \psi_R)} \quad (3.25)$$

bestimmt werden. Hierbei sind $G_T(\theta_T, \psi_T)$ und $G_R(\theta_T, \psi_T)$ die richtungsabhängigen Gewinne der Sende- und Empfangsantennen. Für die Ausbreitung entlang eines Pfades, der am Sender aus der Richtung (θ_T, ψ_T) ausfällt und am Empfänger in der Richtung (θ_R, ψ_R) einfällt, sind die Leistungen $P_{T,\text{iso}}(\theta_T, \psi_T)$ bzw. $P_{R,\text{iso}}(\theta_R, \psi_R)$ die jeweils in eine fiktive isotrope Antenne einzuspeisende Sendeleistung bzw. entnehmbare Empfangsleistung. Aufgrund der Richtungsabhängigkeit des Gewinns sind die auf eine fiktive isotrope Antenne bezogenen Leistungen ebenfalls abhängig von den Ein- bzw. Ausfallsrichtungen (θ_T, ψ_T) bzw. (θ_R, ψ_R) des relevanten Pfades. Für logarithmische Größen gilt:

$$L_{\text{cov,iso}}^{\text{dB}} = P_T^{\text{dBm}} - P_R^{\text{dBm}} + G_T^{\text{dBi}}(\theta_T, \psi_T) + G_R^{\text{dBi}}(\theta_R, \psi_R) \quad (3.26)$$

Die hoch gestellten Bezeichner geben jeweils die Einheiten an. Während in (3.26) explizit die Einheiten angegeben sind, wird im Weiteren auf diese explizite Schreibweise verzichtet. Hiermit wird (3.26) zu:

$$L_{\text{cov,iso}} = P_T - P_R + G_T(\theta_T, \psi_T) + G_R(\theta_R, \psi_R) \quad (3.27)$$

(3.24) wird zu:

$$L_{\text{cov}} = P_T - P_R \quad (3.28)$$

Aus dem Zusammenhang wird jeweils ersichtlich, ob es sich um eine Berechnung im logarithmischen oder linearen Maßstab handelt.

Eine alternative Beschreibung der Funkfelddämpfung mit (3.24) oder (3.25) mit anschließender Berücksichtigung der Gewinne führt allerdings nur dann auf dasselbe Ergebnis, wenn die Ausbreitung ausschließlich entlang *eines* Pfades erfolgt. Da Funkkanäle im Allgemeinen jedoch durch eine signifikante Mehrwegeausbreitung geprägt sind, bei der entlang verschiedener Ausbreitungsrichtungen unterschiedlich große Funkfelddämpfungen auftreten, ist eine einfache Umrech-

nung von (3.24) in (3.25) bzw. umgekehrt nicht möglich. Im allgemeinen Fall der Mehrwegeausbreitung ist daher

$$L_{\text{cov}} \neq L_{\text{cov,iso}} G_{\text{T}} G_{\text{R}}. \quad (3.29)$$

Die Funkfelddämpfung L_{cov} , die gemäß (3.24) bestimmt wird, ist entscheidend von den Eigenschaften der Antenne des Empfängers abhängig. Für die Funkfelddämpfung L_{exp} , welche in Kapitel 5.2 eingeführt wird, muss hingegen kein Empfänger vorhanden sein.

4 Systemrelevante Elemente und Parameter

Zur vollständigen Beschreibung eines Mobilfunksystems sind eine Vielzahl von Parametern und Elementen von Bedeutung. Diese sind z.B. genutzte Trägerfrequenz(en), Modulation(en), Datenrate(n), Anbindung an das Festnetz, etc. In diesem Kapitel werden die für die Bestimmung der Exposition relevanten Parameter und Elemente allgemein erläutert. Gleichzeitig wird die im Hinblick auf diese Arbeit getroffene Wahl und Festlegung der Parameter bzw. Elemente näher spezifiziert.

Die Kapitel 4.1 und 4.2 beschreiben die an den Basisstationen und Mobilstationen eingesetzten Antennen. Kapitel 4.3 weist die hier angenommenen minimalen Empfangsleistungen aus, welche die Qualitätsanforderungen am jeweiligen Empfänger darstellen. Die verschiedenen, in Kapitel 4.4 definierten, Lastannahmen beeinflussen die erforderlichen Sendeleistungen, welche in Kapitel 4.5 näher erläutert werden. Kapitel 4.6 befasst sich schließlich mit der Versorgung. Für das im Rahmen dieser Arbeit betrachtete System wird eine Arbeitsfrequenz von $f = 2\text{ GHz}$ zugrunde gelegt.

4.1 Antenne an der Basisstation

Aufgrund des bedeutsamen Einflusses der Eigenschaften der Mobilfunkbasisstationsantenne soll hier zunächst eine detaillierte Vorstellung der berücksichtigten Antenne erfolgen.

4.1.1 Grundsätzliche Anforderungen

Richtcharakteristik

Eine Mobilfunkbasisstationsantenne wird günstigerweise derart konzipiert, dass sie die eingespeiste Leistung möglichst effizient abstrahlt. Neben der Vermeidung von Verlusten gehört hierzu die bevorzugte Abstrahlung in Richtungen, in denen zur Versorgung von Mobilstationen hohe Funkfelddämpfungen zu über-

winden sind. Für die aus großen Zellflächen bestehenden Makrozellen – mit im Vergleich zur Zellgröße niedrigen Antennenhöhen der Basisstationen – ist daher eine bevorzugte Abstrahlung entlang der Azimutebene günstig.

Zur Vermeidung einer unnötig intensiven Abstrahlung in andere Richtungen sollte die Halbwertsbreite der Antenne in der Elevationsebene $\theta_{3\text{dB}}$ gering sein. Der Gruppenfaktor der Gesamtanordnung und der Elementfaktor [Zwi13] sollten daher ein Maximum für Elevationswinkel um $\theta \approx 90^\circ$ aufweisen. Dies ist möglich durch die vertikale Stockung von Einzelelementen, welche eine Hauptstrahlrichtung entlang der gewünschten Richtung aufweisen. Das in der Praxis beabsichtigte Abstrahlverhalten erfordert also eine – in Bezug auf die Wellenlänge – große Längsausdehnung der Antenne. Bild 4.1(a) stellt die erwünschte Richtcharakteristik schematisch dar. Die Breite der Pfeile symbolisiert die Intensität.

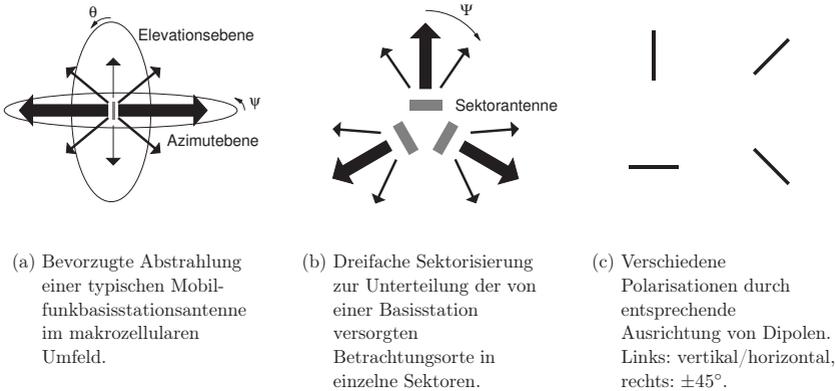


Bild 4.1: Abstrahlverhalten von Mobilfunkbasisstationsantennen zur effizienten Versorgung in einer Makrozelle.

Um eine präziser an die erwartete Funkfelddämpfung angepasste Richtcharakteristik zu erzielen, kann z.B. die in [Pon10] beschriebene Synthetisierung angewendet werden.

Neigungswinkel δ

Falls die Antenne eine symmetrische Richtcharakteristik in der Elevationsebene um die Hauptstrahlrichtung $\theta_{\text{HSR}} = 90^\circ$ aufweist, wird bei einem ebenen Gelände nur die Hälfte der Leistung in Richtung des Erdbodens, an dem sich typischerweise die Mobilstationen befinden, abgestrahlt. In der Praxis wird

die Hauptstrahlrichtung der Mobilfunkbasisstationsantenne in der Elevations-ebene deshalb meist nicht exakt parallel zum Boden ($\theta_{\text{HSR}} = 90^\circ$), sondern mit $\theta_{\text{HSR}} > 90^\circ$ darüber hinausgehend gewählt. Diese Neigung erlaubt es, den Richtung Erdboden abgestrahlten Anteil zu erhöhen. Bei einer fest vorgegebenen Sendeleistung können hierdurch weiterhin das Versorgungsgebiet verkleinert und damit etwaige Interferenzen durch benachbarte Basisstationen am Ort der Mobilstation reduziert werden.

Die Neigung aus der horizontalen Richtung kann mechanisch oder elektrisch erfolgen. Während bei der mechanisch geneigten Antenne die tatsächliche Neigung von der jeweiligen Azimutrichtung ψ abhängt, erlaubt die elektrische Neigung für alle Azimutwinkel eine gleichmäßige Absenkung.

Das Maß der Antennenneigung wird über den Neigungswinkel δ spezifiziert. Für die Hauptstrahlrichtung in der Elevationsebene gilt $\theta_{\text{HSR}} = 90^\circ + \delta$. Im Falle von Neigungswinkeln δ , welche größer sind als die Halbwertsbreite in der Elevationsebene $\theta_{3\text{dB}}$, wird bei Antennen mit hohem Gewinn nahezu die gesamte Leistung in Richtung des Erdbodens abgestrahlt [BHW01].

Ein Neigungswinkel $\delta > 0$ führt unter Freiraumbedingungen dazu, dass das Maximum der Exposition näher an die Basisstation rückt. Aufgrund der geringeren Entfernung wird bei konstanter Sendeleistung gleichzeitig die maximal auftretende Exposition größer. Zusätzlich wird das Versorgungsgebiet der einzelnen Basisstation kleiner. Unter Berücksichtigung eines realitätsnahen Ausbreitungsmodells kann die insgesamt versorgte Fläche in einem zellularen Netz bei vorgegebenen Senderstandorten mit zunehmenden Neigungswinkeln δ allerdings etwas größer werden (siehe Kapitel 10). Bezüglich der Exposition ist die Wahl eines Neigungswinkels $\delta > 0$ aber typischerweise ungünstig.

Sektorisierung

Die Unterteilung des Versorgungsbereiches einer Basisstation kann durch eine Sektorisierung erreicht werden. Hierzu ist eine entsprechend geformte Richtcharakteristik in der Azimutebene erforderlich. Diese wird in der Praxis insbesondere durch die Verwendung eines Reflektors erreicht. Bild 4.1(b) zeigt schematisch eine dreifache Sektorisierung.

Die Hauptstrahlrichtung in der Azimutebene wird hier im lokalen Koordinatensystem der Antenne zu $\psi_{\text{HSR}} = 0^\circ$ angenommen. Im globalen Koordinatensystem werden die Hauptstrahlrichtungen der einzelnen Sektorantennen mit ψ'_{HSR} bezeichnet und bezüglich der Richtung Norden gemessen.

Polarisation

Im Bereich des Mobilfunks werden neben vertikal polarisierten Antennen vorrangig X-polarisierte Antennen eingesetzt. Durch die alternative Speisung über jeweils einen der verfügbaren Antenneneingänge können elektromagnetische Felder wahlweise mit einer $+45^\circ$ oder -45° -Polarisation abgestrahlt werden. Bild 4.1(c) zeigt verschiedene Anordnungen von Dipolen, welche als Einzelelement jeweils einen Polarisationszustand repräsentieren.

Bestimmung der 3D-Richtcharakteristik aus 2D-Daten

Zur Beschreibung der für die Exposition relevanten Eigenschaften der Mobilfunkbasisstationsantenne sind deren Richtcharakteristik und Gewinn die wesentlichen Kenngrößen (siehe Kapitel 3.1 und Kapitel 3.2). Prinzipiell liefern kommerzielle Hersteller von Mobilfunkbasisstationsantennen, neben den unter Netzplanungsaspekten wichtigen Informationen wie Gewinn, Halbwertsbreiten und Polarisation, auch die Richtcharakteristiken in elektronischer Form. Die Firma Kathrein stellt die Daten beispielsweise auf einer CD-ROM [KAT13] oder für registrierte Benutzer auch zum Download [KAT14] zur Verfügung. Die Richtcharakteristiken sind dort aber lediglich als Schnitte in der Azimutebene als C_{Az} und in der Elevationsebene als C_{Ele} angegeben. Das im Rahmen der Bestimmung der Richtcharakteristiken gemäß (3.1) zu berücksichtigende Maximum der Feldstärke bezieht sich auf das Maximum des jeweiligen Schnittes.

Zur Bestimmung der Richtcharakteristik in beliebiger Richtung (θ, ψ) werden üblicherweise die zweidimensionalen Richtcharakteristiken der beiden Schnitte entlang der Azimut- sowie der Elevationsebene multipliziert:

$$\begin{aligned} C(\theta, \psi) &= C_{Ele}(\theta) C_{Az}(\psi) \\ &= \frac{|\mathbf{E}(r, \theta, \psi = \psi_{HSR})|}{|\mathbf{E}(r, \theta, \psi = \psi_{HSR})|_{\max}} \cdot \frac{|\mathbf{E}(r, \theta = \theta_{HSR}, \psi)|}{|\mathbf{E}(r, \theta = \theta_{HSR}, \psi)|_{\max}} \Bigg|_{r=\text{const} \rightarrow \infty} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Die so definierte Richtcharakteristik erlaubt, unter der Annahme einer Funkwellenausbreitung entlang des direkten Pfades sowie der Kenntnis weiterer Parameter, wie der Funkfelddämpfung (z.B. Freiraumdämpfung), Sendeleistung und Gewinn der Antenne, eine Abschätzung der Feldstärke, welche eine Mobilfunkbasisstationsantenne am jeweiligen Betrachtungsort hervorruft. Die Ermittlung der vollen dreidimensionalen Richtcharakteristik gemäß (4.1) ist die übliche Vorgehensweise zur Abschätzung der Exposition in der Umgebung von Mobilfunkbasisstationsantennen.

Eine Bestimmung der elektrischen Feldstärke unter Verwendung von (4.1) weist jedoch folgende Nachteile auf:

- Polarisation: Aufgrund der Betragsbildung in (4.1) bzw. (3.1) enthält die Richtcharakteristik $C(\theta, \psi)$ keine Informationen über die „vektoriellen“ Eigenschaften der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} bzw. die Polarisations-eigenschaften.
- Phasenbezug: Die unterschiedlichen Phasen von den in verschiedene Richtungen abgestrahlten Signalbeiträgen, welche sich aufgrund der Mehrwegeausbreitung am gleichen Betrachtungsort überlagern können, sind nicht berücksichtigt. D.h. es besteht kein Zugang zu den „komplexen“ Polarisations-eigenschaften.
- Genauigkeit: Die Multiplikation der Richtcharakteristiken beider Schnitte ist nicht präzise. Unter Betrachtung eines von der z -Achse weg geneigten Dipols, wie er typischerweise in vielen Antennentypen von Mobilfunkbasisstationen enthalten ist, wird schnell klar, dass die längs der Dipolachse auftretenden Minima in der Richtcharakteristik nicht über die einfache Multiplikation in (4.1) erfasst werden können. Die dreidimensionale Richtcharakteristik kann daher i.A. nicht aus einer Multiplikation der Richtcharakteristiken zweier Schnitte gewonnen werden. Dieser Umstand wird detailliert in Anhang A erläutert.

Zur Expositionsbestimmung werden hier ausschließlich die explizit bestimmten dreidimensionalen Richtcharakteristiken, welche neben den Phaseninformationen auch die vektoriellen Eigenschaften enthalten, herangezogen.

4.1.2 Kommerzielle Mobilfunkbasisstationsantenne

Zunächst soll die Richtcharakteristik einer typischen Mobilfunkbasisstationsantenne näher betrachtet werden. Hierbei handelt es sich um eine X-polarisierte Antenne für den Frequenzbereich von 1710 – 2200 MHz, welche der Hersteller Kathrein [KAT14] unter der Typenbezeichnung 742215 vertreibt. Die Abmessungen der Antenne betragen $131,4 \text{ cm} \times 15,5 \text{ cm} \times 7,0 \text{ cm}$ ($H \times B \times T$). Der Gewinn der Antenne wird vom Hersteller im Frequenzbereich von 1920 – 2200 MHz mit $G_{\text{BS}} = 18 \text{ dBi}$ für beide Polarisierungen angegeben. Unterhalb von 1920 MHz ist der Gewinn etwas geringer. Die Antenne kann im Bereich von $\delta = 0^\circ \dots 10^\circ$ elektrisch geneigt werden.

Bild 4.2 zeigt die aus den Multiplikationen der zweidimensionalen Richtcharakteristiken – unter Berücksichtigung des Gewinns – jeweils ermittelten dreidimensionalen richtungsabhängigen Gewinne für die -45° und $+45^\circ$ -

Polarisationen bei einer Frequenz von $f = 1950$ MHz. Die aus den Richtcharakteristiken bestimmten Halbwertsbreiten in der Elevationsebene und Azimutebene betragen $\theta_{3\text{dB}} \approx 6,4^\circ$ bzw. $\psi_{3\text{dB}} \approx 66^\circ$. Für die im Rahmen dieser Arbeit betrachtete Frequenz von $f = 2$ GHz stehen die Richtcharakteristiken nicht zur Verfügung. Ein Vergleich der Richtcharakteristiken bei den verschiedenen vom Hersteller betrachteten Frequenzen zeigt lediglich eine geringe Abhängigkeit von der Frequenz. Daher kann in guter Näherung von einer vergleichbaren Richtcharakteristik bei einer Frequenz von $f = 2$ GHz ausgegangen werden. Aufgrund ihrer Richtcharakteristik in der Azimutebene eignet sich die Antenne für eine dreifache Sektorisierung.

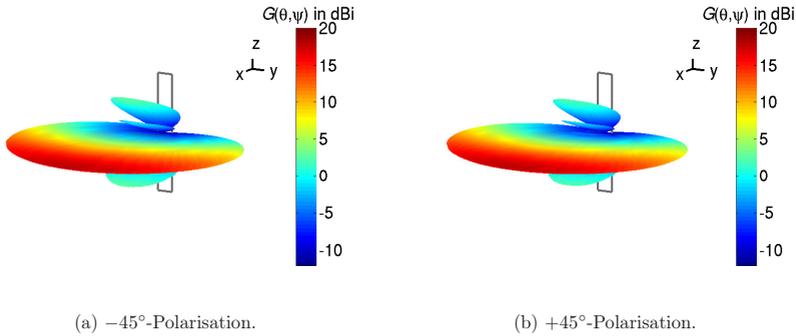


Bild 4.2: Richtungsabhängige Gewinne der kommerziellen Mobilfunkbasisstationsantenne vom Typ 742215 des Herstellers Kathrein [KAT14]. Die zugehörigen dreidimensionalen Richtcharakteristiken wurden durch Multiplikationen der Richtcharakteristiken der Azimutebene und Elevationsebene gewonnen. Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$.

Die richtungsabhängigen Gewinne sind für beide Polarisationen vergleichbar. Lediglich im Bereich der Nebenkeulen treten Abweichungen auf. Diese können aber im Hinblick auf eine Funknetzplanung, für welche der Gewinn und die Richtcharakteristik in der Azimutebene von Bedeutung sind, als irrelevant betrachtet werden.

Die kommerzielle Mobilfunkbasisstationsantenne dient hier lediglich als Vergleichsantenne und wird aufgrund der angesprochenen Unzulänglichkeiten, welche bei der Bestimmung der dreidimensionalen Richtcharakteristik aus den 2D-Daten auftreten, hier nicht zur Expositionsbestimmung herangezogen (siehe Anhang A).

4.1.3 Modellierte Antenne

Aufgrund des begrenzten Informationsgehaltes der von den Antennenherstellern gelieferten Daten wird hier, im Hinblick auf verlässliche Bestimmungen der Expositionen und Versorgungen, eine Mobilfunkbasisstationsantenne mit FEKO [FEK14] modelliert. Bei FEKO handelt es sich um eine kommerziell erhältliche Software zur Berechnung elektromagnetischer Felder, welche auf der Momentenmethode basiert.

Bild 4.3 zeigt eine Skizze der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne. Die Antenne ist für eine Arbeitsfrequenz von $f = 2$ GHz dimensioniert. Für die Modellierung wird als Hauptstrahlrichtung die positive x -Achse ($\psi_{\text{HSR}} = 0^\circ$) betrachtet. Die Antenne besteht aus 32 jeweils um $+45^\circ$ bzw. -45° um die x -Achse geneigten und entlang der z -Achse verschobenen $\lambda/2$ -Dipolen, welche in acht Quadranten angeordnet sind. Hinter den Dipolen befindet sich im Abstand von $\lambda/4$ (etwa 3,75 cm) ein metallischer Reflektor. Neben Patch-Antennen sind Dipole gebräuchliche Einzelelemente von Mobilfunkbasisstationsantennen [Piv05].

Je nach gewünschter Polarisation werden jeweils die 16 entsprechend angeordneten Dipole mit dem abzustrahlenden Signal gespeist. Die Angabe der $+45^\circ$ bzw. -45° -Polarisation bezieht sich auf die Hauptstrahlrichtung (vgl. Bild 3.4).

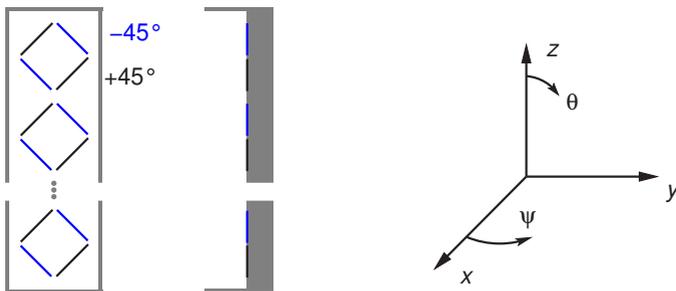


Bild 4.3: Skizze der modellierten Basisstationsantenne.

Links: Draufsicht. Mitte: Seitenansicht. Rechts: Koordinatensystem.

Mit den seitlich angebrachten Metallflächen bildet der Reflektor eine Wanne. Die horizontalen oberen und unteren metallischen Flächen an der Antenne, welche die seitlichen um 5 cm überragen, reduzieren die Abstrahlung unmittelbar nach oben ($\theta = 0^\circ$) und unten ($\theta = 180^\circ$). Ihr Einfluss auf den Gewinn und die Halbwertsbreiten in Elevations- und Azimutrichtung ist aber gering. Ein vor Witterungsverhältnissen schützendes Radom, welches einen vernachlässigbaren Einfluss auf die funktechnischen Eigenschaften der Antenne hat, wird bei der Modellierung nicht berücksichtigt.

Einer homogenen Belegung entsprechend, werden alle Einzelelemente mit derselben Amplitude gespeist. Zur Erzielung einer Änderung der Hauptstrahlrichtung in Elevationsrichtung können die Elemente mit einer unterschiedlichen Phasenverzögerung gespeist werden. Zur Neigung der Hauptstrahlrichtung in der Elevationsebene werden tiefer angeordnete Elemente mit einer zunehmenden Phasenverzögerung gespeist.

Der Gewinn der hier vorgestellten Mobilfunkbasisstationsantenne beträgt $G_{\text{BS}} = 18,8 \text{ dBi}$, die Halbwertsbreiten in der Elevationsebene und Azimutebene belaufen sich auf $\theta_{3\text{dB}} \approx 6,5^\circ$ bzw. $\psi_{3\text{dB}} \approx 65^\circ$. Die Abmessungen der Antenne sind $121,7 \text{ cm} \times 12,3 \text{ cm} \times 8,75 \text{ cm}$ ($H \times B \times T$). Sowohl die Dimensionen als auch der Gewinn und die Halbwertsbreiten sind damit vergleichbar mit denen der kommerziellen Mobilfunkbasisstationsantenne 742215 der Firma Kathrein (vgl. Tabelle 4.1).

Es sei darauf hingewiesen, dass das Ziel der Modellierung nicht eine möglichst getreue Nachbildung der kommerziellen Mobilfunkbasisstationsantenne des Typs 742215 der Firma Kathrein ist, sondern hier soll lediglich eine Antenne betrachtet werden, welche eine für den Mobilfunk übliche Richtcharakteristik aufweist. Die Modellierung einer Antenne mit den typischen Eigenschaften einer Mobilfunkbasisstationsantenne bezüglich ihrer vollen dreidimensionalen vektoriellen Richtcharakteristik ist notwendig, weil die Hersteller die Daten nicht im erforderlichen Umfang öffentlich zur Verfügung stellen.

Die Impedanz und Bandbreite der Antenne, welche in der Praxis auch eine große Rolle spielen, werden hier nicht weiter analysiert und optimiert. Es wird davon ausgegangen, dass die Antenne über ein geeignetes Speisetzwerk verlustfrei gespeist wird, so dass die in die Antenne eingespeiste Leistung der abgestrahlten Leistung entspricht.

Bild 4.4 zeigt die richtungsabhängigen Gewinne $G_{\text{BS}} C^2(\theta, \psi)$, der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne, denen die skalaren Richtcharakteristiken $C(\theta, \psi)$ gemäß (3.1) zugrunde liegen. Im Gegensatz zu den in Bild 4.2 dargestellten richtungsabhängigen Gewinnen der kommerziellen Antenne sind diese aber nicht durch eine unpräzise Multiplikation der Richtcharakteristiken entlang zweier Schnitte bestimmt, sondern durch eine explizite Feldberechnung in den einzelnen Richtungen (θ, ψ) . Während die in Bild 4.2 dargestellten Gewinne für die beiden Polarisierungen der kommerziellen Antenne kaum Unterschiede aufzeigen, sind diese in Bild 4.4 sehr deutlich. Am deutlichsten wird dieser an der Nebenkeule, die unter dem kleinsten Elevationswinkel θ auftritt. Für die beiden Polarisierungen zeigen diese Nebenkeulen in eine um $\Delta\psi \approx 180^\circ$ abweichende Richtung. Dieser Unterschied ist auf die Richtcharakteristik der

einzelnen Antennenelemente zurückzuführen. Da es sich bei den eingesetzten Elementen um $\lambda/2$ -Dipole handelt, welche im Freiraum in ihrer Längsrichtung nicht – senkrecht dazu mit maximaler Intensität abstrahlen – ist der auftretende Unterschied plausibel. Derartige Details der reellen Richtcharakteristik sind mit den vom Antennenhersteller gelieferten Daten nicht zugänglich.

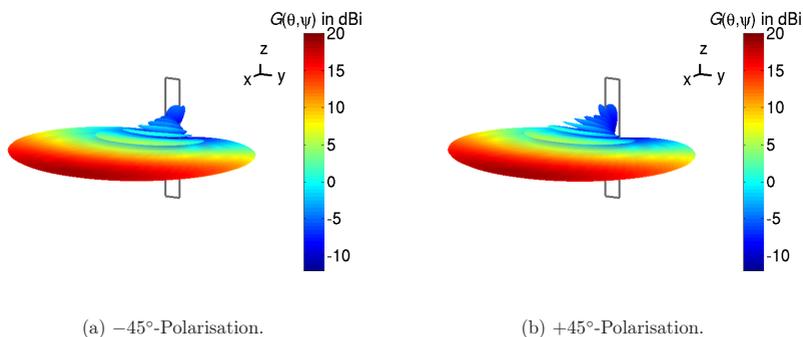


Bild 4.4: Richtungsabhängige Gewinne der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne. Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$.

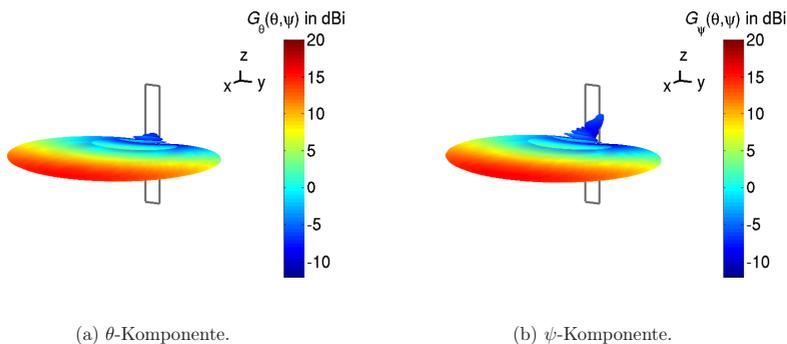


Bild 4.5: Richtungsabhängige Gewinne der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne für die -45° -Polarisation. Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$.

Bild 4.5 zeigt die richtungsabhängigen Gewinne der beiden orthogonalen Komponenten θ und ψ für die -45° -Polarisation. In Hauptstrahlrichtung sind die Unterschiede in den Gewinnen G_ψ und G_θ unerheblich. Außerhalb der Hauptstrahlrichtung, insbesondere für kleine und große Elevationswinkel sind erhebliche Unterschiede in den beiden Polarisationen zu verzeichnen. Für die kommerzielle Antenne sind diese Informationen nicht verfügbar.

Trotz der Anordnung der Elemente in der yz -Ebene verschwindet der horizontale Anteil des Gewinns G_ψ in dieser Ebene ($\psi = 90^\circ$ bzw. $\psi = 270^\circ$) nicht. Dieser nicht verschwindende Beitrag ist auf die Beeinflussung durch die Metallwanne zurückzuführen, welche auch in realen Antennen verwendet wird. Ohne die Metallwanne verschwindet der horizontale Anteil des Gewinns G_ψ in der yz -Ebene.

Diese detaillierte komplexe und vektorielle Beschreibung der Richtcharakteristik bzw. des Gewinnes ist mit den vom Antennenhersteller gelieferten Daten nicht möglich. Da das eingesetzte strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* eine vollpolarimetrische Beschreibung erlaubt, ist die Berücksichtigung der vektoriellen Richtcharakteristik der Mobilfunkbasisstationsantenne konsequent.

Für die im weiteren Verlauf dieser Arbeit präsentierten Ergebnisse wurde die -45° -Polarisation berücksichtigt.

4.1.4 Modellierte Antenne im Vergleich zur kommerziellen Mobilfunkbasisstationsantenne

Antenne	Dimension ($H \times B \times T$)	Pol	Gewinn	ψ_{3dB}	θ_{3dB}
742215	131,4 cm \times 15,5 cm \times 7,0 cm	X	18,0 dBi	66°	$6,4^\circ$
FEKO	121,7 cm \times 12,3 cm \times 8,75 cm	X	18,8 dBi	65°	$6,5^\circ$

Tabelle 4.1: Vergleich charakteristischer Daten der modellierten mit der kommerziellen Mobilfunkbasisstationsantenne der Firma Kathrein.

Wesentliche Merkmale der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne und der kommerziellen Kathrein Antenne des Typs 742215 sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Beim Vergleich der Antennen zeigt sich, dass die beiden Antennen vergleichbare Daten aufweisen. Die Bilder 4.6 sowie 4.7 zeigen zudem die Richtcharakteristiken in der Elevationsebene und in der Azimutebene. Für Winkelbereiche um die Hauptstrahlrichtung der Antenne ($\theta_{HSR} = 90^\circ, \psi_{HSR} = 0^\circ$) sind für beide Schnitte hervorragende Übereinstimmungen zu erkennen. Für die

Elevationsebene (Bild 4.6) stimmen die Beträge und Winkel für die zwei benachbarten Nebenkeulen mit Elevationswinkeln von $\theta > 90^\circ$ für beide Antennen recht gut überein. Für andere Nebenkeulen weichen allerdings die Positionen und die Beträge zum Teil deutlich ab.

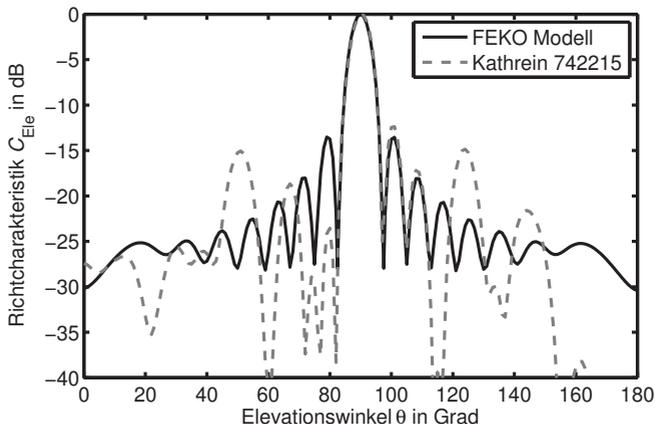


Bild 4.6: Vergleich der Richtcharakteristiken der modellierten Antenne mit der kommerziellen Mobilfunkbasisstationsantenne in der Elevationsebene. -45° -Polarisation, Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$.

Für Richtungen unmittelbar oberhalb der Antenne ($\theta \approx 0^\circ$) zeigt sich eine prinzipiell gute Übereinstimmung der Richtcharakteristik der modellierten Antenne mit der kommerziellen Antenne. Unterhalb der Antenne ($\theta \approx 180^\circ$) zeigt sich jedoch eine deutliche Abweichung. Während sich die völlige Symmetrie der in FEKO modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne in ihrer Richtcharakteristik widerspiegelt, gibt der Hersteller für die Richtcharakteristik der kommerziellen Antenne – im Vergleich zur Abstrahlung direkt nach oben – eine deutlich reduzierte Abstrahlung unmittelbar unterhalb der Antenne an. Dieser Unterschied kann aus nicht bekannten Details des Aufbaus der Antenne resultieren oder auch auf die Bestimmungsmethode des Herstellers zurückzuführen sein. Hierbei wird typischerweise die Antenne an ihrem unteren Ende auf einer Halterung montiert, die Feldverteilung im Nahfeld bestimmt und abschließend die Richtcharakteristik im Fernfeld berechnet. Der Einfluss der verwendeten Halterung kann sich aber deutlich in der Richtcharakteristik zeigen. Aus Sicht der Funknetzplanung, bei welcher insbesondere der Gewinn G_{BS} , Neigungswinkel δ und die Halbwertsbreiten θ_{3dB} bzw. ψ_{3dB} der Mobilfunkbasisstationsantenne eine Rolle spielen, ist dieser Umstand irrelevant, für die Expositionsbestimmung unmittelbar unterhalb der Antenne ($\theta \approx 180^\circ$) allerdings schon.

Wie in Bild 4.6 dargestellt, entspricht die Unterdrückung der ersten Nebenkeule für die modellierte Antenne in sehr guter Näherung dem theoretisch für eine homogene Belegung erwarteten Wert von 13,2 dB. Durch eine Belegung, bei welcher die einzelnen Elemente mit zunehmendem Abstand zum Mittelpunkt der Antenne mit geringerer Amplitude gespeist werden, könnte eine weitergehende Unterdrückung dieser Nebenkeule erreicht werden. Eine entsprechende Belegung zieht aber auch eine Reduktion des Gewinns nach sich [Zwi13]. Die bei der kommerziellen Antenne hiervon abweichende Unterdrückung, welche zudem auch schon für die erste Nebenkeule ein erhebliches Maß an Unsymmetrie aufweist, ist auf eine inhomogene Strombelegung zurückzuführen.

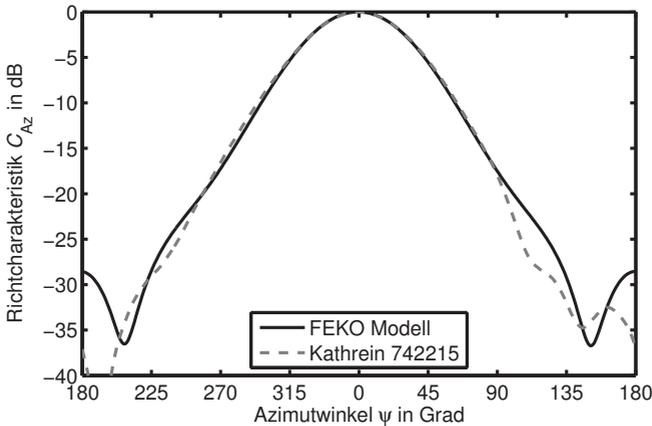


Bild 4.7: Vergleich der Richtcharakteristiken der modellierten Antenne mit der kommerziellen Mobilfunkbasisstationsantenne in der Azimutebene. -45° -Polarisation, Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$.

Für die Azimutebene ist in Bild 4.7 über einen großen Winkelbereich eine exzellente Übereinstimmung zu erkennen. Das Vor-Rück-Verhältnis, d.h. die Unterdrückung der Abstrahlung entgegen der Hauptstrahlrichtung, scheint bei der kommerziellen Antenne größer zu sein. Bei der in dieser Arbeit betrachteten dreifachen Sektorisierung weisen die beiden anderen Sektoren in diesem Winkelbereich einen wesentlich höheren Einfluss auf, so dass der rückwärtig abgestrahlte Anteil ohnehin irrelevant ist.

4.2 Antenne an der Mobilstation

Zur Entnahme der maximal möglichen Empfangsleistung an der Mobilstation muss deren Antenne bezüglich ihrer Richtcharakteristik optimal ausgerichtet und die Polarisation an die des vorliegenden Feldes angepasst sein. Unter günstigen Voraussetzungen kann die mit der Mobilstation entnehmbare Leistung um ein Vielfaches höher sein als jene, welche mit einer fiktiven isotropen Antenne entnommen werden könnte, die gleichzeitig die Grundlage zur Bestimmung der Exposition ist.

Üblicherweise wird bei der Betrachtung der Leistungsbilanz (engl. link budget), bei welcher die maximal zulässige Funkfelddämpfung ermittelt wird, im einfachsten Fall oftmals von einem Gewinn von $G_{MS} = 0$ dBi ausgegangen [Lüd01, Wer09], teilweise werden Verluste von wenigen dB angenommen [GW98, LWN06]. Aufgrund der unmittelbaren Nähe zum Körper – zum Telefonieren wird die Mobilstation typischerweise am Kopf gehalten – darf die Mobilstation aber nicht ohne den Umgebungseinfluss betrachtet werden.

Bei einer detaillierteren Betrachtung zeigt sich, dass der in Kapitel 3.2.4 erläuterte mittlere effektive Gewinn (MEG), in Abhängigkeit vom Szenario und der verwendeten Antenne bzw. der verwendeten Mobilstation, erheblich kleinere Werte als die typischerweise zugrunde gelegten 0 dBi annimmt [KSL⁺02]. Diese sehr einfache Vorgehensweise ist vom Ansatz her zwar sicherlich geeignet dem mittleren Gewinn im Sinne eines MEGs Rechnung zu tragen, allerdings ist die Verwendung eines mittleren effektiven Gewinns bei der realitätsnahen Bestimmung der Exposition nicht zielführend. Denn die bei der Expositionsbestimmung zu berücksichtigenden Sendeleistungen sind nicht proportional zum Gewinn ($\propto G$), sondern zum Kehrwert des Gewinns ($\propto 1/G$).

4.2.1 Modell

Bild 4.8 zeigt das hier betrachtete Modell der Mobilstation. Neben einem Quader, welcher als sehr einfaches Modell des menschlichen Kopfes dient, befindet sich im Abstand von 1,5 cm ein $\lambda/2$ -Dipol. Der Dipol kann um den Neigungswinkel α gegen die z -Achse geneigt werden. Die Hand sowie weitere Teile des Körpers werden nicht berücksichtigt.

Aufgrund der erheblich aufwändigeren Berücksichtigung eines standardisierten Kopfmodells, wie z.B. des SAM-Phantoms [IEE03], wird hier im Hinblick auf Speicherbedarf und Rechenzeit ein einfacheres Quadermodell berücksichtigt. In diesem Sinne wird gleichfalls lediglich ein $\lambda/2$ -Dipol – anstatt eines aufwändigeren Modells – als Mobilstation modelliert.

Wie bei der in Kapitel 4.1.3 betrachteten Mobilfunkbasisstationsantenne soll hier keine möglichst exakte Nachbildung einer realen Mobilstation als Handy neben einem detaillierten Kopfmodell erfolgen, sondern lediglich eine realitätsnahe komplexe und vektorielle Beschreibung der Richtcharakteristik stattfinden.

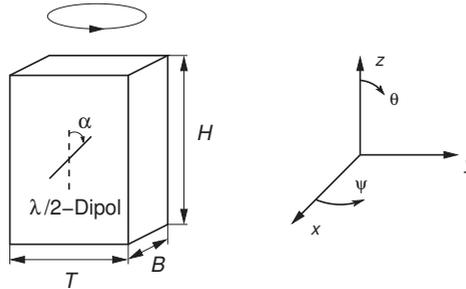


Bild 4.8: Links: Das Modell der Mobilstation mit benachbartem Kopfmodell.
Der Abstand des $\lambda/2$ -Dipols zur Außenfläche des Quaders beträgt 1,5 cm.
Rechts: Koordinatensystem.

Die Abmessungen des Quaders betragen $21,4 \text{ cm} \times 13,8 \text{ cm} \times 17,9 \text{ cm}$ ($H \times B \times T$), und sind so gewählt, dass die Verhältnisse der Maße, sowie das Volumen des Quaders den Werten des standardisierten SAM-Phantoms entsprechen [IEE03]. Der Mittelpunkt des $\lambda/2$ -Dipols, der zugleich für die Speisung verwendet wird, liegt über dem Mittelpunkt einer der größten Quaderaußenflächen. Für den Quader werden gemittelte dielektrische Parameter des Kopfes angenommen. Gemäß [Fed14] sind bei der hier betrachteten Frequenz von $f = 2 \text{ GHz}$ eine relative Permittivität $\epsilon_r = 43,212$ und eine Leitfähigkeit von $\sigma = 1,256 \text{ S/m}$ zu berücksichtigen. Für eine Berechnung der spezifischen Absorptionsrate wäre zudem die Massendichte von $\rho = 1030 \text{ kg/m}^3$ von Bedeutung. Eine explizite Bestimmung der SAR bleibt hier jedoch aus. Die Modellierung der Anordnung und die anschließende Analyse erfolgen – wie auch schon die Modellierung der Mobilfunkbasisstationsantenne – mittels FEKO [FEK14].

4.2.2 Richtcharakteristik und Gewinn

Bild 4.9 zeigt die dreidimensionale Richtcharakteristik der modellierten Mobilstation. In den Bildern 4.10 und 4.11 sind die richtungsabhängigen Gewinne entlang der Azimut- bzw. Elevationsebene aufgetragen. Zum Vergleich sind zusätzlich die richtungsabhängigen Gewinne für den Freiraumfall eingezeichnet. Hierbei zeigt sich insbesondere für den richtungsabhängigen Gewinn in der Azimutebene ein ausgeprägter Einfluss des benachbarten Kopfmodells.

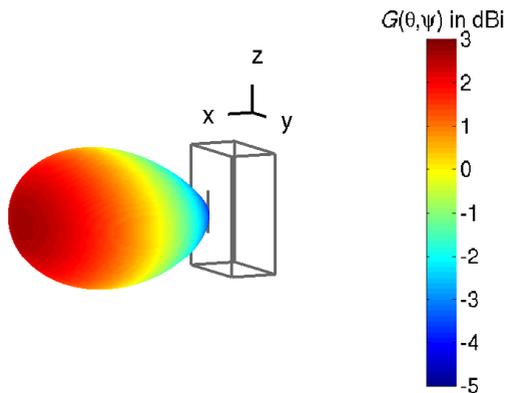


Bild 4.9: Richtungsabhängiger Gewinn des modellierten $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell. Neigungswinkel $\alpha = 0^\circ$.

Eine nähere Analyse zeigt, dass sich die Direktivität und der Gewinn der Anordnung, praktisch unabhängig vom Neigungswinkel α des $\lambda/2$ -Dipols, um 5,9 dB unterscheiden. Dieser beachtliche Unterschied ist auf das benachbarte Kopfmodell, das ein verlustbehaftetes Medium darstellt, zurückzuführen. Im konkreten Fall bedeutet dies, dass etwa drei Viertel der von der Antenne abgegebenen Leistung im Kopf absorbiert und damit nicht abgestrahlt wird.

Zur Reduzierung der Exposition und Optimierung der abgestrahlten Leistung werden in der Praxis verschiedene Ansätze verfolgt. Da diese Optimierung nicht Gegenstand dieser Arbeit ist, sei auf entsprechende Veröffentlichungen, wie z.B. [BKS⁺06, BPZ08, BPT⁺07, Man04, Wie08], verwiesen.

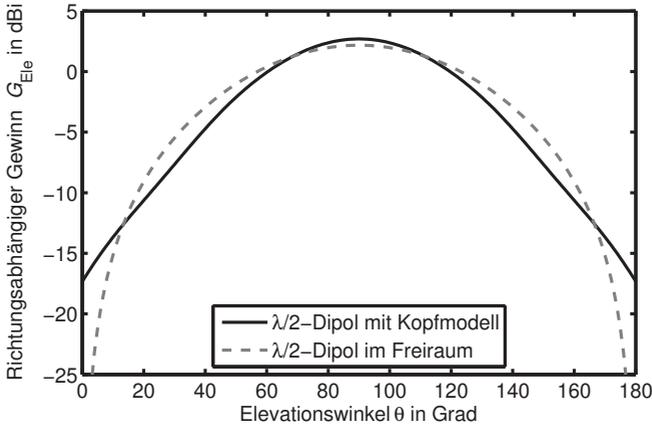


Bild 4.10: Richtungsabhängiger Gewinn in der Elevationsebene ($\psi = 0^\circ$) für den modellierten $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell (Neigungswinkel $\alpha = 0^\circ$) bzw. einen $\lambda/2$ -Dipol im Freiraum. Der $\lambda/2$ -Dipol ist jeweils entlang der z -Achse ausgerichtet.

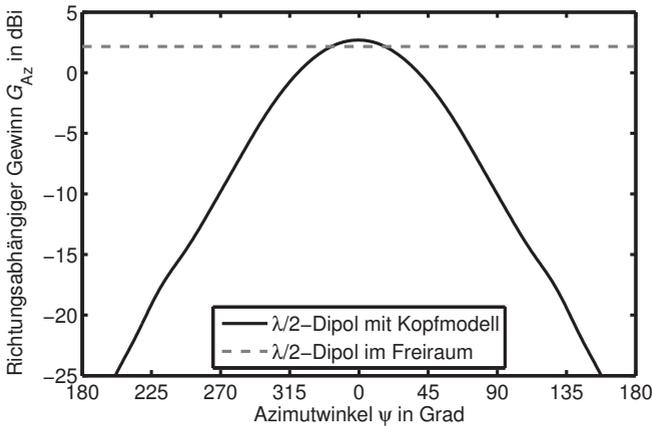


Bild 4.11: Richtungsabhängiger Gewinn in der Azimutebene ($\theta = 90^\circ$) für den modellierten $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell (Neigungswinkel $\alpha = 0^\circ$) bzw. einen $\lambda/2$ -Dipol im Freiraum. Der $\lambda/2$ -Dipol ist jeweils entlang der z -Achse ausgerichtet.

Trotz der relativ großen absorbierten Leistung liegt der maximale Gewinn mit 2,7 dBi um 0,55 dB über dem eines $\lambda/2$ -Dipols im Freiraum. Ähnlich wie bei der Mobilfunkbasisstationsantenne wirkt das benachbarte Kopfmodell als Reflektor, der zu einer Erhöhung der Intensität führen kann. In erster Näherung kann durch die konstruktive Überlagerung des reflektierten Signals der Gewinn um 6 dB gegenüber dem Gewinn des Einzelelementes, welches hier ein $\lambda/2$ -Dipol ist, steigen. Allerdings treten im vorliegenden Fall gleichzeitig erhebliche Verluste durch die Absorption hochfrequenter Energie im modellierten Kopfmodell auf. Die Direktivität der Anordnung ist um 6,45 dB höher als bei einem $\lambda/2$ -Dipol im Freiraum.

4.2.3 Positionierung der Mobilstation

Die in Bild 4.8 dargestellte Anordnung aus vereinfachtem Kopfmodell und $\lambda/2$ -Dipol wird für jeden Betrachtungsort individuell positioniert.

Der Drehwinkel um die z -Achse wird auf einem Raster von 1° beliebig gewählt. Die Drehung kann einfach durch eine entsprechende Verschiebung der Richtcharakteristik erzielt werden. Hingegen ist bei einer Veränderung des Neigungswinkels α eine komplette Neuberechnung der Richtcharakteristik erforderlich. Unabhängig vom Drehwinkel um die z -Achse wird für den Neigungswinkel ein Wert von $\alpha = n \cdot 15^\circ$ festgelegt, wobei n eine beliebige ganze Zahl zwischen 0 und 11 ist. Der Neigungswinkel α wird somit auf einem 15° Raster aus dem Wertebereich von $0^\circ \leq \alpha \leq 165^\circ$ gewählt.

4.3 Erforderliche Empfangsleistungen

Bei jeglicher Kommunikationsanwendung besteht der Wunsch, die vom Sender gesendeten und am Empfänger bislang unbekanntes Daten korrekt zu dekodieren. In Abhängigkeit von der gewünschten Übertragungsrate muss zur korrekten Dekodierung eine bestimmte minimale Kanalkapazität C vorhanden sein. Eine theoretische Obergrenze für die Kanalkapazität C liefert die Shannon-Hartley-Formel [Sk101]

$$C = B \log_2 (1 + \text{SNR}) . \quad (4.2)$$

Hierin sind B die Bandbreite und SNR das mittlere Signal-zu-Rausch-Verhältnis. Der Logarithmus ist zur Basis zwei zu bilden. Für die Ableitung dieses Zusammenhanges wurde angenommen, dass weißes, d.h. von der Frequenz unabhängiges, Rauschen vorliegt. Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR

muss durch eine hinreichend hohe Empfangsleistung am Empfänger bereitgestellt werden. Für die minimal erforderliche Empfangsleistung $P_{R,\min}$ ergibt sich intuitiv

$$P_{R,\min} = \text{SNR} + kTB + \text{NF} + \text{IM}. \quad (4.3)$$

Hierin sind kTB die aus der Boltzmann-Konstante k , der absoluten Temperatur T und der Bandbreite B bestimmte Rauschleistung, NF die Rauschzahl und IM der Implementierungsverlust. Als Empfänger sind jeweils Basisstationen als auch Mobilstationen in Betracht zu ziehen. Anschaulich folgt (4.3) aus folgender Überlegung: Die über das Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR zu überwindende Rauschleistung wird grundsätzlich über kTB bestimmt. Die Rauschzahl NF der Systemkomponenten, welche eine zusätzliche Verstärkung des Rauschens beschreibt, ist additiv einzubeziehen. Zudem sind die Unzulänglichkeiten des Systems über einen Implementierungsverlust IM zu berücksichtigen [Sk101].

Für die verschiedenen Mobilfunktechniken sind, in Abhängigkeit des erforderlichen SNR und der Bandbreite, unterschiedliche minimale Empfangsleistungen $P_{R,\min}$ erforderlich. Grundsätzlich liegen diese jedoch für vergleichbare Dienste (z.B. Sprachdienste mit niedriger Datenrate oder hochratige Datendienste) in der gleichen Größenordnung.

Tabelle 4.2 fasst die in dieser Arbeit berücksichtigten Werte zusammen. Hierbei wird zumeist von einer minimalen Empfangsleistung von $P_{R,\min} = -110$ dBm ausgegangen. Dieser Wert wird hier für die zur Zellidentifikation erforderliche minimale Empfangsleistung $P_{R,MS,\text{cell},\min}$ sowie für die Übertragung von niederrätigen Nutzerdaten (z.B. Sprache) im Up- und Downlink $P_{R,BS,\min}$ bzw. $P_{R,MS,UD1,\min}$ zugrunde gelegt. Um dem Fall einer hochrätigen Datenübertragung im Downlink (z.B. Video-Download) Rechnung zu tragen, wird zudem eine um 20 dB höhere minimale Empfangsleistung, die auf $P_{R,MS,UD2,\min} = -90$ dBm führt, berücksichtigt.

Richtung	Art	Bezeichnung	minimale Empfangsleistung in dBm
BS → MS	Zellidentifikation	$P_{R,MS,\text{cell},\min}$	-110
BS → MS	niederrätige Nutzerdaten	$P_{R,MS,UD1,\min}$	-110
BS → MS	hochrätige Nutzerdaten	$P_{R,MS,UD2,\min}$	-90
MS → BS	niederrätige Nutzerdaten	$P_{R,BS,\min}$	-110

Tabelle 4.2: Die in dieser Arbeit berücksichtigten minimalen Empfangsleistungen.

Da im Uplink in der Regel eine vergleichbar große Datenrate wie im Downlink bei niederrätigen Anwendungen (z.B. Sprache) zu übertragen ist, genügt es, hier einen Fall zu betrachten. Somit wird keine weitere Unterscheidung erforderlich.

Die hier angenommenen Werte sind vergleichbar mit den bei aktuellen Mobilfunksystemen benötigten minimalen Empfangsleistungen. Diese liegen im Downlink, d.h. an der Mobilstation, beispielsweise für die nutzerspezifischen Daten des GSM 1800-Systems unter normalen Umgebungsbedingungen bei $P_{R,MS,min} = -102$ dBm [ETS12a], wobei sich im zeitlichen Mittel, unter Berücksichtigung des TDMA-Verfahrens mit acht Zeitschlitzten, eine um etwa 9 dB geringere Leistung, d.h. $P_{R,MS,min} \approx -111$ dBm, ergibt. Für niederrätige LTE-Anwendungen liegen bei einem 1,25 MHz breiten Kanal die Werte bei $P_{R,MS,min} \approx -110$ dBm. Für hochrätige LTE-Anwendungen, mit hohem SNR- und Bandbreitenbedarf, können diese aber auch beispielsweise $P_{R,MS,min} \geq -80$ dBm betragen [STB11].

Darüber hinaus können die minimalen Empfangsleistungen der Basisstationen in der Praxis abhängig von der Zellgröße sein. Für die größeren Makrozellen werden höhere Empfindlichkeiten, d.h. geringere minimale Empfangsleistungen $P_{R,min}$, spezifiziert als für die kleineren Mikro- und Pikoellen (siehe z.B. [ETS12a, ETS12b, ETS12c]). D.h. in den Basisstationen, welche kleinere Zellen versorgen, kann eine Technik mit höherer Rauschzahl eingesetzt werden. Dies würde aber dazu führen, dass die Mobilstationen bei einer identischen Funkfelddämpfung in einer kleineren Funkzelle höhere Sendeleistungen benötigen würden als in einer großen Funkzelle. Im Sinne eines fairen Vergleiches werden die minimalen Empfangsleistungen hier unabhängig von der Zellgröße angenommen.

Da es bei den hier angestellten Betrachtungen lediglich um einen Vergleich der Expositionen bei verschiedenen Netzstrukturen geht, sind die absoluten Größen der minimalen Empfangsleistungen $P_{R,min}$ ohne Belang. In diesem Sinne sind die im Rahmen dieser Arbeit präsentierten Ergebnisse unabhängig vom eingesetzten System.

4.4 Netzlast

Zur Berücksichtigung der Netzlast werden fünf verschiedene Lastkonfigurationen Λ berücksichtigt. Hierbei wird angenommen, dass diese Lastkonfigurationen auf den Bedarf an minimalen Empfangsleistungen der Mobilstationen $P_{R,MS,min}$ gleichverteilter aktiver Mobilstationen unterschiedlicher Dichte zurückzuführen sind. Tabelle 4.3 zeigt die in dieser Arbeit betrachteten Lastkonfiguratio-

nen, wie sie sich aus den beiden minimalen Empfangsleistungen $P_{R,MS,UD1,min}$ und $P_{R,MS,UD2,min}$ für einen niederratigen bzw. einen hochratigen Dienst (siehe Tabelle 4.2) in Verbindung mit verschiedenen Dichten aktiver Mobilstationen μ ergeben. Die Dichten aktiver Mobilstationen μ reichen von $\mu = 0$ bis $\mu = 10^4/\text{km}^2$. Während der Fall $\mu = 0$ ein Netz ohne Nutzer darstellt, befindet sich im Fall $\mu = 10^4/\text{km}^2$ auf einer Fläche von $10\text{ m} \times 10\text{ m}$ gerade eine aktive Mobilstation.

Ab der Lastkonfiguration Λ_1 nimmt die Last beim Übergang zur nächsten Lastkonfiguration jeweils um einen Faktor 100 zu. Die Lastkonfigurationen Λ_2 und Λ_3 können jeweils aus zwei Kombinationen entstehen, nämlich entweder aus der Kombination einer kleineren Dichte aktiver Mobilstationen μ mit einem höheren minimalen Empfangsleistungsbedarf der Mobilstation $P_{R,MS,min}$ bzw. aus der Kombination einer größeren Dichte aktiver Mobilstationen μ mit einem kleineren minimalen Empfangsleistungsbedarf der Mobilstation $P_{R,MS,min}$.

Dichte aktiver Mobilstationen	$P_{R,MS,min} = -110\text{ dBm}$ $= P_{R,MS,UD1,min}$	$P_{R,MS,min} = -90\text{ dBm}$ $= P_{R,MS,UD2,min}$
$\mu = 0$	Λ_0	Λ_0
$\mu = 1/\text{km}^2$	Λ_1	Λ_2
$\mu = 100/\text{km}^2$	Λ_2	Λ_3
$\mu = 10^4/\text{km}^2$	Λ_3	Λ_4

Tabelle 4.3: Betrachtete Lastkonfigurationen Λ , welche sich aus den Dichten aktiver Mobilstationen μ und verschiedenen minimalen Empfangsleistungen der Mobilstationen $P_{R,MS,min}$ ergeben.

4.5 Bestimmung der Sendeleistungen

Bei einer klassischen Funkverbindung, bei der sowohl am Sender als auch am Empfänger bekannt ist welche Ressourcen (z.B. Frequenz(en), Codes, Bandbreite etc.) zu verwenden sind, genügt es, lediglich nutzerspezifische Inhalte zu übertragen. Bei modernen Technologien des öffentlichen Mobilfunks ist diese Kenntnis hingegen nicht vorhanden. Daher senden die einzelnen Sektoren der Basisstationen kontinuierlich bestimmte Informationen. Über die Messung der Signalqualitäten an der Mobilstation bzw. der Basisstationen kann dann letztendlich eine Zuordnung der Mobilstation zu einem günstigen Sektor einer Basisstation erfolgen.

Darüber hinaus wird hier angenommen, dass für jede einzelne Verbindung eines Sektors mit einer aktiven Mobilstation eine zusätzliche Sendeleistung benötigt wird. Beim GSM-System ist dies, je nach Kanalzuordnung der Nutzer, nicht zwangsläufig der Fall. Hier können auf dem so genannten BCCH-Träger, welcher ständig mit einer konstanten Sendeleistung abgestrahlt wird, neben zellspezifischen Informationen auch nutzerspezifische Inhalte übertragen werden [Lüd01].

Die für die individuelle Verbindung erforderliche minimale Sendeleistung bestimmt sich in Anlehnung an (3.28) grundsätzlich über

$$P_{T,\min} = P_{R,\min} + L_{cov}. \quad (4.4)$$

Durch eine Erhöhung der Sendeleistung über den minimalen Wert von $P_{T,\min}$ hinaus erhöht sich die Empfangsleistung P_R über den minimal erforderlichen Wert $P_{R,\min}$, was zu einem höheren SNR am Empfänger führt.

Die Sendeleistungen für die individuellen Verbindungen werden hier so gewählt, dass an den Empfängern jeweils gerade die minimale Empfangsleistung $P_{R,\min}$ entnommen werden kann. In diesem Sinne wird im Weiteren auf eine Indizierung der Sendeleistung mit „min“ verzichtet, d.h. $P_{T,\min} = P_T$. Für die minimale Empfangsleistung $P_{R,\min}$ wird die Indizierung zur besseren Verständlichkeit jedoch beibehalten.

Bei den hier betrachteten Netzstrukturen können Verbindungen zwischen Basisstationen und Mobilstationen prinzipiell über verschiedene Sektoren hergestellt werden. Unter Beteiligung einer Mobilstation m und eines Sektors s ist am jeweiligen Sender für die individuelle Verbindung die Sendeleistung

$$P_{T,s \leftrightarrow m} = P_{R,\min} + L_{cov,s \leftrightarrow m}. \quad (4.5)$$

erforderlich. Hierbei ist $L_{cov,s \leftrightarrow m}$ die für die Versorgung relevante Funkfeldämpfung zwischen dem Sektor s und der Mobilstation m . Gleichfalls gilt für jeden Betrachtungsort k , an dem sich prinzipiell eine Mobilstation befinden könnte

$$P_{T,s \leftrightarrow k} = P_{R,\min} + L_{cov,s \leftrightarrow k}. \quad (4.6)$$

Im Unterschied zu (4.5) muss sich am Betrachtungsort k nicht zwangsläufig auch eine Mobilstation m befinden. Für Mittelwertbildungen sind derartige Definitionen jedoch nützlich.

Hier wird grundsätzlich angenommen, dass für eine Mobilstation an einem Betrachtungsort bei einer definierten Positionierung der Mobilstation inklusive Antenne nur eine Verbindung über einen Sektor einer Basisstation besteht. Eine gleichzeitige Verbindung der Mobilstation zu mehreren Sektoren einer Basisstation oder mehreren Basisstationen – wie dies beispielsweise im Fall des UMTS-Systems möglich ist – sei hierbei ausgeschlossen. Aus Gründen der Energieeffizienz übernimmt typischerweise der Sektor s die Versorgung, welcher zur Mobilstation m – bzw. allgemein zum Betrachtungsort k – die kleinste Funkfelddämpfung aufweist. Dies bedeutet, dass die für einen Betrachtungsort k relevante Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},k}$ zum versorgenden Sektor s durch einen Wert vollständig erfasst wird:

$$L_{\text{cov},k} = \min_s (L_{\text{cov},s \leftrightarrow k}). \quad (4.7)$$

Hiermit führt (4.6) auf

$$P_{\text{T},k} = P_{\text{R},\text{min}} + L_{\text{cov},k}. \quad (4.8)$$

Die Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},k}$ ist also die Funkfelddämpfung zu dem für einen Betrachtungsort k aus Sicht der Emission günstigsten Sektor s , welcher gleichzeitig die Versorgung übernimmt. In Kapitel 10.5 wird von dieser ansonsten grundsätzlichen Annahme der Versorgung durch den Sektor mit dem geringsten Sendeleistungsbedarf für die individuelle Verbindung abgewichen.

Für Systeme, bei denen die Interferenz aufgrund von anderen Basisstationen bzw. Mobilstationen keine Rolle spielt, werden die Sendeleistungen $P_{\text{T},k}$ in der Praxis – falls möglich – bisweilen deutlich über die minimal erforderlichen Werte erhöht. Hierdurch kann, trotz langsamer Sendeleistungsregelung, auch bei einer sich, z.B. durch bewegte Mobilstationen, zeitlich schnell ändernden Funkfelddämpfung L_{cov} die Wahrscheinlichkeit eines Verbindungsabbruchs bzw. eine für die aktive Mobilstation feststellbare Verschlechterung der Übertragungsqualität reduziert werden. An Betrachtungsorten mit hohen Funkfelddämpfungen ist dies natürlich nur in begrenztem Umfang möglich.

Sofern verschiedene Basisstationen oder verschiedene Mobilstationen gleichzeitig dieselben Ressourcen verwenden, sind mögliche Interferenzeffekte zu berücksichtigen. Dies ist beispielsweise besonders kritisch im Fall des Uplinks beim FDD-Modus des UMTS-Systems. Da die Signalbandbreite (ca. 4 MHz) im Wesentlichen der Kanalbandbreite (5 MHz) entspricht, steht eine große Frequenzvielfalt im 2×60 MHz breiten Spektrum um 2 GHz, anders als beim GSM-System, nicht zur Verfügung. Damit nutzen die Basisstationen bzw. Mobilsta-

tionen häufig gleichzeitig dasselbe Spektrum. Während für das UMTS-System im Downlink die verschiedenen nutzerspezifischen Informationen in einem Datenstrom enthalten sind und so an den Mobilstationen leicht getrennt werden können, stellen sich die von verschiedenen Mobilstationen gleichzeitig unkorreliert gesendeten Daten im Uplink als Interferenz bzw. als zusätzliches Rauschen dar. Durch eine schnelle Leistungsregelung wird hier erreicht, dass alle Mobilstationen ihre Sendeleistungen dynamisch derart anpassen, dass jeweils in Abhängigkeit vom übertragenen Dienst ein bestimmtes, zeitlich weitgehend konstantes, Signal-zu-Rausch-Verhältnis an der Basisstation erzielt wird. Die auftretende Interferenz kann so auf ein Minimum reduziert werden. Gerade bei den bezüglich der Interferenz begrenzten Systemen ist die Wahl der Sendeleistungen zu den minimal erforderlichen Werten – im Uplink und bzw. oder im Downlink – ratsam.

Wenngleich bei den in dieser Arbeit angestellten Untersuchungen nicht von einem interferenzbegrenzten Funksystem ausgegangen wird, so werden hier dennoch lediglich die minimalen Sendeleistungen betrachtet. Ein zusätzlicher Leistungsaufschlag zur Verbesserung der Übertragungsqualität wird nicht in Erwägung gezogen. Darüber hinaus wird davon ausgegangen, dass die erforderlichen Ressourcen zur Verfügung stehen.

4.5.1 Sendeleistung der Mobilstation

Zur Bestimmung der Sendeleistungen der Mobilstationen wird vereinfachend angenommen, dass diese nur im Falle einer aktiven Verbindung senden. In der Praxis senden Mobilstationen beispielsweise auch wenn aufgrund ihrer Bewegung ihr Aufenthaltsbereich neu bekannt gemacht werden muss oder in bestimmten, vom Netzbetreiber vorgegebenen, Intervallen. Die Zeitdauer des Sendens dieser Signalisierungsinformationen ist aber – im Vergleich zu der Sendedauer bei einer aktiven Verbindung – vernachlässigbar.

Hier wird daher angenommen, dass die Sendeleistung der Mobilstation $P_{T,MS}$ nur aus einem nutzerspezifischen Anteil besteht. Für eine Mobilstation m ist die Sendeleistung

$$P_{T,MS,m} = P_{R,BS,\min} + L_{cov,m} \quad (4.9)$$

erforderlich. $L_{cov,m}$ ist hierbei die Funkfeldämpfung zwischen dem versorgenden Sektor und der Mobilstation m . Übertragen auf einen Betrachtungsort k gilt entsprechend

$$P_{T,MS,k} = P_{R,BS,\min} + L_{cov,k}. \quad (4.10)$$

Ausschließlich Betrachtungsorte innerhalb des Versorgungsgebietes, für die $L_{\text{cov},k} \leq L_{\text{cov},x\%}$ gilt, können bedient werden. $L_{\text{cov},x\%}$ bezeichnet die größte zu überwindende Funkfelddämpfung, welche im Versorgungsgebiet auftritt (siehe Kapitel 4.5.2 und 4.6).

Unter anderem aufgrund des Batteriebetriebes der Mobilstation ist deren Sendeleistung nach oben begrenzt. Im Rahmen dieser Arbeit wird für den Regelbereich der Mobilstation

$$-\infty \text{ dBm} < P_{\text{T,MS}} \leq 21 \text{ dBm} \quad (4.11)$$

zugrunde gelegt.

4.5.2 Sendeleistung der Basisstation

Die Sendeleistung der Basisstation $P_{\text{T,BS}}$ setzt sich vereinfacht aus den beiden Anteilen zur Abstrahlung von Informationen für

- alle Mobilstationen im Versorgungsgebiet ($P_{\text{T,BS,cell}}$)
- die aktiven Mobilstationen ($P_{\text{T,BS,user}}$)

zusammen. Die gesamte Sendeleistung der Basisstation $P_{\text{T,BS}}$ bestimmt sich über

$$P_{\text{T,BS}} = P_{\text{T,BS,cell}} + P_{\text{T,BS,user}}. \quad (4.12)$$

Zur Identifizierung des Sektors wird im Weiteren wieder der Buchstabe s verwendet, d.h. in expliziter Schreibweise ist $P_{\text{T,BS}} = P_{\text{T,BS},s}$.

Unter der Annahme, dass zum Empfang der zellspezifischen Informationen an den Mobilstationen an allen Betrachtungsorten im Versorgungsgebiet mindestens die Leistung $P_{\text{R,MS,cell,min}}$ entnommen werden muss, ergibt sich für den zellspezifischen Anteil der Sendeleistung des Sektors s einer Basisstation

$$P_{\text{T,BS,cell},s} = P_{\text{R,MS,cell,min}} + L_{\text{cov},s,x\%}. \quad (4.13)$$

Die Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},s,x\%}$ ist hierbei die maximal auftretende Funkfelddämpfung L_{cov} im Versorgungsgebiet des Sektors s .

In dem von allen Sektoren gebildeten Versorgungsgebiet werden Mobilstationen versorgt, sofern

$$L_{\text{cov}} \leq L_{\text{cov},x\%} = \max_s (L_{\text{cov},s,x\%}). \quad (4.14)$$

An den jeweiligen Betrachtungsorten ist also eine Versorgung möglich, solange die Funkfelddämpfungen L_{cov} kleiner als $L_{\text{cov},x\%}$ sind. Die Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},x\%}$ entspricht dem Maximum aller Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov},s,x\%}$ in den einzelnen Sektoren.

Die Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink Υ_{DL} wird so gewählt, dass eine gute und zugleich aber auch wirtschaftliche – Netzabdeckung möglich ist. In Kapitel 4.6 wird aufgezeigt, dass für die Wahl der auf die Fläche bezogenen Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink typischerweise ein Wert von $\Upsilon_{\text{DL}} = 95\%$ vernünftig ist.

Für eine Verbindung mit der Mobilstation m ist an dem versorgenden Sektor s eine zusätzliche Sendeleistung von

$$P_{\text{T,BS,user},s,m} = P_{\text{R,MS,user},\min} + L_{\text{cov},m} \quad (4.15)$$

erforderlich. Hierbei ist $P_{\text{R,MS,user},\min}$ die erforderliche minimale Empfangsleistung an der Mobilstation, welche zur korrekten Dekodierung des gesendeten Signals nötig ist. Es werden nur Mobilstationen bedient, die sich innerhalb des Versorgungsgebietes befinden, für die also $L_{\text{cov},m} \leq L_{\text{cov},x\%}$ gilt.

Die gesamte Sendeleistung der Basisstation im Sektor s ergibt sich damit zu

$$P_{\text{T,BS},s} = \underbrace{\left(P_{\text{R,MS,cell},\min} + L_{\text{cov},s,x\%} \right)}_{\text{zellspezifischer Anteil}} + \underbrace{\sum_{m \text{ im Sektor } s} \left(P_{\text{R,MS,user},\min} + L_{\text{cov},m} \right)}_{\text{nutzerspezifischer Anteil}}. \quad (4.16)$$

Hierbei ist zum einen zu beachten, dass die Summanden in Klammern, welche sich auf dB-Werte im logarithmischen Maßstab beziehen, vor ihrer Addition zur Gesamtsendeleistung in lineare Größen umzurechnen sind. Des Weiteren sind lediglich die Mobilstationen m im Versorgungsgebiet des Sektors s zu berücksichtigen.

Unter der Annahme, dass sich M_s gleichverteilte aktive Mobilstationen im Versorgungsgebiet des Sektors s aufhalten gilt für dessen Sendeleistung

$$P_{\text{T,BS},s} = \left(P_{\text{R,MS,cell},\min} + L_{\text{cov},s,x\%} \right) + M_s \left(P_{\text{R,MS,user},\min} + L_{\text{cov,avg},s,x\%} \right). \quad (4.17)$$

Hierbei ist $L_{\text{cov,avg},s,x\%}$ der Mittelwert der für die Versorgung relevanten Funkfelddämpfungen im Versorgungsgebiet des Sektors s (siehe (4.22) in Kapitel 4.6).

Alternativ kann die erforderliche Sendeleistung unter Berücksichtigung der Dichte aktiver Mobilstationen μ und der Fläche des vom Sektor s versorgten Gebietes A_s über

$$P_{T,BS,s} = (P_{R,MS,cell,min} + L_{cov,s,x\%}) + \mu A_s (P_{R,MS,user,min} + L_{cov,avg,s,x\%}). \quad (4.18)$$

bestimmt werden. Die einzusetzenden Werte sind in Abhängigkeit von der Lastkonfiguration zu wählen (siehe Tabelle 4.3). Des Weiteren ist zu beachten, dass die Mittelwerte der Funkfelddämpfungen in den jeweiligen Versorgungsgebieten $L_{cov,avg,s,x\%}$ aus einer Mittelung der linearen Werte zu bilden sind (siehe Kapitel 4.6).

Während die Sendeleistung der Mobilstation nach oben begrenzt ist wird für die Basisstation keine Begrenzung der pro Sektor verfügbaren Sendeleistung $P_{T,BS,s}$ angenommen.

4.5.3 Sendeleistungsregelung

Unter dem Begriff der Sendeleistungsregelung wird die dynamische Anpassung der Sendeleistung an die jeweils vorliegende Ausbreitungssituation, welche hier durch die Funkfelddämpfung L_{cov} beschrieben wird, verstanden. Der Einsatz einer schnellen Sendeleistungsregelung ermöglicht, dass am jeweiligen Empfänger auch bei bewegten Mobilstationen eine weitgehend konstante Empfangsleistung $P_{R,MS}$ bzw. $P_{R,BS}$ entnommen werden kann.

Aufgrund der durch die gleichzeitig sendenden Mobilstationen entstehenden Interferenz an der UMTS-Basisstation kann die Sendeleistung einer Mobilstation des UMTS-Systems – im Rahmen einer schnellen Sendeleistungsregelung – 1500 mal pro Sekunde verändert werden [LWN06].

Da die Interferenz beim GSM-System – unter Annahme einer sauber durchgeführten Frequenzplanung – wegen der eingesetzten TDMA- und FDMA-Verfahren praktisch keine Rolle spielt, ist keine interferenzbedingte Sendeleistungsregelung erforderlich. Optional kann eine langsame Sendeleistungsregelung eingesetzt werden. Die Anpassung der Sendeleistung kann etwa alle 0,5s erfolgen [Lüd01]. Unter Verzicht der Sendeleistungsregelung senden die Mobilstationen und Basisstationen mit der jeweils maximal zur Verfügung stehenden Sendeleistung. Im Sinne einer langen Nutzungsdauer der batteriebetriebenen Mobilstation ist der Einsatz der beim GSM-System optionalen Sendeleistungsregelung vor allem an der Mobilstation – insbesondere bei langen Gesprächsdauern – dringend zu empfehlen.

Im Rahmen der adaptiven Sendeleistungsregelung ist der Regelbereich begrenzt. Für eine GSM-Basisstation können für einzelne Verbindungen, die nicht über den für Zellinformationen ohnehin abgestrahlten BCCH-Träger geführt werden, Sendeleistungen verwendet werden, die bis zu 30 dB geringer sind als die des BCCH-Trägers [ETS12a]. Für die GSM-Mobilstation als Handy besteht eine Regelmöglichkeit von typischerweise 5 dBm bis 33 dBm (GSM 900) bzw. 0 dBm bis 30 dBm (GSM 1800) [ETS12a]. Die angegebenen Leistungen beziehen sich auf die Leistung in einem Zeitschlitz. Die über der Zeit gemittelte Leistung ist daher um einen Faktor 8 bzw. $10 \log_{10}(8) \approx 9$ dB geringer.

Im Falle einer UMTS-Basisstation muss die Leistung eines einzelnen Code-Kanals im FDD-Modus im Bereich von maximal 3 dB bis zu mindestens 28 dB unterhalb der maximalen Sendeleistung einer Basisstation geregelt werden können [ETS12b]. Für die Mobilstationen wird aufgrund ihrer unkorrelierten Ausstrahlungen und der mit der Nutzung gleicher Frequenzen einhergehenden Interferenzproblematik im Uplink gefordert, dass die minimale Sendeleistung im FDD-Modus maximal -50 dBm betragen darf. Eine typische maximale Sendeleistung beträgt 21 dBm (Endgerät Klasse 4, FDD-Modus) [ETS12d]. Der Regelbereich muss sich somit über mehr als 70 dB erstrecken, was einem Faktor von 10 Millionen entspricht.

Für den Anteil der Sendeleistung der Basisstation, welcher die für alle Mobilstationen relevante Zellinformationen enthält und im gesamten Versorgungsgebiet der Zelle in ausreichend guter Qualität empfangen werden muss, ist typischerweise keine Sendeleistungsregelung möglich. Bei GSM ist diese ausgeschlossen, bei UMTS aber prinzipiell möglich. Damit geht aber auch eine Veränderung des Versorgungsgebietes einher. Anders als beim so genannten „Cell-Breathing“-Effekt [LWN06] ist diese aber nicht auf eine Abweisung oder Annahme von Mobilstationen zurückzuführen, sondern auf die korrekte Dekodierbarkeit der von der Basisstation abgestrahlten und für die ganze Zelle bestimmten Informationen. Diese müssen an der Mobilstation mindestens mit der Leistung $P_{R,MS,cell,min}$ entnommen werden können.

In dieser Arbeit wird von einer instantanen Sendeleistungsregelung ausgegangen, bei welcher die Sendeleistung jederzeit so eingestellt ist, dass am Empfänger gerade die erforderliche minimale Empfangsleistung $P_{R,min}$ entnommen werden kann. Zudem sei die Sendeleistungsregelung exakt in dem Sinne, dass keine Schrittweite zu berücksichtigen ist. Insofern spielt es im Rahmen der hier betrachteten Effekte (der Doppler-Effekt ist ohne Relevanz) keine Rolle, ob die Mobilstationen bewegt oder stationär sind. Des Weiteren wird hier angenommen, dass die Regelbereiche der Basisstationen und Mobilstationen nicht nach unten begrenzt sind.

4.6 Versorgungswahrscheinlichkeit

Im Zusammenhang mit der Bestimmung des zellspezifischen Anteils der Sendeleistung $P_{T,BS,cell}$ ist die im Versorgungsgebiet maximal auftretende Funkfelddämpfung von Interesse. Das $x\%$ -Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{cov,x\%}$ entspricht dabei der für die Versorgung relevanten Funkfelddämpfung, welche zu überwinden ist, damit zumindest an $x\%$ der Betrachtungsorte im gesamten Gebiet eine erfolgreiche Kommunikation zwischen Basisstationen und Mobilstationen stattfinden kann. Die Betrachtungsorte k , für die

$$L_{cov,k} = L_{cov} \leq L_{cov,x\%} \quad (4.19)$$

gilt, bilden das Versorgungsgebiet. Auf eine Indizierung der Funkfelddämpfung L_{cov} mit dem Index k , welche im vorigen Abschnitt der besseren Verständlichkeit verwendet wurde, wird hier im Weiteren – falls nicht zwingend erforderlich – verzichtet. Aufgrund der ortsabhängigen Schwankung der Funkfelddämpfung (Fading) handelt es sich bei dem so definierten Gebiet im Allgemeinen nicht um ein geschlossenes Gebiet.

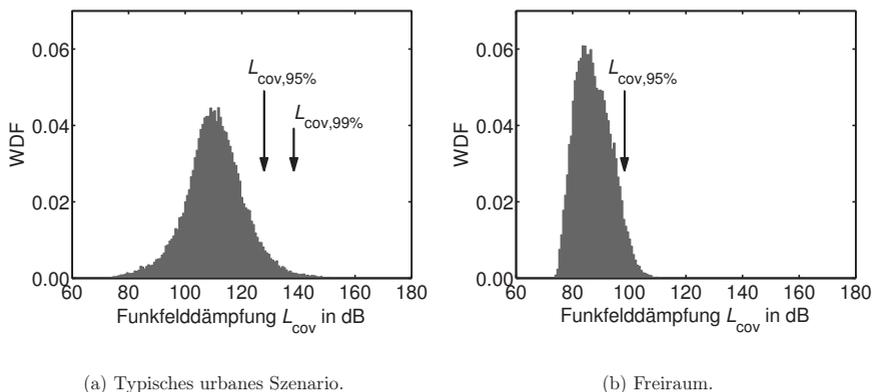
Bild 4.12(a) zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die in einem typischen urbanen Szenario auftretenden Funkfelddämpfungen L_{cov} . Dem betrachteten Beispiel liegt die in Kapitel 10 betrachtete Konfiguration des Bestandsnetzes zur Versorgung eines Teilgebietes der Stadt Karlsruhe zugrunde. Die Bestimmung der Funkfelddämpfungen erfolgt mittels eines strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells. Definitionsgemäß beziehen sich die Funkfelddämpfungen L_{cov} auf den jeweils günstigsten Sektor der verfügbaren Basisstationen (siehe (4.7)). Des Weiteren sind in den Funkfelddämpfungen L_{cov} bereits die richtungsabhängigen Gewinne der Basisstationen und Mobilstationen berücksichtigt.

Bild 4.12(b) zeigt lediglich zum Vergleich die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Funkfelddämpfungen L_{cov} unter der Annahme einer Freiraumausbreitung für dasselbe Gebiet und identischen Basisstationsstandorten wie in Bild 4.12(a). Im Freiraumausbreitungsfall sind die Funkfelddämpfungen L_{cov} erheblich geringer als beim urbanen Szenario. Darüber hinaus ist die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion im Fall der Freiraumausbreitung schmaler als im Fall des urbanen Szenarios unter Berücksichtigung des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells. Eine nähere Analyse der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Fall der Freiraumausbreitung findet nicht statt.

Tabelle 4.4 gibt die verschiedenen $x\%$ -Perzentile der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},x\%}$ für den in Bild 4.12(a) betrachteten Fall an, dem ein realitätsnahes Wellenausbreitungsmodell zugrunde liegt. Der Medianwert der Verteilung, das 50%-Perzentil, liegt bei 110,4 dB. Die maximal auftretende Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},100\%}$ ist mit 179,2 dB fast 70 dB höher. Für eine Mobilstation am Betrachtungsort mit der größten Funkfelddämpfung L_{cov} wäre also eine um den Faktor 10 Millionen höhere Sendeleistung erforderlich als im Median! Aufgrund der begrenzten Sendeleistung der Mobilstation $P_{\text{T,MS}}$ von 21 dBm (siehe Kapitel 4.5.1) ist die maximal zulässige Funkfelddämpfung für den Uplink hier ohnehin auf

$$L_{\text{cov,MS,max}} = P_{\text{T,MS,max}} - P_{\text{R,BS,min}} = 21 \text{ dBm} - (-110 \text{ dBm}) = 131 \text{ dB} \quad (4.20)$$

begrenzt.



(a) Typisches urbanes Szenario.

(b) Freiraum.

Bild 4.12: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Funkfelddämpfung L_{cov} .

$L_{\text{cov,med}}$	$L_{\text{cov},90\%}$	$L_{\text{cov},95\%}$	$L_{\text{cov},97\%}$	$L_{\text{cov},99\%}$	$L_{\text{cov},100\%}$
110,4	123,3	127,8	131,1	138,4	179,2

Werte in dB

Tabelle 4.4: $x\%$ -Perzentile der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},x\%}$ für das dem Bild 4.12(a) zugrunde liegenden Szenario.

In Tabelle 4.5 sind die Mittelwerte der Funkfelddämpfungen bei einer Begrenzung des Versorgungsgebietes auf die verschiedenen Versorgungswahrscheinlichkeiten

$$L_{\text{cov,avg},x\%} = \frac{1}{K} \sum_k L_{\text{cov},k} \quad \text{für} \quad L_{\text{cov},k} \leq L_{\text{cov},x\%} \quad (4.21)$$

angegeben. Hierbei sind lediglich die Betrachtungsorte zu berücksichtigen, für welche die Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov},k}$ nicht größer sind als die im Versorgungsgebiet maximal auftretende Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},x\%}$. K gibt die Gesamtzahl der versorgten Betrachtungsorte an.

$L_{\text{cov,avg},50\%}$	$L_{\text{cov,avg},90\%}$	$L_{\text{cov,avg},95\%}$	$L_{\text{cov,avg},97\%}$	$L_{\text{cov,avg},99\%}$	$L_{\text{cov,avg},100\%}$
105,5	114,1	116,3	117,8	120,6	136,3

Werte in dB

Tabelle 4.5: Mittelwerte der Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,avg},x\%}$ bei einer Begrenzung auf die günstigsten $x\%$ Betrachtungsorte des für Bild 4.12(a) betrachteten Szenarios.

Unter der vereinfachenden Annahme, dass für alle Sektoren eine vergleichbare Verteilung vorherrscht, sind die Mittelwerte der Funkfelddämpfungen ein Maß für die mittlere erforderliche nutzerspezifische Sendeleistung $P_{\text{T,BS,user,avg}}$ für einen Nutzer im Versorgungsgebiet. Daneben können aber auch auf einzelne Sektoren s bezogene Mittelwerte über

$$L_{\text{cov,avg},s,x\%} = \frac{1}{K_s} \sum_k L_{\text{cov},k} \quad \text{für} \quad \left\{ \begin{array}{l} L_{\text{cov},k} \leq L_{\text{cov},s,x\%} \quad \text{und} \\ k \text{ im Versorgungsgebiet von } s \end{array} \right. \quad (4.22)$$

definiert werden. Die Summation hat hierbei über die vom Sektor s versorgten Betrachtungsorte zu erfolgen, deren Anzahl K_s beträgt. $L_{\text{cov},s,x\%}$ gibt die maximal zu überwindende Funkfelddämpfung im Sektor s an um im betrachteten Gebiet die gewünschte Versorgungswahrscheinlichkeit zu erzielen. Einfachheit halber sei in diesem Kapitel davon ausgegangen, dass die Funkfelddämpfungen L_{cov} in allen Sektoren identisch seien.

Der Mittelwert der Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,avg},100\%}$ für alle Betrachtungsorte liegt mit 136,3dB sogar deutlich über $L_{\text{cov},97\%}$. Dies ist auf die an einigen Betrachtungsorten vorhandenen hohen Funkfelddämpfungen, welche linear gemittelt werden, zurückzuführen.

In der Praxis besteht der Wunsch, eine möglichst hohe Versorgungswahrscheinlichkeit sicherzustellen. Gleichzeitig soll die Versorgung aber auch wirtschaftlich sein. Eine Erhöhung der Versorgungswahrscheinlichkeit von 95 % auf 97 %, entsprechend einer relativen Erhöhung von etwa 2,1 %, würde bei einer gleichverteilten Anzahl von Mobilstationen eine Erhöhung des Mittelwertes des nutzerspezifischen Anteils der Sendeleistungen pro Nutzer an den Basisstationen um 1,5 dB (etwa 41 %) nach sich ziehen. Durch das um 2,1 % geringfügig größere Versorgungsgebiet wäre die erforderliche Sendeleistung an den Basisstationen für die nutzerspezifischen Anteile um ca. 42 % größer. Für die zellspezifischen Anteile der Sendeleistungen der Basisstationen wäre sogar eine Erhöhung um 3,3 dB (etwa 114 %) erforderlich! Für die individuellen Verbindungen zu Mobilstationen im Versorgungsgebiet, die auch bei der geringeren Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink Υ_{DL} versorgt werden, ändern sich die Sendeleistungen nicht.

In Bereichen, in denen Funkfelddämpfungen $L_{cov} > P_{T,MS,max} - P_{R,BS,min} = L_{cov,MS,max}$ auftreten, begrenzt ohnehin die limitierte Sendeleistung der Mobilstation $P_{T,MS}$ das tatsächlich versorgte Gebiet. Für das dargestellte Beispiel wäre unter den in dieser Arbeit getroffenen Annahmen eine Versorgungswahrscheinlichkeit von 97 % somit nicht realisierbar.

In Bild 4.12(a) sind die beiden Funkfelddämpfungen $L_{cov,95\%}$ und $L_{cov,99\%}$ explizit markiert. Mit einem Unterschied von 10,6 dB wären (vgl. Tabelle 4.4) – unter der Annahme, dass die Funkfelddämpfungen L_{cov} in den einzelnen Sektoren derselben Statistik unterliegen – bei der größeren Versorgungswahrscheinlichkeit um etwa 1000 % höhere Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ erforderlich. Für die nutzerspezifischen Anteile wären für jede aktive Mobilstation im Mittel um 4,3 dB (etwa 170 %) höhere Sendeleistungen erforderlich. Unter Berücksichtigung des geringfügig größeren Versorgungsgebietes ergibt dies eine Erhöhung des nutzerspezifischen Anteils der Sendeleistungen der Basisstationen um etwa 176 %.

Zum Vergleich der Expositionen bei den hier betrachteten Szenarien werden die Sendeleistungen der Basisstationen so gewählt, dass eine Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{DL} = 95\%$ erzielt wird. D.h. die zellspezifischen Anteile der Sendeleistungen werden so eingestellt, dass gerade das 95 %-Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{cov,95\%}$ überwunden werden kann. Für die aktiven Mobilstationen innerhalb des Versorgungsgebietes werden die nutzerspezifischen Sendeleistungen entsprechend der relevanten Funkfelddämpfungen L_{cov} gewählt. Aufgrund der endlichen Sendeleistung der Mobilstationen kann die Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink Υ_{UL} aber unterhalb der, über die geeignete Wahl der Sendeleistungen der Basisstationen eingestellten,

Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{\text{DL}} = 95\%$ liegen. Für diese Fälle werden in den entsprechenden Ergebniskapiteln für die Sendeleistungen und Expositionen entweder keine Ergebnisse angegeben (Kapitel 9) oder entsprechend darauf hingewiesen (Kapitel 10).

5 Expositionsbestimmung im urbanen Gebiet

In Deutschland sind im Hinblick auf die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern durch Mobilfunkbasisstationen, gemäß den Vorgaben der 26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (26. BImSchV) [Bun13c], die elektrische Feldstärke E und die magnetische Feldstärke H die zu begrenzenden Größen (siehe Kapitel 2.4). Die Ausrichtungen der Feldvektoren, d.h. im Falle von ebenen Wellen die Polarisationen, spielen hierbei keine Rolle.

Sofern die Feldgrößen am jeweiligen Betrachtungsort, z.B. durch eine Messung oder Berechnung, mit ihrer Zeitabhängigkeit explizit bekannt sind, genügt zum Vergleich mit den Grenzwerten eine Zeitmittelung der quadrierten Feldgrößen (siehe Kapitel 5.1.1). In vergleichbarer Weise können die äquivalenten Leistungsdichten zur Bewertung herangezogen werden (siehe Kapitel 5.1.2). Zur Vermeidung zeitintensiver Messungen kann die Exposition rechnerisch aus dem Kenntnis der Basisstationsparameter sowie der maßgeblichen Funkfelddämpfung bestimmt werden (siehe Kapitel 5.1.3).

Zur Bestimmung der Funkfelddämpfung wird bei der Funknetzplanung in der Regel von einer fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation mit einem Gewinn von $G_{MS} = 0$ dBi ausgegangen [Lüd01]. Die auf der Basis dieser isotropen Antenne bestimmte Empfangsleistung lässt gleichzeitig eine Ermittlung der Exposition zu. Allerdings wird hierbei der signifikante Einfluss des Kopfes des Nutzers auf die Funkwellenausbreitung nicht berücksichtigt. Da bisweilen aber ein erheblicher Unterschied zwischen der mit einer fiktiven isotropen Antenne rechnerisch entnehmbaren Leistung und der mit der am Betrachtungsort vorhandenen Konfiguration tatsächlich entnehmbaren Leistung besteht, wird in Kapitel 5.2 der Begriff der Funkfelddämpfung entsprechend erweitert. Die in dieser Arbeit im Hinblick auf die Expositionsbestimmung eingeführte Erweiterung des Begriffes der Funkfelddämpfung, welche – über den Stand der Technik hinaus – zu einer klaren Unterscheidung zwischen nutzbarer Empfangsleistung und Exposition führt, ist einmalig.

Sofern nicht anders erwähnt, sei zunächst von einer Exposition bei lediglich einer Frequenz ausgegangen. Hierfür wird eine kohärente Addition der auf mehreren Pfaden zum Betrachtungsort gelangenden Beiträge berücksichtigt (siehe Anhang B.1).

Zur Angabe statistisch relevanter Kenngrößen der Exposition sind die Beiträge aller relevanten Quellen – hier der Basisstationen im Mobilfunknetz – zu betrachten. Da gemäß Annahme die verschiedenen Sektoren unterschiedliche Frequenzen nutzen, liegt den in Kapitel 5.3 näher erläuterten statistischen Kenngrößen der Exposition, deshalb bei der Addition der Beiträge verschiedener Sektoren, eine inkohärente Addition zugrunde (siehe Anhang B.2).

5.1 Varianten der Expositionsbestimmung

5.1.1 Direkte Bestimmung über die Feldstärken

Die am jeweiligen Betrachtungsort vorherrschenden elektrischen und magnetischen Feldstärken können messtechnisch oder rechnerisch bestimmt werden. In Bezug auf die Grenzwerte sind die ermittelten Größen gemäß [Bun13c] über eine Zeitdauer von sechs Minuten quadratisch zu mitteln. Diese quadratische Mittelung über sechs Minuten führt auf die Effektivwerte der elektrischen Feldstärke $E_{\text{eff},6\text{min}}$ bzw. magnetischen Feldstärke $H_{\text{eff},6\text{min}}$. Zur Verdeutlichung, dass sich die elektrischen und magnetischen Feldstärken auf Effektivwerte beziehen, wird in diesem Kapitel teilweise explizit ein entsprechender Index angegeben. Aber auch ansonsten, d.h. ohne explizite Indizierung, beziehen sich in dieser Arbeit die skalaren Größen der elektrischen und magnetischen Feldgrößen auf Effektivwerte, d.h. $E = E_{\text{eff}}$ bzw. $H = H_{\text{eff}}$.

Die ermittelten Effektivwerte der elektrischen Feldstärke $E_{\text{eff},6\text{min}}$ bzw. der magnetischen Feldstärke $H_{\text{eff},6\text{min}}$ dürfen in keinem beliebig gewählten sechsminütigen Intervall die Grenzwerte überschreiten. Zudem dürfen die maximal auftretenden Spitzenwerte das 32-fache des jeweiligen Grenzwertes nicht übersteigen (siehe Kapitel 2.3.2). Derartige Schwankungen der Feldstärken treten jedoch beim Mobilfunk typischerweise nicht auf.

Im Weiteren wird davon ausgegangen, dass die komplexen vektoriellen Feldstärken \mathbf{E} sowie \mathbf{H} zeitlich konstant seien, d.h. $\mathbf{E} \neq \mathbf{E}(t)$ sowie $\mathbf{H} \neq \mathbf{H}(t)$. Die zeitlichen Veränderungen der momentanen Feldgrößen $\mathbf{E}_{\text{mom}}(t)$ bzw. $\mathbf{H}_{\text{mom}}(t)$ seien harmonisch mit der Schwingungsfrequenz des Feldes ω . Damit gilt [Bal89]:

$$\mathbf{E}_{\text{mom}}(t) = \text{Re}(\mathbf{E}e^{j\omega t}) \quad \text{und} \quad \mathbf{H}_{\text{mom}}(t) = \text{Re}(\mathbf{H}e^{j\omega t}) \quad (5.1)$$

$\operatorname{Re}(\cdot)$ kennzeichnet die Bildung des Realteiles. Für den Effektivwert der elektrischen Feldstärke E_{eff} über eine Periode T gilt

$$\begin{aligned} E_{\text{eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\text{Periode } T} \mathbf{E}_{\text{mom}}^2(t) \, dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\text{Periode } T} \left(\frac{1}{2} [(\mathbf{E}e^{j\omega t}) + (\mathbf{E}e^{j\omega t})^*] \right)^2 \, dt} = \sqrt{\frac{1}{2}} |\mathbf{E}| \end{aligned} \quad (5.2)$$

Aufgrund der angenommenen Zeitinvarianz der komplexen vektoriellen Feldstärken \mathbf{E} bzw. \mathbf{H} sowie der kurzen Periodendauer im Bereich von 1 ns gilt in sehr guter Näherung

$$\begin{aligned} E_{\text{eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\text{Periode } T} \mathbf{E}_{\text{mom}}^2(t) \, dt} \\ &\approx \sqrt{\frac{1}{T} \int_{6 \text{ Min.}} \mathbf{E}_{\text{mom}}^2(t) \, dt} = E_{\text{eff},6\text{min}} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Für den Effektivwert der magnetischen Feldstärke H_{eff} gilt entsprechend:

$$H_{\text{eff}} \stackrel{\mathbf{H} \neq \mathbf{H}(t)}{\approx} H_{\text{eff},6\text{min}} \quad (5.4)$$

Die ermittelten Effektivwerte können direkt mit den in Tabelle 2.3 angegebenen Grenzwerten verglichen werden.

5.1.2 Direkte Bestimmung über die äquivalenten Leistungsdichten

Alternativ zur Bestimmung der Feldstärken können Leistungsdichten bestimmt werden. Messgeräte zur Expositionsbestimmung, welche die Leistungsdichte liefern, basieren implizit auf einer Ermittlung der elektrischen *oder* magnetischen Feldkomponenten. Für die Umrechnung der jeweiligen Feldgröße in eine Leistungsdichte werden dann Freiraumbedingungen, d.h. $E/H = 377 \, \Omega$ angenommen [Kit01, Kapitel 7]. Somit handelt es sich bei den so ermittelten Werten um äquivalente Leistungsdichten, welche nicht zwangsläufig die Größe der transportierten Energie korrekt widerspiegeln (siehe Kapitel 2.4.1.2).

Die ermittelten äquivalenten Leistungsdichten, welche hier mit S^E bzw. S^H bezeichnet werden, können direkt mit den in Tabelle 2.4 angegebenen Grenzwerten verglichen werden. Für zeitlich veränderliche Leistungsdichten ist wieder eine – hier allerdings lineare – Mittelung über beliebige sechs Minuten Intervalle anzuwenden. Auftretende Spitzenwerte dürfen das 1000-fache der in Tabelle 2.4 angegebenen Grenzwerte nicht übersteigen (siehe Kapitel 2.4.1.2).

Bei einer Expositionsbestimmung, welche entweder ausschließlich auf der elektrischen oder magnetischen Feldgröße basiert, besteht aber eine Unkenntnis über das E/H -Verhältnis. Somit ist die punktuelle Bestimmung einer äquivalenten Leistungsdichte S^E oder S^H im Hinblick auf die Einhaltung der Grenzwerte im Allgemeinen nicht aussagekräftig. Lediglich für den Fall, dass die Exposition tatsächlich auf eine einzige ebene Welle zurückzuführen ist, kann die Konformität bezüglich der Grenzwerte, über eine Bestimmung, welche lediglich auf einer Feldgröße basiert, bewertet werden. Ansonsten sind die äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H jeweils explizit aus den elektrischen Feldstärken E und magnetischen Feldstärken H zu ermitteln.

5.1.3 Indirekte Bestimmung über die Funkfelddämpfung

Im Gegensatz zu der in den beiden vorhergehenden Abschnitten beschriebenen direkten Expositionsbestimmung durch einen unmittelbaren Zugang zu den Feldgrößen E bzw. H oder äquivalenten Leistungsdichten S^E bzw. S^H , basiert die Bestimmung der Exposition in diesem Abschnitt auf einer Kenntnis der Senderkonfiguration sowie der Ausbreitungsbedingungen.

Hierbei wird an den jeweiligen Betrachtungsorten eine Empfangsleistung P_R einer realen oder fiktiven isotropen Antenne bestimmt und hieraus die Exposition ermittelt. Die Betrachtung einer realen Antenne ist allerdings nur dann zielführend falls die Funkwellenausbreitung über eine ebene Welle beschrieben werden kann.

Es sei darauf hingewiesen, dass während zur Entnahme einer Empfangsleistung am Betrachtungsort tatsächlich eine Antenne erforderlich ist, unabhängig von der Anwesenheit eines (technischen) Empfängers eine Exposition bestimmt werden kann.

5.1.3.1 Ebene Welle

Im Fall einer ebenen Welle sind die äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H identisch und entsprechen tatsächlich der Leistungsdichte S . Diese genügt vollständig, um die Exposition im Hinblick auf die Grenzwerte zu bewerten. Die Leistungsdichte S kann im Falle einer Polarisationsanpassung der einfallenden Welle zur Polarisation der Antenne am Empfänger über die entnehmbare Empfangsleistung P_R und die effektive Antennenwirkfläche der Empfangsantenne $A_{\text{eff,R}}$ mittels [GW98, Zwi13]

$$S = \frac{P_R}{A_{\text{eff,R}}} \quad (5.5)$$

bestimmt werden. Die effektive Antennenwirkfläche der Empfangsantenne $A_{\text{eff,R}}$ beschreibt, in welchem Maße die Antenne die Empfangsleistung P_R aus dem vorliegenden Feld entnehmen kann und ist über [GW98]

$$A_{\text{eff,R}}(\theta, \psi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R C^2(\theta, \psi) \quad (5.6)$$

bestimmbar. Hierbei ist λ die Wellenlänge des Signals. Der Gewinn der Empfangsantenne G_R ist mit dem Quadrat der Richtcharakteristik $C^2(\theta, \psi)$ zu gewichten, wobei (θ, ψ) der Richtung der einfallenden ebenen Welle entspricht. Aufgrund der angenommenen Polarisationsanpassung genügt es, die skalare Richtcharakteristik gemäß (3.1) zu berücksichtigen. Eine optimale Ausrichtung der Antenne in Bezug auf die einfallende Welle ($C^2(\theta, \psi) = 1$) vereinfacht (5.6) weiter zu

$$A_{\text{eff,R}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R. \quad (5.7)$$

Unter Kenntnis der für die Versorgung relevanten Funkfelddämpfung L_{cov} kann die Empfangsleistung P_R aus der Sendeleistung P_T , und damit schließlich auch die Leistungsdichte S über

$$S \stackrel{(5.5)}{=} \frac{P_R}{A_{\text{eff,R}}} \stackrel{(3.24)}{=} \frac{P_T}{L_{\text{cov}} A_{\text{eff,R}}} \stackrel{(3.25)}{=} \frac{P_T G_T G_R}{L_{\text{cov,iso}} A_{\text{eff,R}}} \stackrel{(5.7)}{=} \frac{P_T G_T}{L_{\text{cov,iso}}} \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (5.8)$$

ermittelt werden. Hierin sind P_T die Sendeleistung, G_T der Gewinn der Antenne des Senders und $L_{\text{cov,iso}}$ die isotrope Funkfelddämpfung, welche sich unter Berücksichtigung von isotropen Antennen an Sender und Empfänger ergibt.

Mittels (5.8) ist es somit möglich, ohne explizite Berechnung der elektrischen oder magnetischen Feldgrößen, die Exposition als Leistungsdichte zu bestimmen. Die ermittelte Leistungsdichte S kann wegen

$$S = S^E = S^H \quad (5.9)$$

direkt – bzw. für zeitveränderliche Expositionen nach einer linearen Mittelung über ein beliebiges Intervall der Dauer von sechs Minuten – mit den in Tabelle 2.4 angegebenen Grenzwerten verglichen werden.

5.1.3.2 Genereller Fall

Die in Kapitel 3.4 näher beschriebene Mehrwegeausbreitung, welche eine Überlagerung der aus verschiedenen Richtungen einfallenden Wellen nach sich zieht, führt dazu, dass am jeweiligen Betrachtungsort keine ebene Welle vorliegt. Von daher ist (5.6) zur Bestimmung der effektiven Antennenwirkfläche der Empfangsantenne $A_{\text{eff,R}}$ nicht mehr anwendbar und in der Folge kann nicht jede beliebige Antenne als Testantenne zur Expositionsbestimmung eingesetzt werden. Vielmehr kann lediglich der Einsatz einer fiktiven isotropen Antenne verwertbare Empfangsleistungen liefern. Darüber hinaus führt die Mehrwegeausbreitung im Allgemeinen auf verschiedene äquivalente Leistungsdichten S^E und S^H , welche zudem kein Maß für einen Energietransport darstellen.

Es wäre dennoch wünschenswert, über eine einfache Formel die Exposition bestimmen zu können. Hierzu wird im Weiteren die Funkfelddämpfung für die Expositionsbestimmung so definiert, dass eine zu (5.8) vergleichbare Formel die Exposition liefert. Durch diese Erweiterung des Begriffes der Funkfelddämpfung wird für die äquivalente Leistungsdichte S^E eine einfache Expositionsbestimmung über

$$S^E = \frac{P_T}{L_{\text{exp}}} \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (5.10)$$

möglich. Hierin ist L_{exp} die für die Expositionsbestimmung relevante Funkfelddämpfung.

5.2 Erweiterung des Begriffes der Funkfelddämpfung

Über (5.8) ist die Leistungsdichte S auf einfache Weise mit der Funkfelddämpfung verknüpft. Allerdings ist die Annahme einer polarisationsangepassten, ebenen Welle, welche für die Ableitung von (5.8) angenommen wurde, in typischen Szenarien des zellularen Mobilfunks nicht erfüllt. Allenfalls für Richtfunkstrecken, bei denen eine direkte Sichtverbindung zwischen dem jeweiligen Sender und Empfänger besteht, darüber hinaus Sender und Empfänger bezüglich ihrer Richtcharakteristik und Polarisation optimal aufeinander ausgerichtet und angepasst sind, kann von dem Vorliegen einer ebenen Welle mit einer Polarisationsanpassung ausgegangen werden.

Im typischen Szenario eines zellularen Mobilfunknetzes hat aber – insbesondere beim Fehlen einer dominanten Sichtverbindung – die Umgebung einen erheblichen Einfluss auf die am Betrachtungsort vorliegenden elektrischen Feldstärken \mathbf{E} und magnetischen Feldstärken \mathbf{H} . Dort können die Feldgrößen nicht mehr auf eine einzelne ebene Welle zurückgeführt werden, vielmehr liegt eine Überlagerung einer Vielzahl von ebenen Wellen aus verschiedenen Richtungen mit unterschiedlichen Amplituden, Polarisationen und Phasen vor.

Darüber hinaus ist im Hinblick auf die Polarisation, durch die weitgehend beliebige Ausrichtung der am Kopf gehaltenen Mobilstation und der im Zusammenhang mit der Funkwellenausbreitung entstehenden Depolarisation des gesendeten Signals, eine beliebige Polarisationsfehlانpassung zu erwarten.

Zudem hat die Anwesenheit des Nutzers in unmittelbarer Nähe der Mobilstation, neben einem Einfluss auf die Impedanz und die Richtcharakteristik der Mobilstation, eine Absorption von hochfrequenter Leistung, insbesondere im menschlichen Kopf, zur Folge. Aufgrund dieser Verluste und der typischerweise vorhandenen Polarisationsfehlانpassung sind die an einem Betrachtungsort vorherrschenden Feldstärken in der Regel nicht vollständig durch die Mobilstation nutzbar. Dies führt in der Konsequenz dazu, dass sich die Funkfelddämpfung, welche im vertrauten Sinne gemäß (3.24) definiert ist, und das Verhältnis zwischen gesendeter und empfangener Leistung beschreibt, und die Funkfelddämpfung, welche die für die Exposition relevante Dämpfung des gesendeten Signals beschreibt, erheblich unterscheiden können.

Da die Angabe der Funkfelddämpfung aber das grundsätzliche Verhalten des Szenarios im Hinblick auf die Versorgung und Exposition beschreibt, werden hier die für die

- Betrachtung der Versorgung relevante Funkfelddämpfung L_{cov}

von der für die

- Bestimmung der Exposition relevanten Funkfelddämpfung L_{exp}

unterschieden.

Die für die Versorgung relevante Empfangsleistung P_{R} kann über

$$P_{\text{R}} = \frac{P_{\text{T}}}{L_{\text{cov}}} \quad (5.11)$$

aus der Funkfelddämpfung L_{cov} bestimmt werden, während die für die Expositionsbestimmung relevante äquivalente Leistungsdichte S^E in Anlehnung an die Ableitung in Kapitel 5.1.3 durch

$$S^E = \frac{P_{\text{T}}}{L_{\text{exp}}} \frac{4\pi}{\lambda^2} = \frac{E_{\text{eff}}^2}{Z_{\text{F0}}} = \frac{E^2}{Z_{\text{F0}}} \quad (5.12)$$

auf Basis der Funkfelddämpfung L_{exp} ermittelt wird.

Da zur Analyse der Exposition in einer zellularen Netzstruktur die Beiträge vieler Sektoren verschiedener Basisstationen zu berücksichtigen sind, ist es hilfreich, für jeden einzelnen Sektor und Betrachtungsort zunächst die Funkfelddämpfung L_{cov} und die Funkfelddämpfung L_{exp} zu bestimmen. Hierzu genügt es, bei bekannter Sendeleistung P_{T} , Empfangsleistung P_{R} und elektrischer Feldstärke E für die einzelnen Sektoren jeweils

$$L_{\text{cov}} = \frac{P_{\text{T}}}{P_{\text{R}}} \quad (5.13)$$

sowie

$$L_{\text{exp}} = \frac{P_{\text{T}} Z_{\text{F0}}}{E^2} \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (5.14)$$

für alle Betrachtungsorte zu bestimmen.

Die Formeln (5.13) bzw. (5.14) können unter Kennzeichnung des Sektors s und des Betrachtungsortes k bzw. seinen Koordinaten (x, y) explizit als

$$L_{\text{cov},s \leftrightarrow k} = \frac{P_{\text{T},s}}{P_{\text{R},s \rightarrow k}} \quad \text{bzw.} \quad L_{\text{cov},s}(x, y) = \frac{P_{\text{T},s}}{P_{\text{R},s}(x, y)} \quad (5.15)$$

sowie

$$L_{\text{exp},s \rightarrow k} = \frac{P_{\text{T},s} Z_{\text{F0}} 4\pi}{E_{s \rightarrow k}^2 \lambda^2} \quad \text{bzw.} \quad L_{\text{exp},s}(x, y) = \frac{P_{\text{T},s} Z_{\text{F0}} 4\pi}{E_s^2(x, y) \lambda^2} \quad (5.16)$$

geschrieben werden. Im Sinne einer besseren Übersichtlichkeit sollen im Weiteren jedoch Kurzformen ohne entsprechende Indizierungen bzw. Koordinatenangaben verwendet werden.

Da an einem Betrachtungsort $P_{\text{R},s} \propto P_{\text{T},s}$ und $E_s^2 \propto P_{\text{T},s}$ gilt, sind die Funkfelddämpfungen unabhängig von den jeweils verwendeten Sendeleistungen $P_{\text{T},s}$, entnehmbaren Empfangsleistungen $P_{\text{R},s}$ sowie elektrischen Feldstärken E_s aufgrund des Sektors s . Zudem ist $P_{\text{R},s} \propto E_s^2$.

Die Funkfelddämpfungen L_{exp} und L_{cov} sind von der Polarisation des Senders abhängig, die Funkfelddämpfung L_{cov} darüber hinaus von der Polarisation des Empfängers. Der Zusammenhang $P_{\text{R},s} \propto E_s^2$ an einem Betrachtungsort gilt im Allgemeinen nur für eine identische Polarisation am Sender.

Im Weiteren werden die Funkfelddämpfungen L_{cov} und L_{exp} für den allgemeinen Fall der Mehrwegeausbreitung explizit hergeleitet. Da der Ableitung die elektrische Feldstärke E zugrunde gelegt wird, wären konsequenter Weise die Funkfelddämpfungen mit L_{cov}^E und L_{exp}^E zu kennzeichnen. Im Sinne einer besseren Übersichtlichkeit wird hierauf verzichtet.

Der Unterschied zwischen L_{exp}^E und L_{exp}^H kommt im ebenfalls betrachteten E/H -Verhältnis (siehe Kapitel 3.4.2.2) zum Ausdruck. Im Folgenden findet daher keine weitere Indizierung statt, d.h. $L_{\text{exp}}^E = L_{\text{exp}}$. Die äquivalente Leistungsdichte S^H kann über

$$S^H = \frac{P_{\text{T}}}{L_{\text{exp}}} \frac{4\pi}{\lambda^2} \left(\frac{H}{E} \right)^2 Z_{\text{F0}}^2 \quad (5.17)$$

bestimmt werden.

Im Hinblick auf die Ermittlung der Funkfelddämpfungen wird nur eine Frequenz betrachtet, daher handelt es sich hierbei um eine schmalbandige Analyse.

Zur Berücksichtigung der durch die Mehrwegeausbreitung sich überlagernden ebenen Wellen sind die Beiträge der einzelnen Pfade zu addieren. Die Addition erfolgt hierbei kohärent, d.h. unter Berücksichtigung des Phasenbezuges der verschiedenen Beiträge. Anhang B zeigt die Unterschiede zwischen kohärenter und inkohärenter Addition auf.

Im Vergleich zu anderen Arbeiten ist die hier eingeführte Unterscheidung der Funkfelddämpfungen L_{exp} und L_{cov} einmalig. Mit diesem neuen Ansatz ist es erstmalig möglich die Exposition und Versorgung in konsequenter Weise differenziert zu betrachten.

5.2.1 Funkfelddämpfung L_{exp}

Die Funkfelddämpfung L_{exp} kann – wie in (5.14) angegeben – aus dem Effektivwert der elektrischen Feldstärke E , bzw. unter Berücksichtigung von $E = 1/\sqrt{2} |\mathbf{E}|$ auch über

$$L_{\text{exp}} = \frac{2P_{\text{T}}Z_{\text{F0}}4\pi}{|\mathbf{E}|^2\lambda^2} \quad (5.18)$$

aus dem Betrag der am Betrachtungsort vorherrschenden elektrischen Feldstärke $|\mathbf{E}|$ bestimmt werden. Aufgrund der ausschließlichen Betrachtung des Betrags spielt der vektorielle Charakter der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} keine Rolle.

Um die Abhängigkeit von der elektrischen Feldstärke zu eliminieren, welche von der Sendeleistung P_{T} und dem Gewinn G_{T} – also der äquivalenten isotropen Strahlungsleistung (EIRP) – abhängt, führt die Berücksichtigung von (3.17) auf

$$L_{\text{exp}} = \frac{(4\pi/\lambda)^2}{G_{\text{T}} \left| \sum_i (\mathbf{T}_i \mathbf{C}_{\text{T}}(\theta_{\text{T},i}, \psi_{\text{T},i}))_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z} \right|^2}. \quad (5.19)$$

Für eine kleine Funkfelddämpfung L_{exp} ist neben einem hohen Antennengewinn G_{T} am Sender auch ein großes Betragsquadrat des Summenvektors, der auf einzelne Pfade zurückzuführenden Multiplikationen der Transfermatrizen \mathbf{T}_i mit der Richtcharakteristik der Sendeantenne \mathbf{C}_{T} in den Richtungen $(\theta_{\text{T},i}, \psi_{\text{T},i})$ der entsprechenden Pfade, von Relevanz. Vor der Summation sind die einzelnen Beiträge auf ein kartesisches Koordinatensystem zu beziehen, was durch die Operation $(\cdot)_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z}$ verdeutlicht wird.

5.2.2 Funkfelddämpfung L_{cov}

Für die Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{cov} ist gemäß (3.24) das Verhältnis der Sendeleistung P_{T} zu der, dem Feld entnehmbaren, Empfangsleistung P_{R} von Relevanz. Unter der Annahme einer optimalen Anpassung der Empfangsantenne an den Eingang des Empfängers, im Sinne einer konjugiert komplexen Anpassung, bestimmt sich die Empfangsleistung P_{R} zu [GW98]

$$P_{\text{R}} = \frac{|V_{\text{R}}|^2}{8\text{Re}(Z_{\text{AR}})}. \quad (5.20)$$

Hierin sind V_{R} die Leerlaufspannung am Ausgang der als Quelle betrachteten Empfangsantenne und $\text{Re}(Z_{\text{AR}})$ der Realteil der Impedanz der Antenne.

Empfangsleistung bei einer ebenen Welle

Für eine einfallende ebene Welle ergibt sich die verfügbare Empfangsspannung zu [GW98]

$$V_{\text{R}} = \sqrt{\frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{R}} \frac{4\text{Re}(Z_{\text{AR}})}{Z_{\text{F0}}}} \mathbf{C}_{\text{R}}^{\text{T}}(\theta_{\text{R}}, \psi_{\text{R}}) \mathbf{E}, \quad (5.21)$$

und damit für die entnehmbare Empfangsleistung

$$P_{\text{R}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{R}} \frac{|\mathbf{C}_{\text{R}}^{\text{T}}(\theta_{\text{R}}, \psi_{\text{R}}) \mathbf{E}|^2}{2Z_{\text{F0}}}. \quad (5.22)$$

Im Falle einer Polarisationsanpassung können wegen

$$|\mathbf{C}_{\text{R}}^{\text{T}}(\theta_{\text{R}}, \psi_{\text{R}}) \mathbf{E}| = |\mathbf{C}_{\text{R}}^{\text{T}}(\theta_{\text{R}}, \psi_{\text{R}})| |\mathbf{E}| \quad (5.23)$$

alternativ die Beträge der Richtcharakteristik $|\mathbf{C}_{\text{R}}| = C_{\text{R}}$ und der elektrischen Feldstärke $|\mathbf{E}|$ multipliziert werden.

Empfangsleistung im allgemeinen Fall

Für den Fall der Überlagerung der aus unterschiedlichen Richtungen einfallenden ebenen Wellen ist die Leerlaufspannung als Summation über die relevanten Pfade i zu bestimmen [GW98]

$$V_R = \sqrt{\frac{\lambda^2}{4\pi} G_R \frac{4\text{Re}(Z_{AR})}{Z_{F0}}} \sum_i \mathbf{C}_R^T(\theta_{R,i}, \psi_{R,i}) \mathbf{E}_i \quad (5.24)$$

D.h. für die Empfangsleistung P_R gilt

$$P_R = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R \frac{|\sum_i \mathbf{C}_R^T(\theta_{R,i}, \psi_{R,i}) \mathbf{E}_i|^2}{2Z_{F0}}. \quad (5.25)$$

Die Berücksichtigung von (3.17) erlaubt die Bestimmung der Empfangsleistung P_R über die Transfermatrizen \mathbf{T}_i und Richtcharakteristiken \mathbf{C}_R bzw. \mathbf{C}_T zu

$$P_R = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 G_R G_T P_T \left| \sum_i \mathbf{C}_R^T(\theta_{R,i}, \psi_{R,i}) \mathbf{T}_i \mathbf{C}_T(\theta_{T,i}, \psi_{T,i}) \right|^2. \quad (5.26)$$

Eine Polarisationsanpassung bei der Ausbreitung entlang eines Pfades i , welche zumindest lokal durch eine ebene Welle modelliert werden kann, entspricht der Forderung

$$\mathbf{T}_i \mathbf{C}_T(\theta_{T,i}, \psi_{T,i}) \propto \mathbf{E}_i \propto \mathbf{C}_R^{T*}(\theta_{R,i}, \psi_{R,i}), \quad (5.27)$$

d.h. einer Anpassung der Polarisation der Antenne des Empfängers an die Ausrichtung der elektrischen Feldstärke \mathbf{E}_i . Eine Antenne, welche die Polarisation \mathbf{C} sendet, spricht beim Empfang auf \mathbf{C}^* an [Bal05].

Funkfelddämpfung L_{cov}

Durch Umstellen von (5.26) ergibt sich schließlich die Funkfelddämpfung L_{cov} als

$$L_{\text{cov}} = \frac{P_T}{P_R} = \frac{(4\pi/\lambda)^2}{G_R G_T \left| \sum_i \mathbf{C}_R^T(\theta_{R,i}, \psi_{R,i}) \mathbf{T}_i \mathbf{C}_T(\theta_{T,i}, \psi_{T,i}) \right|^2}. \quad (5.28)$$

Vor der Summation über die einzelnen Pfade i entstehen jeweils Skalare. Im Gegensatz zur Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{exp} gemäß (5.19) ist daher keine Umwandlung in kartesische Koordinaten erforderlich. Die einzelnen Skalare können verschiedene Vorzeichen aufweisen. Die Additionen von Beiträgen mit gleichen Vorzeichen entsprechen konstruktiven Überlagerungen, die Additionen von Beiträgen mit verschiedenen Vorzeichen entsprechen destruktiven Überlagerungen.

Für eine geringe Funkfelddämpfung L_{cov} ist neben möglichst hohen Gewinnen der Antennen des Senders und Empfängers ein großes Betragsquadrat der Summe der skalaren Beiträge $\sum_i \mathbf{C}_R^T(\theta_{Ri}, \psi_{Ri}) \mathbf{T}_i \mathbf{C}_T(\theta_{Ti}, \psi_{Ti})$, welche im Allgemeinen komplexwertig sind, erforderlich. Dies entspricht der Forderung, dass hohe richtungsabhängige Gewinne in Richtungen auftreten, entlang derer relevante Ausbreitungspfade liegen, und sich darüber hinaus die verschiedenen Pfade idealerweise konstruktiv überlagern.

5.3 Kenngrößen zur Bewertung der Exposition

Für die einzelne, aufgrund der Exposition durch Basisstationen, besorgte Person ist in der Regel eine unmittelbar auf die Wohnumgebung bezogene Expositionsbestimmung von Interesse. Die für Deutschland relevante 26. BImSchV [Bun13c] sieht für die Bewertung der Exposition am jeweiligen Betrachtungsort eine Mittelung über sechs-minütige Intervalle vor (siehe Kapitel 2.4.1). Im Hinblick auf diese lokal begrenzte Betrachtungsweise existiert bereits eine Vielzahl von Publikationen, denen jeweils eine Bestimmung des örtlichen Maximalwertes zugrunde liegt. Für verschiedene Regionen bzw. Länder haben sich jeweils einige Expertengruppen etabliert, welche in der Lage sind die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern über einen großen Frequenzbereich zu bestimmen und im Hinblick auf die Grenzwerte zu bewerten.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die sich bei verschiedenen Netzkonfigurationen ergebenden Expositionen verglichen. Hierfür findet eine statistische, das gesamte Versorgungsgebiet des Mobilfunknetzes betreffende, Betrachtung statt. Die hier angestellten Untersuchungen beziehen sich dabei auf eine Analyse der Expositionen an allen Betrachtungsorten des Versorgungsgebietes.

Kapitel 5.3.1 bis 5.3.3 erläutern kurz die in dieser Arbeit zur Expositionsbestimmung herangezogenen Kenngrößen. Kapitel 5.3.4 weist auf den Maximalwert der Exposition hin, welcher für einen Vergleich im Hinblick mit den Grenzwerten heranzuziehen wäre. Eine örtliche Maximalwertbildung – wie dies für eine lokale Ermittlung des Abstandes zu den Grenzwerten bei einer individuellen

Expositionsbestimmung erforderlich wäre – wird in dieser Arbeit im Weiteren aber nicht näher evaluiert.

Die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern wird hier als äquivalente Leistungsdichte S^E , welche in der Summe von allen Basisstationen hervorgerufen wird, angegeben. Für jeden Betrachtungsort k werden daher die von den einzelnen Sektoren s der Basisstationen hervorgerufenen äquivalenten Leistungsdichten S_s^E bestimmt und addiert:

$$S_k^E = S^E(x, y) = \sum_s S_s^E(x, y) \quad (5.29)$$

Hierbei wird die bei der Expositionsbestimmung gebräuchliche Einheit mW/cm^2 bzw. dBm/cm^2 verwendet. Die für Deutschland relevanten Grenzwerte sind in Tabelle 2.4 ebenfalls in der Einheit dBm/cm^2 angegeben.

5.3.1 Mittelwert

Der Mittelwert der Exposition, welche als äquivalente Leistungsdichte S^E angegebenen wird, wird mit S_{avg}^E bezeichnet. Für die Mittelung werden hierbei die an den verschiedenen Betrachtungsorten auftretenden äquivalenten Leistungsdichten S^E auf einer linearen Skala betrachtet. D.h. eine Mittelung der beiden äquivalenten Leistungsdichten von

$$S_1^E = 1 \text{ mW}/\text{cm}^2 \hat{=} 0 \text{ dBm}/\text{cm}^2 \quad \text{und} \quad S_2^E = 0,01 \text{ mW}/\text{cm}^2 \hat{=} -20 \text{ dBm}/\text{cm}^2$$

ergibt bei einer Mittelung der Werte auf einer linearen Skala

$$S_{\text{avg}}^E = 0,505 \text{ mW}/\text{cm}^2 \hat{=} -3 \text{ dBm}/\text{cm}^2.$$

Eine Mittelung der dB-Werte hingegen würde einen fehlerhaften Wert liefern, welcher nicht der resultierenden biologischen Wirkung Rechnung trägt.

Der Mittelwert der Exposition ist insbesondere für epidemiologische Studien von Interesse. So scheint es Effekte zu geben, bei welchen die zeitlich kumulierte Exposition eine wesentliche Rolle spielt.

Relevanz: Unter der Annahme, dass die Aufenthaltswahrscheinlichkeit an allen für die örtliche Mittelung berücksichtigten Betrachtungsorten gleich groß ist, entspricht der Mittelwert S_{avg}^E über die verschiedenen Betrachtungsorte zudem dem Zeitmittelwert.

5.3.2 Medianwert

Der Median- bzw. Zentralwert der Exposition unterteilt die in der Fläche auftretenden äquivalenten Leistungsdichten S^E in zwei Teile und wird mit S_{med}^E gekennzeichnet. Hierbei gilt: Mindestens 50 % der auftretenden Werte sind größer oder gleich dem Medianwert der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E , mindestens 50 % der Werte sind kleiner oder gleich diesem Wert.

Relevanz: Unter der Annahme, dass die Aufenthaltswahrscheinlichkeit an allen berücksichtigten Betrachtungsorten gleich groß ist, wird der Medianwert zur Hälfte der Zeiten nicht über- bzw. unterschritten.

5.3.3 95%-Perzentil

Ein Perzentil trennt – vergleichbar wie der Medianwert – die vorkommenden Werte, allerdings bei einem beliebigen Prozentsatz der auftretenden Werte, welcher vor der Bezeichnung „Perzentil“ angegeben wird. Der Begriff wurde schon in Kapitel 4.6 im Zusammenhang mit der Versorgungswahrscheinlichkeit verwendet.

Im Rahmen der Expositionsbestimmung wird in dieser Arbeit das 95%-Perzentil herangezogen. Für die betrachteten äquivalenten Leistungsdichten S^E gilt: Mindestens 5 % der auftretenden Werte sind größer oder gleich dem 95%-Perzentil der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$, mindestens 95 % sind kleiner oder gleich diesem Wert. Das 95%-Perzentil der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$ gibt also einen Wert der Exposition an, der an einer Vielzahl der Betrachtungsorte nicht überschritten wird.

Relevanz: Unter der Annahme, dass die Aufenthaltswahrscheinlichkeit an allen berücksichtigten Betrachtungsorten gleich groß ist, wird das 95%-Perzentil der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$ in mindestens 95 % der Betrachtungszeit nicht überschritten.

5.3.4 Maximalwert

Der bei Betrachtungen der individuellen Exposition interessierende Maximalwert gibt die Exposition an, welche nicht überschritten wird. Unter der Annahme, dass sich die exponierte Person ständig an einem Ort aufhält ist die maximale äquivalente Leistungsdichte S_{max}^E für einen Vergleich mit den Grenzwerten heranzuziehen. Für die Analysen dieser Arbeit, bei der die Exposition über das gesamte Versorgungsgebiet im Vordergrund steht, ist die Betrachtung

der maximalen äquivalenten Leistungsdichte S_{\max}^E hingegen nicht von Interesse. Da sich aufgrund der Mehrwegeausbreitung die äquivalenten Leistungsdichten S^E auf einer Längenskala im Sub-Wellenlängenbereich stark ändern ist eine entsprechend hohe Auflösung für die sichere Bestimmung der maximalen äquivalenten Leistungsdichte S_{\max}^E erforderlich. Bei den hier angestellten Analysen für das gesamte Versorgungsgebiet mehrerer Basisstationen ist eine derart feine Rasterung praktisch nicht möglich.

Bild 5.1 zeigt auf, dass die im Rahmen dieser Arbeit als relevant betrachteten Kenngrößen der Exposition mit besser werdender Auflösung schnell gegen einen konstanten Wert konvergieren. Für die maximale äquivalente Leistungsdichte S_{\max}^E ist dies jedoch nicht der Fall. Hier wären Auflösungen im Sub-Wellenlängenbereich erforderlich.

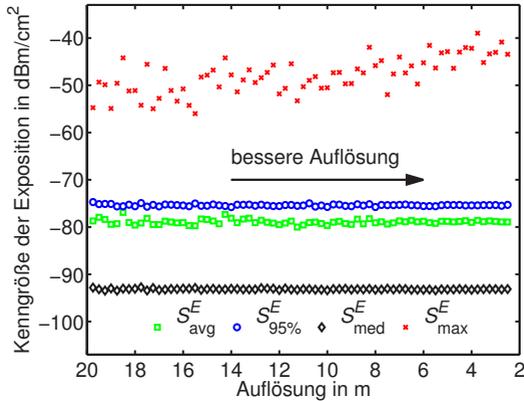


Bild 5.1: Die im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Kenngrößen der Exposition verändern sich bei Auflösungen von etwa 8 m und besser nicht mehr signifikant. Die maximale äquivalente Leistungsdichte S_{\max}^E zeigt hingegen selbst bei Auflösungen im Bereich weniger Meter, welche eine sehr lange Berechnungsdauer erfordern, noch keine Konvergenz der Werte. Dem Bild liegt das in Kapitel 9 betrachtete Szenario mit dem $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell, Lastkonfiguration Λ_0 , Zellgröße von $R_C = 1$ km und Bebauungsparameter $b = 0$ zugrunde.

5.4 Zusammenfassung

Die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern kann direkt aus den Feldgrößen ermittelt und mit den Grenzwerten verglichen werden. Alternativ kann die Exposition aber auch aus der Kenntnis der Basisstationsparameter und der vorherrschenden Ausbreitungssituation, welche über die Funkfelddämpfung erfasst wird, bestimmt werden. Hierbei ist zu beachten, dass sich die Funkfelddämpfung in ihrer klassischen Definition auf die mit einem Empfänger entnehmbare Empfangsleistung bezieht, nicht aber auf die Exposition. Deshalb wird der Begriff der Funkfelddämpfung erweitert. Die Funkfelddämpfung L_{cov} , welche eine Analyse der Versorgungssituation erlaubt, ist von der Funkfelddämpfung L_{exp} , welche für eine Expositionsbestimmung herangezogen wird, zu unterscheiden. Diese differenzierte Betrachtung der beiden Funkfelddämpfungen in dieser Arbeit erlaubt es erstmalig, die Versorgung und die Exposition in ihrer Verschiedenheit zu berücksichtigen. Als statistisch relevante Kenngrößen der Exposition werden hier der Mittel-, Medianwert sowie das 95 %-Perzentil der äquivalenten Leistungsdichten S^E betrachtet.

6 Modellierung der Funkwellenausbreitung

Wellenausbreitungsmodelle erlauben eine Prognose der am Ort des Empfängers entnehmbaren Empfangsleistung. Sie sind somit bei der Funknetzplanung von essentiellem Interesse. Die am jeweiligen Betrachtungsort entnehmbare Empfangsleistung kann beispielsweise aus der Sendeleistung und der Funkfelddämpfung bestimmt werden (siehe Kapitel 5.2). Einige Wellenausbreitungsmodelle liefern neben der erwarteten Funkfelddämpfung auch Informationen über die Zeitvarianz und die Frequenzselektivität des Funkkanals.

Die Kenntnis der Funkfelddämpfungen zwischen den möglichen Aufenthaltsorten der Empfänger und den versorgenden Sektoren, in der Nomenklatur dieser Arbeit der Funkfelddämpfungen L_{cov} (siehe Kapitel 5.2.2), ist zunächst zwingend notwendig, um die für eine zuverlässige Versorgung erforderlichen Sendeleistungen zu bestimmen. Die Expositionsbestimmung wiederum erfolgt unter Berücksichtigung der abgestrahlten Sendeleistungen aller Sektoren und der Funkfelddämpfungen, in der Nomenklatur dieser Arbeit der Funkfelddämpfungen L_{exp} (siehe Kapitel 5.2.1).

In Abhängigkeit weiterer Systemparameter – z.B. der Symboldauer und Bandbreite der gesendeten Signale – kann auch das zeitvariante und frequenzselektive Verhalten des Funkkanals von Interesse sein. Dieses erschließt sich durch eine breitbandige Analyse des Funkkanals. Im Rahmen dieser Arbeit wird eine etwas weniger aufwändige, schmalbandige Analyse betrachtet. Die Ergebnisse sind daher nicht auf beliebig breitbandige Systeme bzw. Szenarien mit hoher Zeitvarianz, welche durch schnell bewegte Teilnehmer entstehen können, übertragbar.

Für das etwa 200 kHz breite GSM-Signal sowie OFDM-Systeme, bei denen viele, jeweils schmalbandige Einzelträger zur Signalübertragung verwendet werden, kann für typische urbane Szenarien davon ausgegangen werden, dass die Korrelationsbandbreiten größer als die Bandbreiten der relevanten Träger sind. Die Korrelationsbandbreite gibt die Bandbreite an, bis zu der ein Funkkanal als nicht frequenzselektiv betrachtet werden kann [GW98]. Für ein breitbandiges System, das nicht einzelne schmalbandige Träger nutzt, wie beispielsweise das UMTS-System, sollte bei urbanen Szenarien aber für den jeweils vorlie-

genden Fall eine Prüfung erfolgen ob die Korrelationsbandbreite mindestens der Systembandbreite entspricht. In Abhängigkeit vom jeweils zu betrachtenden Szenario ist der Funkkanal als frequenzselektiv bzw. nicht frequenzselektiv zu bewerten.

Der den zeitvarianten Einfluss des Funkkanals beschreibende Doppler-Effekt muss typischerweise nur im Zusammenhang sehr hoher Trägerfrequenzen (mehrere GHz-Bereich) mit gleichzeitig hohen Teilnehmergeschwindigkeiten, wie beispielsweise in Hochgeschwindigkeitszügen [Knö09], betrachtet werden. Nach [Vog06] ist bei OFDM-Systemen mit nicht vernachlässigbaren Bitfehler-raten – und damit mit Problemen im Hinblick auf eine korrekte Dekodierbarkeit der gesendeten Informationen – ab einer maximalen Dopplerverschiebung zu rechnen, welche einem Zehntel des Subträgerabstandes entspricht. Für die hier dargestellten Analysen spielt der Doppler-Effekt hingegen keine Rolle.

Für die im Rahmen dieser Arbeit zentrale Fragestellung, wie sich die Expositionen gegenüber elektromagnetischen Feldern bei verschiedenen Zellstrukturen unterscheiden, werden für die zwei im Detail betrachteten Szenarien (vgl. Kapitel 1.3) grundsätzlich verschiedene Ansätze zur Modellierung der Funkwellenausbreitung verwendet. Im Fall der regulären Anordnung von Basisstationen als Netzstruktur wird ein einfaches empirisches Wellenausbreitungsmodell verwendet, welches auf dem COST-Hata Modell [COS99] basiert. Im konkreten Fall des Teilgebietes der Stadt Karlsruhe wird hingegen das am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) entwickelte strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* [Mau05] berücksichtigt.

Das modifizierte COST-Hata Modell, das zur Berücksichtigung der Bebauung erweitert wird, kann als Wellenausbreitungsmodell betrachtet werden, welches eine gute Abschätzung der prinzipiellen Funkfelddämpfung liefert. Da Details des konkreten Szenarios in dem kleinen Parametersatz nicht berücksichtigt werden, ist jedoch – lokal betrachtet – typischerweise auch ein großer absoluter Fehler möglich.

Das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d*, welches auf einer quasi-optischen Ausbreitung einzelner ebener Wellen basiert, wird für eine detaillierte Modellierung eines Teilgebietes der Stadt Karlsruhe herangezogen. Wenngleich mit der Modellierung für das konkret betrachtete Szenario eine sehr hohe Genauigkeit erzielt werden kann, sind die Ergebnisse aber nur noch eingeschränkt auf andere Szenarien übertragbar. Je besser das Vergleichsszenario mit dem betrachteten Szenario des Teilgebietes der Stadt Karlsruhe übereinstimmt, desto geringer sind die zu erwartenden Abweichungen, welche bei einer

Übertragung der Ergebnisse auftreten. Für weitere Details und Methoden zur Modellierung der Funkwellenausbreitung sowie weitere Wellenausbreitungsmodelle sei auf [GW98] verwiesen.

Im Sinne einer Worst-Case Abschätzung der Exposition wird oftmals von einer Freiraumausbreitung ausgegangen. Kapitel 6.1 präsentiert hierzu das Modell der Freiraumausbreitung, bevor in den danach folgenden Kapiteln die für die detaillierte Expositionsbestimmung herangezogenen Wellenausbreitungsmodelle erläutert und verglichen werden.

Bei den folgenden Darstellungen wird die Basisstation als Sender, die Mobilstation als Empfänger betrachtet. In der Praxis agieren im Mobilfunknetz die Basisstationen und Mobilstationen sowohl als Sender wie auch als Empfänger. Aufgrund der Umkehrbarkeit des Übertragungsweges sind die Funkfelddämpfungen für die Versorgung zwischen zwei Positionen – auch bei Berücksichtigung der Richtcharakteristiken – unabhängig davon, an welcher der beiden Positionen sich der Sender bzw. Empfänger befindet.

Anders als sonst üblich, wird hier erstmalig zwischen der für die Versorgung relevanten Funkfelddämpfung L_{cov} und der für die Bestimmung der Exposition relevanten Funkfelddämpfung L_{exp} unterschieden.

6.1 Freiraumausbreitung

Für das Modell der Freiraumausbreitung wird in idealisierter Weise angenommen, dass sich keine Objekte im Szenario befinden, welche die Funkwellenausbreitung beeinflussen. Das Phänomen der Mehrwegeausbreitung tritt nicht auf. Somit kann die Ausbreitung zwischen dem Sender und einem beliebigen Betrachtungsort im Fernfeld einer Sendeantenne durch eine ebene Welle beschrieben werden.

Die entnehmbare Empfangsleistung kann gemäß (5.26), unter der getroffenen Annahme, dass die Basisstation als Sender und die Mobilstation als Empfänger agiert, über

$$P_{\text{R,MS}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 P_{\text{T,BS}} G_{\text{BS}} G_{\text{MS}} \left| \mathbf{C}_{\text{MS}}^{\text{T}}(\theta_{\text{MS}}, \psi_{\text{MS}}) \mathbf{T}_{\text{Freiraum}} \mathbf{C}_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS}}, \psi_{\text{BS}}) \right|^2 \quad (6.1)$$

bestimmt werden. Hierin sind λ die Wellenlänge, $P_{\text{T,BS}}$ die Sendeleistung der Basisstation, G_{BS} und \mathbf{C}_{BS} der Gewinn und die vektorielle Richtcharakteristik der Basisstation, G_{MS} und \mathbf{C}_{MS} der Gewinn und die vektorielle Richtcharakteristik der Mobilstation, θ und ψ die Winkel unter denen die ebenen Wellen von

der Basisstation ausgehen bzw. an der Mobilstation erscheinen und $\mathbf{T}_{\text{Freiraum}}$ die Transfermatrix für den Freiraum. Die Berücksichtigung von (3.11) führt auf

$$P_{\text{R,MS}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 P_{\text{T,BS}} G_{\text{BS}} G_{\text{MS}} |C_{\text{MS},\theta} C_{\text{BS},\theta} - C_{\text{MS},\psi} C_{\text{BS},\psi}|^2. \quad (6.2)$$

Das Einsetzen der Transfermatrix $\mathbf{T}_{\text{Freiraum}}$ zeigt neben der Abhängigkeit vom direkten Abstand r , dass die θ und ψ -Komponenten der vektoriellen Richtcharakteristik nach einer Multiplikation zu subtrahieren sind. Die Funkfelddämpfung L_{cov} lässt sich daher über

$$L_{\text{cov}} = \frac{P_{\text{T,BS}}}{P_{\text{R,MS}}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_{\text{BS}} G_{\text{MS}} |C_{\text{MS},\theta} C_{\text{BS},\theta} - C_{\text{MS},\psi} C_{\text{BS},\psi}|^2} \quad (6.3)$$

bestimmen. Die Funkfelddämpfung L_{exp} , bei welcher die Eigenschaften des Empfängers keine Rolle spielen, lässt sich über

$$L_{\text{exp}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_{\text{BS}} C_{\text{BS}}^2 (\theta_{\text{BS}}, \psi_{\text{BS}})} \quad (6.4)$$

ermitteln. Für den Fall einer polarisationsangepassten Empfangsantenne mit isotroper Richtcharakteristik ($G_{\text{MS}} = 0 \text{ dBi}$) wären die beiden Funkfelddämpfungen identisch. Unter Berücksichtigung einer fiktiven isotropen Antenne an der Basisstation gilt für die Funkfelddämpfung $L_{\text{exp,iso}}$:

$$L_{\text{exp,iso}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (6.5)$$

Beim nachfolgend beschriebenen, modifizierten COST-Hata Modell wird die Funkfelddämpfung auf die Freiraumdämpfung begrenzt, falls das empirische Modell Funkfelddämpfungen liefern würde, welche kleiner wären als die gemäß dem Freiraumausbreitungsmodell prognostizierten Funkfelddämpfungen.

Das Modell der Freiraumausbreitung dient oftmals als Worst-Case Abschätzung zur Expositionsbestimmung. Zur Berücksichtigung von Reflexionen wird typischerweise zusätzlich ein Sicherheitsfaktor von 3 dB addiert [EN513]. Im Rahmen der Mehrwegeausbreitung würde die konstruktive, d.h. phasengleiche, Überlagerung zweier Pfade mit identischen Amplituden auf eine Erhöhung der Exposition bzw. Erniedrigung der Funkfelddämpfung L_{exp} um 6 dB führen.

Die Exposition kann über (5.12) bestimmt werden. Alternativ und leicht anschaulich kann die Exposition übrigens auch aus folgender Überlegung abgeleitet werden: Für die Bestimmung der Leistungsdichte S ist die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ mit dem richtungsabhängigen Gewinn $G_{BS}C_{BS}^2$ deren Antenne zu gewichten und durch die Kugeloberfläche $4\pi r^2$, auf welche sich die abgestrahlte Leistung im Abstand r verteilt, zu dividieren:

$$S = \frac{P_{T,BS}G_{BS}C_{BS}^2(\theta_{BS}, \psi_{BS})}{4\pi r^2} \quad (6.6)$$

Da das Phänomen der Mehrwegeausbreitung im Freiraumfall nicht auftritt, sind die Leistungsdichte S und die äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H identisch.

6.2 Erweitertes COST-Hata Modell

Als Basis eines realitätsnahen und weitreichend akzeptierten Wellenausbreitungsmodells dient das COST-Hata Modell [COS99]. Dieses Modell basiert auf den Auswertungen umfangreicher Messreihen, welche von Okumura et. al. publiziert wurden. Deren Veröffentlichung [OOK⁺68] enthält diverse Kurvenscharen, mit deren Hilfe der erwartete Medianwert der elektrischen Feldstärke für den Frequenzbereich von 150 MHz bis 2 GHz prognostiziert werden kann. An den Sendern und Empfängern wurden im Rahmen der Messungen ausschließlich vertikal polarisierte Antennen eingesetzt. Da das Modell ausschließlich auf Messungen basiert, ist es rein empirisch.

Masaharu Hata hat auf Grundlage der Publikation von Okumura [OOK⁺68] eine Formel für den Medianwert der Funkfelddämpfung für den Frequenzbereich von 150 MHz bis 1,5 GHz abgeleitet [Hat80]. Im Rahmen der COST-231 [COS99] konnte durch weitere Auswertungen der Messungen von Okumura bei 1920 MHz [OOK⁺68] eine Formel für den Frequenzbereich von 1,5 GHz bis 2 GHz angegeben werden. Dieses COST-Hata Modell ist anwendbar, sofern die folgenden Kriterien erfüllt sind [COS99]:

- Frequenz $f = 1,5 \text{ GHz} - 2 \text{ GHz}$
- Abstand von Basis- zur Mobilstation $R = 1 \text{ km} - 20 \text{ km}$
- Höhe der Basisstation $h_{BS} = 30 \text{ m} - 200 \text{ m}$
- Höhe der Mobilstation $h_{MS} = 1 \text{ m} - 10 \text{ m}$

Die Betrachtung verschiedener Frequenzen erlaubt die Bestimmung der prinzipiellen Frequenzabhängigkeit der Funkfelddämpfung. Aufgrund des großen Frequenzabstandes der betrachteten Frequenzen erschließt sich hieraus aber nicht die Frequenzselektivität des Funkkanals. Die Funkfelddämpfungen des COST-Hata Modells basieren somit auf einer, für verschiedene Frequenzen durchgeführten, schmalbandigen Analyse.

Da das COST-Hata Modell originär nur für urbane Szenarien gilt, wird in Kapitel 6.2.2 ein Bebauungsparameter eingeführt, welcher eine von der Bebauung abhängige Beschreibung der Funkfelddämpfung erlaubt. Hierfür wird ein in [Hat80] angegebener Korrekturfaktor berücksichtigt.

Bild 6.1 zeigt die grundsätzliche Geometrie auf. Eine Basisstation (BS), deren Antenne sich in einer Höhe h_{BS} befindet, stellt für die im Versorgungsgebiet befindlichen Mobilstationen (MS) über ein hier nicht näher betrachtetes Netzwerk den Zugang zum festen Telefonnetz bzw. Internet zur Verfügung. Die Antennen der Mobilstationen befinden sich in einer Höhe von $h_{MS} = 1,5$ m. Während der direkte Abstand zwischen Basis- und Mobilstation mit r bezeichnet wird, beträgt der am Boden gemessene Abstand R . Der Sektor, welcher zu dem Betrachtungsort, an dem sich eine Mobilstation befindet die geringste Funkfelddämpfung L_{cov} aufweist übernimmt die Versorgung. Zur Expositionsbestimmung sind die Funkfelddämpfungen L_{exp} zu allen Sektoren des Mobilfunknetzes zu berücksichtigen.

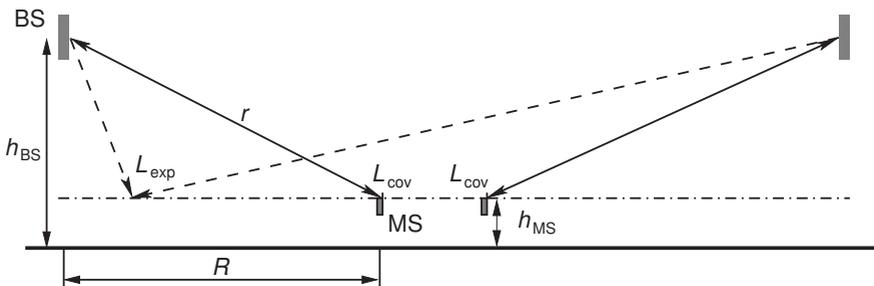


Bild 6.1: Prinzipielle Geometrie zur Bestimmung der Exposition. Die Berechnung der Funkfelddämpfungen L_{exp} bzw. L_{cov} bilden die Grundlage der Expositionserfassung bei einer gewünschten Versorgung.

6.2.1 Funkfelddämpfung für urbane Gebiete

Aufgrund der Tatsache, dass die Feldstärken im Rahmen von [OOK⁺68] am Empfänger nur mit einer definierten Polarisation, nämlich der vertikalen, bestimmt wurden, hat die Funkfelddämpfung den Charakter einer für die Versorgung relevanten Funkfelddämpfung L_{cov} .

Gemäß dem COST-Hata Modell [COS99] kann der Medianwert der Funkfelddämpfung in einem städtischen bzw. urbanen Gebiet berechnet werden zu:

$$\begin{aligned}
 \frac{L_{cov,iso,urban}}{\text{dB}} = & 46,3 + 33,9 \log_{10} \left(\frac{f}{\text{MHz}} \right) - 13,82 \log_{10} \left(\frac{h_{BS}}{\text{m}} \right) \\
 & + \left(44,9 - 6,55 \log_{10} \left(\frac{h_{BS}}{\text{m}} \right) \right) \log_{10} \left(\frac{R}{\text{km}} \right) \\
 & - \left(1,1 \log_{10} \left(\frac{f}{\text{MHz}} \right) - 0,7 \right) \frac{h_{MS}}{\text{m}} \\
 & + \left(1,56 \log_{10} \left(\frac{f}{\text{MHz}} \right) - 0,8 \right) + \frac{C_m}{\text{dB}}.
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Hierbei sind f die Frequenz, h_{BS} die Antennenhöhe der Basisstation, h_{MS} die Antennenhöhe der Mobilstation, R der auf den Boden bezogene Abstand zwischen Basisstation und Mobilstation und C_m ein Zusatzterm. Die Größen sind in den in der Formel jeweils im Nenner angegebenen Einheiten einzusetzen. Die Formel gilt unter Annahme einer isotropen Richtcharakteristik. Daher wird der Index „iso“ verwendet, der fiktive isotrope Antennen an der Basisstation und der Mobilstation unterstellt. Unter Berücksichtigung der Gewinne der Antennen an Basisstation und Mobilstation sowie der Polarisationsfehlانpassung ergibt sich eine entsprechend abweichende Funkfelddämpfung. Zur Verdeutlichung, dass es sich bei (6.7) um eine Funkfelddämpfung im städtischen Gebiet handelt, ist der Index „urban“ angegeben.

Für die besonders dicht bebauten Großstadtzentren ist die Funkfelddämpfung um $C_m = 3 \text{ dB}$ zu erhöhen. Im Weiteren wird diese Zusatzdämpfung nicht berücksichtigt ($C_m = 0 \text{ dB}$). Diese Annahme ist für mittelgroße Städte oder vorstädtische Zentren gerechtfertigt [COS99].

Gemäß (6.7) ist die Zunahme der Funkfelddämpfung mit dem Abstand $\Delta L_{cov,iso,urban} / \Delta \log_{10}(R)$ nur von der Höhe der Basisstation h_{BS} abhängig. Die Einflüsse der Frequenz f und der Antennenhöhe der Mobilstation h_{MS} gehen in die Funkfelddämpfung lediglich additiv ein, weisen aber keine zusätzliche Abstandsabhängigkeit auf.

Für die Frequenzabhängigkeit der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov,iso,urban}}$ ist die Antennenhöhe der Mobilstation h_{MS} , nicht aber die Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} , von Bedeutung. Bei der hier berücksichtigten Antennenhöhe der Mobilstation von $h_{\text{MS}} = 1,5 \text{ m}$ unterscheiden sich die Funkfelddämpfungen bei 2050 MHz und 1950 MHz um 0,45 dB.

Der bei den FDD (Frequency Division Duplex) Systemen, wie GSM, der FDD-Variante von UMTS sowie LTE, übliche Frequenzversatz zwischen der Sende- und Empfangsfrequenz von einigen 10 MHz bis zu knapp 200 MHz führt auf Funkfelddämpfungen, welche weniger als 1 dB voneinander abweichen. Dieser Unterschied wird, im Vergleich zur Variation der Funkfelddämpfung im Versorgungsgebiet, welche typischerweise im Bereich von 80 – 140 dB liegt, als unerheblich betrachtet.

Hier wird angenommen, dass die gemäß dem COST-Hata Modell bestimmte Funkfelddämpfung für kopolarisierte Sende- und Empfangsantennen – unabhängig von der eingesetzten Polarisation – gilt.

6.2.2 Berücksichtigung der Bebauung

Im Hinblick auf die Funkfelddämpfung für unbebaute Gebiete wurden in [OOK⁺68] die Maximalwerte der Feldstärke (quasi-maximum) berücksichtigt und hieraus Korrekturfaktoren für verschiedene Frequenzen ermittelt. Die zugehörige Geländeklasse wird als „open“ [OOK⁺68] bzw. „ländlich offen“ [GW98] bezeichnet. In [Hat80] wird eine Formel für diesen, von der Frequenz abhängigen, Korrekturfaktor angegeben:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta L_{\text{open}}}{\text{dB}} = & -4,78 \left(\log_{10} \left(\frac{f}{\text{MHz}} \right) \right)^2 \\ & + 18,33 \log_{10} \left(\frac{f}{\text{MHz}} \right) - 40,94 \end{aligned} \quad (6.8)$$

Bei der in dieser Arbeit betrachteten Systemfrequenz von $f = 2 \text{ GHz}$ ergibt (6.8) eine signifikante Korrektur von $\Delta L_{\text{open}} = -32,52 \text{ dB}$ bezüglich (6.7). Hierbei ist angenommen, dass die in [Hat80] angegebene Formel für den Bereich von 150 MHz bis 1,5 GHz in guter Näherung auch bei einer Frequenz von 2 GHz angewandt werden darf.

Um den Einfluss der Bebauung auf die Funkfelddämpfung zu berücksichtigen, wird hier auf der Basis des in [Hat80] angegebenen Korrekturfaktors (6.8) eine Erweiterung des COST-Hata Modells vorgenommen. Hierzu wird ein Parameter b definiert, welcher ein Maß für die Bebauung darstellt. Die Funkfelddämpfung $L_{\text{cov,iso}}$ kann dann über

$$\frac{L_{\text{cov,iso}}}{\text{dB}} = \frac{L_{\text{cov,iso,urban}}}{\text{dB}} + \frac{\Delta L_{\text{open}}}{\text{dB}} (1 - b) \quad (6.9)$$

berechnet werden. Der die Bebauung beschreibende Parameter b variiert von $0 \leq b \leq 1$. Der Fall $b = 0$ beschreibt die Funkfelddämpfung für ein unbebautes Gebiet, der Parameter $b = 1$ beschreibt die Funkfelddämpfung in einem urbanen Gebiet, wie sie durch (6.7) gegeben ist. Für dazwischenliegende Bebauungsparameter $0 < b < 1$ werden die Funkfelddämpfungen für urbanes Gebiet und unbebautes Gebiet entsprechend mit einem Faktor $(1 - b)$ auf einer logarithmischen Skala interpoliert.

Für die Geländeklasse „suburban“, die sich beispielsweise auf Dörfer bezieht, bestimmt sich der Korrekturfaktor bei einer Frequenz $f = 2$ GHz nach [Hat80] zu $\Delta L_{\text{suburban}} = -12,3$ dB. Dies entspricht einem Bebauungsparameter $b = 0,62$.

Für die hier als konstant angenommenen Parameter der Systemfrequenz von $f = 2$ GHz, der Antennenhöhe der Mobilstation $h_{\text{MS}} = 1,5$ m und der Zusatzdämpfung $C_{\text{m}} = 0$ dB ergibt sich aus (6.7) bis (6.9) die Funkfelddämpfung für das um den Bebauungsparameter b erweiterte COST-Hata Modell:

$$\begin{aligned} \frac{L_{\text{cov,iso}}}{\text{dB}} = & 125,64 - 13,82 \log_{10} \left(\frac{h_{\text{BS}}}{\text{m}} \right) \\ & + \left(44,9 - 6,55 \log_{10} \left(\frac{h_{\text{BS}}}{\text{m}} \right) \right) \log_{10} \left(\frac{R}{\text{km}} \right) + 32,52 b. \end{aligned} \quad (6.10)$$

Bild 6.2 zeigt in doppellogarithmischer Darstellung die Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,iso}}$ für drei verschiedene Bebauungsparameter b in Abhängigkeit vom Abstand R . Dabei ist eine Antennenhöhe der Basisstation von $h_{\text{BS}} = 30$ m angenommen. Steigende Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,iso}}$ sind auf der Ordinate nach unten aufgetragen. Somit spiegelt der dargestellte Verlauf die Abnahme der Empfangsleistungen P_{R} mit dem Abstand R wider.

Mit 35,2 dB/Dekade fallen die Kurven des COST-Hata Modells im dargestellten Beispiel deutlich stärker als die ebenfalls eingezeichnete Freiraumdämpfung, welche lediglich mit 20 dB/Dekade abfällt. Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,iso}}$, welche

gemäß dem erweiterten COST-Hata Modell kleiner als die bei dem jeweiligen Abstand R zu erwartenden Freiraumdämpfungen wären, werden auf den der Freiraumdämpfung entsprechenden Wert begrenzt. Bei der Ermittlung der Freiraumdämpfung wird eine optimale Polarisationsanpassung angenommen. Beim erweiterten COST-Hata Modell ist hingegen implizit eine Depolarisation durch den Funkkanal berücksichtigt.

Bei kleinen Abständen R zur Basisstation ist eine deutliche Biegung der Kurve für den Freiraumfall zu erkennen. Dies ist auf den Umstand zurückzuführen, dass die Funkfelddämpfung $L_{\text{cov,iso}}$ über dem Abstand am Boden R und nicht über dem direkten Abstand r aufgetragen ist (vgl. Bild 6.1). Der direkte Abstand r , der bei der Berechnung der Freiraumdämpfung gemäß (6.5) berücksichtigt wird, fällt bei kleiner werdendem Abstand R in Bild 6.1 nicht unter die Differenz der Antennenhöhen von Basisstation und Mobilstation. Selbst im unbebauten Gebiet ($b = 0$) ist der Unterschied für das in Bild 6.2 dargestellte Beispiel ab einer Entfernung von einigen zehn Metern aber irrelevant.

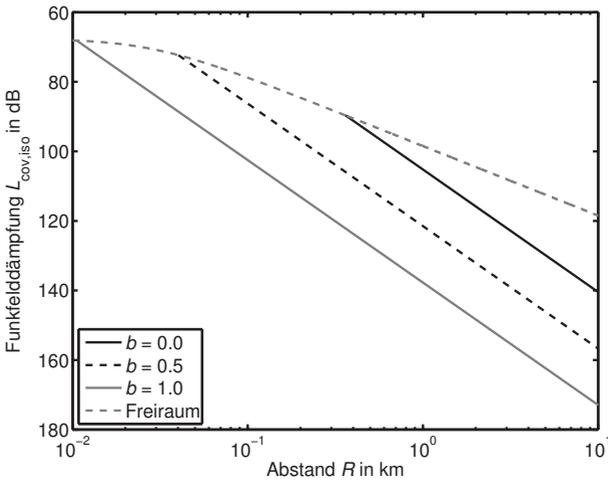


Bild 6.2: Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,iso}}$ des erweiterten COST-Hata Modells für verschiedene Bebauungsparameter b . Die Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,iso}}$ werden durch die Freiraumdämpfung begrenzt. Parameter: $h_{\text{BS}} = 30$ m, $h_{\text{MS}} = 1,5$ m, $f = 2$ GHz.

In dieser Arbeit werden für Antennenhöhen von $h_{\text{BS}} < 30$ m und Abstände $R < 1$ km bzw. $R > 20$ km die Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,iso}}$ gemäß dem COST-Hata Modell extrapoliert. Wenngleich damit der ursprünglich definierte Gültigkeitsbereich des COST-Hata Modells verlassen wird, darf dennoch davon ausgegangen werden, dass das Modell, bei der im Rahmen dieser Arbeit angewandten

Extrapolation, weiterhin realistische Werte liefert. Die Anwendung der Formel bei niedrigeren Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} ist vernünftig, solange deren Antennenhöhen über den Dachhöhen der Gebäude bleiben [MEJ⁺91]. In [Hat80] wird gezeigt, dass die nach (6.9) berechnete Funkfelddämpfung für Abstände $R > 20$ km zu kleine Werte liefert. Da das Versorgungsgebiet der in dieser Arbeit betrachteten Netzstrukturen deutlich kleiner ist, werden die Beiträge der dominanten Mobilfunkbasisstationen im Rahmen der Genauigkeit des Modells erfasst. Bezüglich der Extrapolation für $R < 1$ km wird in Kapitel 6.4 aufgezeigt, dass das erweiterte COST-Hata Modell auch hier sinnvolle Werte liefert.

6.2.3 Berücksichtigung der Polarisierungseigenschaften

Das COST-Hata Modell liefert lediglich eine Funkfelddämpfung, die auf der Auswertung umfangreicher Messreihen mit vertikal polarisierten Antennen basiert. Detaillierte Informationen über eine mögliche Depolarisation des gesendeten Signals erschließen sich somit nicht, sondern sind lediglich implizit berücksichtigt. Daher wird hier angenommen, dass der Funkkanal die Polarisation des gesendeten Signals – wie im Fall einer Freiraumausbreitung – nicht verändert. In diesem Sinne wird unterstellt, dass die elektrischen und magnetischen Feldgrößen an den Betrachtungsorten jeweils auf das Vorliegen einer einzelnen ebenen Welle mit den Polarisierungseigenschaften des Senders zurückgeführt werden können. Als Aus- bzw. Einfallrichtungen der ebenen Wellen an den Basisstationen und Mobilstationen werden die Winkel zugrunde gelegt, welche aus einer – möglicherweise in der Realität nicht vorhandenen – Sichtverbindung der Basisstationen und Mobilstationen resultieren. Die tatsächlichen vektoriellen Charaktere der elektrischen Feldstärken \mathbf{E} und magnetischen Feldstärken \mathbf{H} sind somit aber nicht zugänglich.

Ungeachtet der Tatsache, dass das COST-Hata Modell auf Messungen basiert, bei denen ausschließlich eine vertikale Polarisation auf der Sende- und Empfangsseite eingesetzt wurde, wird darüber hinaus für Berechnungen, welche in dieser Arbeit auf dem COST-Hata Modell basieren, für kopolarisierte Sender und Empfänger keine Abhängigkeit der Funkfelddämpfung von der Polarisation berücksichtigt. Tatsächlich weisen die im Zusammenhang mit der detaillierten Untersuchung von MIMO-Systemen durchgeführten Funkkanalmessungen darauf hin, dass die Funkfelddämpfungen bei einer Kopolarisation von Sende- und Empfangsantenne typischerweise weitgehend unabhängig von der eingesetzten Polarisation sind. Lokal können zwar die Funkfelddämpfungen für die vertikale und die horizontale Polarisation um einige dB voneinander abweichen, im

Mittel zeigt sich jedoch für keine Polarisation ein Vorteil [ABH⁺07]. In diesem Sinne wird das erweiterte COST-Hata Modell – unabhängig von der eingesetzten Polarisation – als gültig betrachtet.

Zusammenfassend werden daher, auf der Basis des erweiterten COST-Hata Modells, folgende Annahmen für die Bestimmung der Funkfelddämpfungen L_{cov} und der Funkfelddämpfungen L_{exp} getroffen:

- Bei der Funkwellenausbreitung bleibt die Polarisation unverändert.
- Die Funkfelddämpfung L_{cov} ist unabhängig von der Polarisation, sofern die Antennen am Sender und am Empfänger eine ideale Polarisationsanpassung aufweisen (kopolarisiert).
- Die Funkfelddämpfung L_{exp} ist unabhängig von der Polarisation des Senders.

Bei der im Folgenden dargestellten Bestimmung der Funkfelddämpfungen, unter Berücksichtigung der modellierten Antennen an Basisstationen und Mobilstationen, werden diese Annahmen entsprechend beachtet.

6.2.4 Funkfelddämpfung L_{cov}

Unter Berücksichtigung der richtungsabhängigen Gewinne der Basisstationen und Mobilstationen, sowie der Polarisationsfehlانpassung zwischen den jeweiligen Sendern und Empfängern, kann die Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{cov} für die einzelnen Betrachtungsorte über

$$L_{\text{cov}} = \frac{L_{\text{cov,iso}}}{G_{\text{BS}}G_{\text{MS}} \left| \mathbf{C}_{\text{MS}}^T(\theta_{\text{MS}}, \psi_{\text{MS}}) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \mathbf{C}_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS}}, \psi_{\text{BS}}) \right|^2} \quad (6.11)$$

erfolgen. Die auftretende Matrix im Nenner entspricht dem polarisationsabhängigen Teil der Transfermatrix und beschreibt damit das Ausbreitungsverhalten im Hinblick auf die Polarisation. Aufgrund der Annahme, dass bei der Funkwellenausbreitung die Polarisation unverändert bleibt, entspricht sie – bis auf den von der Entfernung abhängigen Faktor – der Transfermatrix im Freiraumfall (siehe (3.11)). Der von der Entfernung abhängige Teil der Transfermatrix ist in der in (6.10) angegebenen Funkfelddämpfung $L_{\text{cov,iso}}$ berücksichtigt.

Würde im Gegensatz zu (6.11) eine Berücksichtigung der Richtcharakteristiken lediglich über

$$|\mathbf{C}_{\text{MS}}(\theta_{\text{MS}}, \psi_{\text{MS}})|^2 |\mathbf{C}_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS}}, \psi_{\text{BS}})|^2 \quad (6.12)$$

erfolgen, so würde dies einer optimalen Anpassung der Polarisation des Empfängers an das vorherrschende Feld entsprechen. Diese Annahme ist aber im Allgemeinen nicht erfüllt.

Von Interesse ist die Wahrscheinlichkeit mit der die Werte des Nenners in (6.11) auftreten. Bild 6.3 zeigt deshalb die entsprechende Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für das in Kapitel 9 im Detail analysierte Szenario mit regulärer Netzstruktur. Hierbei werden eine Zellgröße von $R_C = 1$ km und ein Bebauungsparameter $b = 0$ zugrunde gelegt. Der Nenner entspricht $L_{\text{cov,iso}}/L_{\text{cov}}$, d.h. dem Quotienten aus der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov,iso}}$, wie er sich unter Berücksichtigung isotroper Antennen ergibt, und der unter Betrachtung der modellierten Antennen auftretenden Funkfelddämpfung L_{cov} .

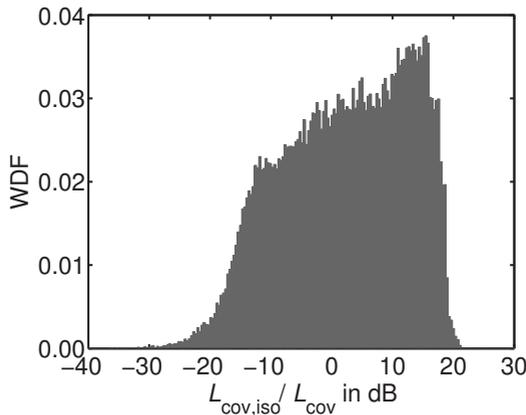


Bild 6.3: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Wert des Nenners in (6.11), welcher für die Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{cov} relevant ist. Zellgröße $R_C = 1$ km, Bebauungsparameter $b = 0$. Als Antennen sind die mittels FEKO modellierten Basisstations- und Mobilstationsantennen berücksichtigt.

Als Antennen sind die in Kapitel 4.1.3 und Kapitel 4.2 beschriebenen modellierten FEKO Basisstations- und Mobilstationsantennen in der Nähe eines vereinfachten Kopfmodells berücksichtigt. Das auf der x -Achse aufgetragene Verhältnis $L_{\text{cov,iso}}/L_{\text{cov}}$ bezieht sich dabei auf den versorgenden Sektor.

Bei einer optimalen Ausrichtung der Antennen bzgl. der Richtcharakteristik und Polarisation kann der Nenner maximal den Wert

$$G_{\text{BS}} + G_{\text{MS}} \approx (18,7 + 2,64) \text{ dB(i)} = 21,34 \text{ dB(i)}$$

annehmen. Dem Histogramm in Bild 6.3 ist zu entnehmen, dass die Wahrscheinlichkeit, diesen Wert tatsächlich anzutreffen vergleichsweise gering ist. Nicht optimal aufeinander ausgerichtete Richtcharakteristiken – Basisstation und Mobilstation weisen jeweils eine ausgeprägte Richtcharakteristik auf – sowie eine Polarisationsfehlانpassung – insbesondere die Antenne an der Mobilstation kann weitgehend beliebig ausgerichtet sein – sind die Gründe dafür, dass der Wert des Nenners erheblich niedriger sein kann. Typischerweise liegen die Werte zwischen -15 dB und $+15 \text{ dB}$.

6.2.5 Funkfelddämpfung L_{exp}

Für die Funkfelddämpfung L_{exp} spielen die Eigenschaften der Mobilstation keine Rolle. In Anlehnung an (6.11) kann diese über

$$L_{\text{exp}} = \frac{L_{\text{cov,iso}}}{G_{\text{BS}} \left| \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \mathbf{C}_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS}}, \psi_{\text{BS}}) \right|^2} \quad (6.13)$$

bestimmt werden. $L_{\text{cov,iso}}$ ist die mittels (6.10) bestimmte Funkfelddämpfung. Unter Ausnutzung der Tatsache, dass die Änderung des Vorzeichens einer Komponente eines Vektors dessen Länge bzw. Betrag nicht ändert gilt:

$$\left| \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \mathbf{C}_{\text{BS}} \right|^2 = \left| \begin{pmatrix} C_{\text{BS},\theta} \\ -C_{\text{BS},\psi} \end{pmatrix} \right|^2 = \left| \begin{pmatrix} C_{\text{BS},\theta} \\ C_{\text{BS},\psi} \end{pmatrix} \right|^2 = |\mathbf{C}_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS}}, \psi_{\text{BS}})|^2 \quad (6.14)$$

Damit vereinfacht sich die Formel zur Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{exp} schließlich zu:

$$L_{\text{exp}} = \frac{L_{\text{cov,iso}}}{G_{\text{BS}} |\mathbf{C}_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS}}, \psi_{\text{BS}})|^2} \quad (6.15)$$

Bild 6.4 zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Werte des Nenners in (6.15) für ein Szenario mit einer Zellgröße von $R_C = 1$ km und einem Bebauungsparameter von $b = 0$. Hierbei werden die Eigenschaften der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne berücksichtigt. Der Nenner entspricht dem Verhältnis der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov,iso}}$ zur Funkfelddämpfung L_{exp} . Aufgrund der hierbei unberücksichtigten Anordnung der Mobilstation in unmittelbarer Umgebung eines absorbierenden Mediums, ist die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion viel schmäler als in Bild 6.3. Die dargestellte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion spiegelt die Wahrscheinlichkeit wider eine – aufgrund des richtungsabhängigen Gewinns der Mobilfunkbasisstationsantenne – typischerweise geringere Funkfelddämpfung L_{exp} anzutreffen als unter der Annahme einer fiktiven isotropen Antenne an der Basisstation. Bild 6.4 verdeutlicht somit den Unterschied der Funkfelddämpfung L_{exp} , der bei Einsatz einer typischen Mobilfunkbasisstationsantenne im Vergleich zu einer fiktiven isotropen Antenne mit idealer Polarisationsanpassung auftritt. Der maximale Gewinn der Basisstation $G_{\text{BS}} \approx 18,7$ dBi ist nur für wenige Betrachtungsorte relevant. Typische richtungsabhängige Gewinne, welche von Relevanz sind, liegen um 15 dB(i).

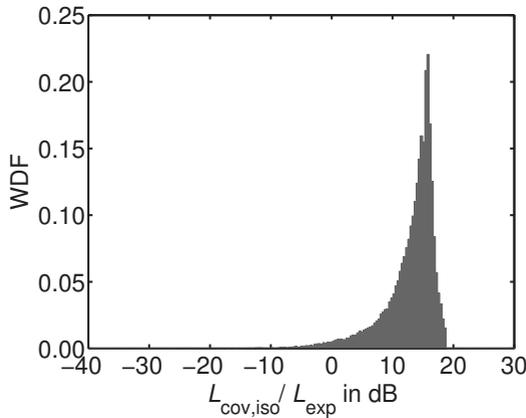


Bild 6.4: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Wert des Nenners in (6.15), welcher für die Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{exp} relevant ist. Zellgröße $R_C = 1$ km, Bebauungsparameter $b = 0$. Als Antenne an der Basisstation ist die mittels FEKO modellierte Mobilfunkbasisstationsantenne berücksichtigt.

Eine derart einfache Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{exp} aus der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov,iso}}$ gemäß (6.15) ist nur aufgrund der Annahme, dass der Funkkanal die Polarisation nicht verändert möglich.

6.2.6 Unterschied zwischen der Funkfelddämpfung L_{cov} und der Funkfelddämpfung L_{exp}

Von grundsätzlichem Interesse sind aber nicht nur die Verhältnisse der Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov,iso}}$ zu den Funkfelddämpfungen L_{cov} bzw. den Funkfelddämpfungen L_{exp} sondern insbesondere auch die Verhältnisse der Funkfelddämpfungen L_{cov} zu den Funkfelddämpfungen L_{exp} selbst. Dieses Verhältnis gibt nämlich an, inwiefern sich die Funkfelddämpfungen für die Exposition und Versorgung unterscheiden und damit in welchem Umfang die betrachtete Konfiguration der Mobilstation aus der vorherrschenden elektrischen Feldstärke \mathbf{E} tatsächlich eine Empfangsleistung P_{R} entnehmen kann.

Bild 6.5 zeigt daher den Unterschied zwischen diesen Funkfelddämpfungen für das bereits betrachtete Szenario. Die Funkfelddämpfung L_{cov} kann unter der günstigsten Konstellation, d.h. einer optimalen Ausrichtung der Richtcharakteristik der Mobilstation auf die einfallende Welle bei gleichzeitiger Polarisationsanpassung, um den Gewinn der Mobilstation von $G_{\text{MS}} = 2,64 \text{ dB(i)}$ kleiner sein, als die Funkfelddämpfung L_{exp} . An etwa 29 % der Betrachtungsorte sind die Funkfelddämpfungen L_{cov} – unter Berücksichtigung der jeweiligen individuellen Ausrichtung der Mobilstation am Betrachtungsort – geringer als die Funkfelddämpfungen L_{exp} . Für etwa 71 % der Betrachtungsorte sind hingegen die Funkfelddämpfungen L_{exp} z.T. erheblich geringer als die Funkfelddämpfungen L_{cov} ! So beträgt der Unterschied an etwa 10 % der Betrachtungsorte mehr als 20 dB.

Bei den in der Praxis üblichen Annahmen, dass zum einen die Mobilstation durch eine fiktive isotrope Antenne modelliert werden kann und zum anderen kein Unterschied zwischen den Funkfelddämpfungen L_{exp} und den Funkfelddämpfungen L_{cov} besteht, werden die tatsächlich nutzbaren Feldstärken bisweilen erheblich überschätzt! Deswegen sind zur Versorgung zumeist höhere Sendeleistungen erforderlich als zunächst abgeschätzt, welche gleichfalls höhere Expositionen nach sich ziehen!

Gemäß Bild 6.5 betragen die Unterschiede für das betrachtete Szenario an einigen Betrachtungsorten mehr als 30 dB. In der Folge sind hier die tatsächlich nutzbaren Leistungsdichten bzw. Feldstärken um einen Faktor 1000 bzw. $\sqrt{1000}$ geringer als bei der Annahme einer fiktiven isotropen Antenne.

Durch die im Rahmen dieser Arbeit implementierte Modellierung wird der tatsächlich in erheblicher Weise beitragende Einfluss der Eigenschaften der Mobilstation zur Bestimmung der Versorgungssituation – und damit der erforderlichen Sendeleistungen – erstmalig detailliert berücksichtigt.

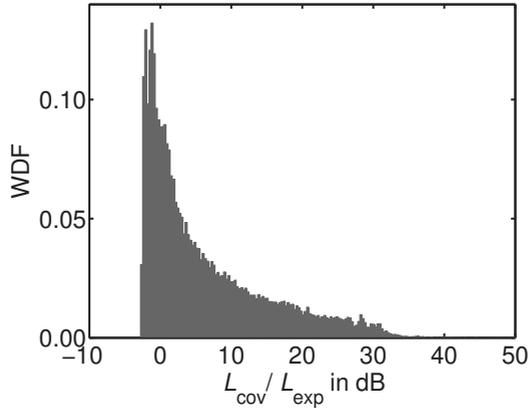


Bild 6.5: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Quotienten aus den Funkfelddämpfungen L_{cov} und den Funkfelddämpfungen L_{exp} . Als Antennen sind die mittels FEKO modellierten Basisstations- und Mobilstationsantennen berücksichtigt. Zellgröße $R_C = 1$ km, Bebauungsparameter $b = 0$.

6.2.7 Berücksichtigung des Fadings

Das COST-Hata Modell liefert originär den Medianwert der Funkfelddämpfung L_{cov} . Damit sind aber die in der Praxis auftretenden kleinskaligen Schwankungen der Funkfelddämpfung nicht zugänglich. Gemäß [GW98] wird häufig von einer überlagerten Log-Normal-Verteilung mit einer Standardabweichung von 7 – 8 dB ausgegangen. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird zur Einbeziehung dieses Fadings bei der Ermittlung der Funkfelddämpfung zum Medianwert des erweiterten COST-Hata Modells jeweils ein Zufallswert addiert, dessen Statistik einer Log-Normal-Verteilung mit einer Standardabweichung von 8 dB entspricht.

Für verschiedene Sektoren wird dabei von einem unkorrelierten Fading ausgegangen. D.h. für jeden Betrachtungsort und Sektor wird auf der Basis einer Log-Normal-Verteilung individuell eine Zusatzdämpfung bestimmt und zu den Medianwerten der Funkfelddämpfung L_{exp} und Funkfelddämpfung L_{cov} addiert. Bei einem korrelierten Fading der verschiedenen Sektoren wäre die Zusatzdämpfung lediglich vom Betrachtungsort – nicht aber vom jeweiligen Sektor – abhängig.

6.2.8 Exposition durch mehrere Sektoren

Zur Betrachtung der gesamten Exposition aller Basisstationen bzw. Sektoren in einem zellularen Mobilfunknetz sind – wie in Bild 6.6 für ein Beispiel mit drei Basisstationen mit je drei Sektoren dargestellt – die einzelnen Beiträge aller Sektoren zu berücksichtigen. Aufgrund der Annahme, dass für die Signalbeiträge einzelner Sektoren jeweils ebene Wellen vorliegen, für die $E_s/H_s = Z_{F0}$ gilt, folgt auch für die Überlagerung der elektrischen und magnetischen Felder mehrerer Sektoren s

$$\frac{E}{H} = \frac{\sqrt{\sum_s E_s^2}}{\sqrt{\sum_s H_s^2}} = \frac{\sqrt{\sum_s H_s^2 Z_{F0}^2}}{\sqrt{\sum_s H_s^2}} = Z_{F0}. \quad (6.16)$$

Von daher reicht die Angabe der elektrischen Feldstärke E oder der magnetischen Feldstärke H grundsätzlich aus, um mit Hilfe des erweiterten COST-Hata Modells die Exposition vollständig im Sinne der in Deutschland zur Anwendung kommenden 26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (26. BImSchV) [Bun13c] zu bewerten. Alternativ kann eine Bestimmung der äquivalenten Leistungsdichte S^E bzw. der äquivalenten Leistungsdichte S^H erfolgen (siehe Kapitel 2.4.1.2).

Die aufgrund eines Sektors einer Basisstation an einem Betrachtungsort vorherrschende Exposition wird hier unter Berücksichtigung von (6.15) über (5.12) bestimmt. Für die Summenexposition durch mehrere Sektoren s ergibt sich somit:

$$\begin{aligned} S^E(x, y) &= \sum_s S_s^E(x, y) = \frac{4\pi}{\lambda^2} \sum_s \frac{P_{T,BS,s}}{L_{\text{exp},s}(x, y)} \\ &= \frac{4\pi}{\lambda^2} \sum_s \frac{P_{T,BS,s} G_{BS} |\mathbf{C}_{BS}(\theta_{BS}(x, y), \psi_{BS}(x, y))|^2}{L_{\text{cov,iso},s}(x, y)} \end{aligned} \quad (6.17)$$

(x, y) kennzeichnen die x und y -Koordinaten. Als Berechnungshöhe wird die Antennenhöhe der Mobilstation von $h_{MS} = 1,5$ m zugrunde gelegt. Die Sendeleistungen der Basisstationen in den einzelnen Sektoren $P_{T,BS,s}$ sind so zu wählen, dass die gewünschte Versorgung erzielt wird. $L_{\text{cov,iso},s}$ sind die mittels (6.10) bestimmten Funkfelddämpfungen, welche für die Versorgung relevant sind. Da an allen Sektoren die gleiche Mobilfunkbasisstationsantenne eingesetzt wird, ist für deren Gewinn G_{BS} und Richtcharakteristik \mathbf{C}_{BS} keine Indizierung erforderlich. Für die äquivalente Leistungsdichte S^H gilt eine entsprechende Beziehung.

Wenngleich die beiden äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H identisch sind, so gibt ihr Betrag keine Leistungsdichte im Sinne eines Energietransportes an, da die Beiträge der einzelnen Basisstationen einen Energietransport in verschiedenen Richtungen bewirken.

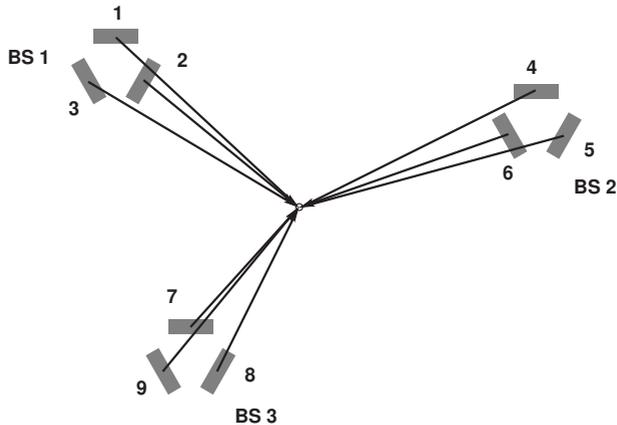


Bild 6.6: Schematische Darstellung zur Berücksichtigung der Beiträge mehrerer Sektoren. Die Zahlen an den einzelnen Sektorantennen kennzeichnen die Nummern der Sektoren s .

6.3 Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell *ihert3d*

Strahlenoptische Wellenausbreitungsmodelle können eingesetzt werden, falls die Abmessungen der im Szenario vorhandenen Objekte groß gegenüber der Wellenlänge sind. Im strengen Sinne bezieht sich die Begriffswahl *strahlenoptisch* nur auf die Beschreibung im Rahmen der geometrischen Optik und ihrer Erweiterungen um gebeugte Strahlen (UTD, GTD). Im ursprünglichen Sinne strahlenoptische Wellenausbreitungsmodelle werden aber häufig erweitert – und weiterhin als strahlenoptisch bezeichnet – um insbesondere auch Streueffekte zu beschreiben. Streuung kann bei der Interaktion von Wellen mit Objekten, welche vergleichbar groß oder kleiner als die Wellenlänge der einfallenden Welle sind, auftreten. Ebenso können die Interaktionen elektromagnetischer Wellen an rauen Oberflächen als Streuung beschrieben werden.

Ein besonderer Vorzug strahlenoptischer Modelle ist die Zerlegung der individuellen Pfade in einzelne vertikal und horizontal polarisierte Komponenten, welche schlussendlich eine von der Polarisation abhängige Beschreibung des Ausbreitungsverhaltens ermöglicht. Dies erlaubt die explizite Bestimmung der vektoriellen Feldgrößen \mathbf{E} und \mathbf{H} . Da typischerweise nur die Bestimmung der Empfangsleistungen im Vordergrund steht, werden die vektoriellen Feldgrößen jedoch meist nicht weiter verarbeitet. Im Rahmen dieser Arbeit werden sie erstmalig zur Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{exp} , welche sich z.T. deutlich von der Funkfelddämpfung L_{cov} unterscheidet, genutzt.

Bei dem hier eingesetzten strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* werden mögliche Ausbreitungspfade zwischen jeweils zwei definierten Punkten bestimmt und die auf die einzelnen Pfade zurückzuführenden Signalamplituden ermittelt. Bei den berücksichtigten Punkten handelt es sich einerseits um die Positionen der Basisstationen andererseits um Positionen, welche sich auf einem äquidistanten Gitter in der Höhe der Mobilstationen befinden. Letztere werden als Betrachtungsorte bezeichnet. Im Gegensatz zu einfacheren 2D Modellen werden dabei im 3D Modell alle Raumdimensionen betrachtet. Unter Berücksichtigung der Eigenschaften der verwendeten Antennen werden für die relevanten Betrachtungsorte die Funkfelddämpfungen L_{cov} bestimmt. Darüber hinaus ist durch die Bestimmung der Funkfelddämpfungen L_{exp} eine Expositionsbestimmung möglich.

Die Objekte im betrachteten Teilgebiet der Stadt Karlsruhe liegen als Polygone vor. Jedem einzelnen Polygon können geeignete Materialparameter zugewiesen werden. Es werden nur Positionen außerhalb der von den Polygonen gebildeten Gebäuden berücksichtigt. D.h. Wohnräume, welche Betrachtungsorte innerhalb von Gebäuden darstellen, bleiben unbeachtet.

Neben einem – möglicherweise vorhandenen – direkten Ausbreitungspfad berücksichtigt das verwendete Modell die Wellenausbreitungsphänomene der

- Reflexion
- Beugung
- Streuung

Bei dem hier eingesetzten strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* wird ein als Ray-tracing bezeichnetes Verfahren angewandt. Für eine detaillierte Beschreibung des Verfahrens und der Implementierung der betrachteten Phänomene sei auf [Mau05, Kapitel 4] verwiesen.

6.3.1 Bestimmung der Übertragungseigenschaften

Das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* liefert neben den Aus- und Einfallswinkeln am Sender und Empfänger für alle ermittelten Pfade i die Übertragungsfunktionen

$$H_i|_{\mathbf{C}_R, \mathbf{C}_T} = \frac{V_{R,i}(f)}{V_T(f)} \Big|_{\mathbf{C}_R, \mathbf{C}_T} \quad (6.18)$$

für die jeweils an Sendern und Empfängern verwendeten vektoriellen Richtcharakteristiken \mathbf{C}_T bzw. \mathbf{C}_R , welche die Polarisationen berücksichtigen. Unter der Annahme, dass die Phase am Sender 0° beträgt ist $V_T(f) = |V_T(f)|$.

Der Betrag der Leerlaufspannungsamplitude $|V_T|$ am Sender hängt mit der Sendeleistung P_T über [GW98]

$$|V_T| = \sqrt{8Re(Z_{AT}^*)P_T} \quad (6.19)$$

zusammen. Z_{AT} ist die Impedanz der Sendeantenne, welche konjugiert komplex an die Impedanz des Senders $Z_T = Z_{AT}^*$ angepasst ist. Unter Einbeziehung von (5.21), welche den Zusammenhang zwischen der Empfangsspannung V_R und der aufgrund der einfallenden Welle vorherrschenden elektrischen Feldstärke \mathbf{E} liefert sowie (3.14), folgt für jeden einzelnen Pfad i unter der Annahme dass für die Gewinne $G_T = G_R = 1$ gilt,

$$\frac{V_{R,i}}{V_T} \Big|_{\mathbf{C}_R, \mathbf{C}_T} = \frac{\lambda}{4\pi} \mathbf{C}_R^T \mathbf{T}_i \mathbf{C}_T. \quad (6.20)$$

Hierbei ist die übliche Gleichheit der Realteile der Impedanzen auf Sende- und Empfangsseite berücksichtigt. Die Transfermatrix \mathbf{T}_i beschreibt die Polarisatonsseigenschaften des Funkkanals für eine Ausbreitung entlang des Pfades i .

Zur effizienten Bestimmung der Transfermatrizen \mathbf{T}_i wird das eingesetzte strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* in einem Modus genutzt, welcher gleichzeitig die Übertragungsfunktionen für jeweils zwei orthogonale Polarisationen an Sender und Empfänger berechnet. Aus diesen beiden orthogonalen Polarisationen lässt sich jede beliebige Polarisation generieren.

Am Sender und Empfänger werden dabei jeweils vektorielle Richtcharakteristiken eingesetzt, welche entweder eine rein horizontale oder eine rein vertikale Polarisation für den relevanten Pfad aufweisen. Insgesamt resultieren hieraus die vier Kombinationen:

$$\mathbf{C}_T = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = \mathbf{e}_\theta \quad \text{und} \quad \mathbf{C}_R = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = \mathbf{e}_\theta \quad \text{für} \quad T_{\theta\theta} \quad (6.21)$$

$$\mathbf{C}_T = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{e}_\psi \quad \text{und} \quad \mathbf{C}_R = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = \mathbf{e}_\theta \quad \text{für} \quad T_{\theta\psi} \quad (6.22)$$

$$\mathbf{C}_T = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = \mathbf{e}_\theta \quad \text{und} \quad \mathbf{C}_R = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{e}_\psi \quad \text{für} \quad T_{\psi\theta} \quad (6.23)$$

$$\mathbf{C}_T = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{e}_\psi \quad \text{und} \quad \mathbf{C}_R = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{e}_\psi \quad \text{für} \quad T_{\psi\psi} \quad (6.24)$$

Die Elemente der Transfermatrix \mathbf{T}_i hängen somit über

$$T_{\mathbf{C}_R, \mathbf{C}_T, i} = \mathbf{C}_R^T \mathbf{T}_i \mathbf{C}_T = \frac{4\pi}{\lambda} \left(\frac{V_{R,i}}{V_T} \right) \Big|_{\mathbf{C}_R, \mathbf{C}_T} = \frac{4\pi}{\lambda} (H_i) \Big|_{\mathbf{C}_R, \mathbf{C}_T} \quad (6.25)$$

von den Übertragungsfunktionen ab. Für die vektoriellen Richtcharakteristiken des Senders bzw. Empfängers werden hier nicht beliebige Richtcharakteristiken eingesetzt, sondern lediglich die oben genannten Kombinationen. Da die betrachteten Richtcharakteristiken jedoch ein Orthonormalsystem bilden, kann mit den so gewonnenen Ergebnissen jede beliebige Polarisation nachgebildet werden.

Im Modell werden für die Sender die definierten Basisstationsstandorte (siehe Kapitel 10) und für die Empfänger die Betrachtungsorte, an denen Mobilstationen auf einem äquidistanten Raster positioniert werden können, angenommen. Aufgrund der Reziprozität des Funkkanals könnten Sender und Empfänger zur Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{cov} prinzipiell auch vertauscht sein. Lediglich die Transfermatrix würde sich entsprechend ändern. Die Funkfelddämpfung L_{exp} ist hier allerdings nur im Downlink, mit der Basisstation als Sender, definiert. Im Weiteren wird daher – wie auch schon beim ebenfalls betrachteten erweiterten COST-Hata Modell – für den mit T bezeichneten Sender die Bezeichnung BS und für den mit R bezeichneten Empfänger die Bezeichnung MS verwendet.

Eine Zeitvarianz des Funkkanals, in dem Sinne, dass die Leerlaufspannung am Empfänger neben der Abhängigkeit von der Frequenz auch eine Funktion der Zeit ist, wird im Rahmen dieser Arbeit nicht berücksichtigt, d.h. $V_R(f) \neq V_R(f, t)$. Sowohl die Objekte im Szenario als auch die Basisstation und Mobilstation sind damit als ortsfest angenommen. Dennoch sind die Ergebnisse auch für den in der Praxis relevanten Fall von bewegten Mobilstationen gültig, solange zum einen der Doppler-Effekt keine Rolle spielt und zum anderen die Sendeleistungen instantan an die sich mit der Bewegung ändernden Ausbreitungsbedingungen angepasst werden. Beide Annahmen werden als erfüllt betrachtet.

6.3.2 Bestimmung der elektrischen und magnetischen Feldgrößen

Ein ganz entscheidender Vorteil, den das verwendete strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* im Vergleich zum ebenfalls betrachteten empirischen COST-Hata Modell aufweist, ist die explizite und getrennte Bestimmung der elektrischen Feldstärken \mathbf{E} und magnetischen Feldstärken \mathbf{H} .

Die elektrische Feldstärke \mathbf{E} kann über (3.17) bestimmt werden. Zur besseren Übersichtlichkeit wird diese Formel, mit der hier verwendeten Konvention der Basisstation als Sender, nochmals angegeben:

$$\mathbf{E} = \sqrt{\frac{P_{T,BS} G_{BS} Z_{F0}}{2\pi}} \sum_i (\mathbf{T}_i \mathbf{C}_{BS}(\theta_{BS,i}, \psi_{BS,i}))_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z} \quad (6.26)$$

Die magnetische Feldstärke \mathbf{H} wird unter Berücksichtigung, dass für den einzelnen Pfad, der auf eine ebene Welle zurückzuführen ist, $\mathbf{H}_i = \mathbf{k}_i \times \mathbf{E}_i / Z_{F0}$ gilt, über

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{P_{T,BS} G_{BS}}{2\pi Z_{F0}}} \sum_i (\mathbf{k}_i \times \mathbf{T}_i \mathbf{C}_{BS}(\theta_{BS,i}, \psi_{BS,i}))_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z} \quad (6.27)$$

ermittelt. Im Vergleich zum Stand der Technik, bei dem implizit von Freiraumbedingungen ($\mathbf{H} = \mathbf{E} / Z_{F0}$) ausgegangen wird, ist hierbei eine explizite Bestimmung der Feldgrößen möglich.

6.3.3 Funkfelddämpfung L_{exp}

Die Bestimmung der für die Exposition relevanten Funkfelddämpfung L_{exp} kann in Anlehnung an (5.19) – unter Berücksichtigung von (6.26) – über

$$L_{\text{exp}} = \frac{(4\pi/\lambda)^2}{G_{\text{BS}} \left| \sum_i (\mathbf{T}_i \mathbf{C}_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS},i}, \psi_{\text{BS},i}))_{r,\theta,\psi \rightarrow x,y,z} \right|^2} \quad (6.28)$$

erfolgen. Für die Summation sind hierbei alle Pfade i zu berücksichtigen.

6.3.4 Funkfelddämpfung L_{cov}

Die zur Bestimmung der entnehmbaren Empfangsleistung P_{R} relevante Funkfelddämpfung L_{cov} ergibt sich in Anlehnung an (5.28) zu

$$L_{\text{cov}} = \frac{(4\pi/\lambda)^2}{G_{\text{MS}} G_{\text{BS}} \left| \sum_{i=1} \mathbf{C}_{\text{MS}}^{\text{T}}(\theta_{\text{MS},i}, \psi_{\text{MS},i}) \mathbf{T}_i \mathbf{C}_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS},i}, \psi_{\text{BS},i}) \right|^2}, \quad (6.29)$$

wobei im Gegensatz zu (5.28) hierbei die Bezeichnungen MS für den Empfänger und BS für den Sender verwendet werden.

Optional zur Betrachtung im sphärischen Koordinatensystem kann durch eine Koordinatentransformation wie in (6.28) auch eine Addition der Teilbeiträge in kartesischen Koordinaten erfolgen. Diese – in (6.28) zwingend erforderliche – Transformation würde hier aber lediglich einen Mehraufwand bedeuten.

6.3.5 Unterschied zwischen der Funkfelddämpfung L_{cov} und der Funkfelddämpfung L_{exp}

Die gemäß (6.28) bzw. (6.29) bestimmten Funkfelddämpfungen L_{exp} und L_{cov} weichen – wie auch schon in Kapitel 6.2.6 für das erweiterte COST-Hata Modell dargestellt – erheblich voneinander ab. Bild 6.7 zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Quotienten aus den Funkfelddämpfungen L_{cov} und den Funkfelddämpfungen L_{exp} für die jeweils dominanten Sektoren des in Kapitel 10 betrachteten Bestandsnetzes. Auch hier zeigt sich, dass die Funkfelddämpfungen L_{cov} typischerweise erheblich größer sind als die jeweils zugehörigen Funkfelddämpfungen L_{exp} .

Im Gegensatz zur Darstellung in Bild 6.5, welches die Situation unter Berücksichtigung des erweiterten COST-Hata Modells darstellt, können hierbei aber für einige Betrachtungsorte für die Funkfelddämpfungen L_{cov} Werte festgestellt werden, welche kleiner als die zugehörigen Funkfelddämpfungen L_{exp} abzüglich des Gewinnes der Mobilstation von $G_{MS} = 2,64$ dB(i) sind. Dies ist auf den Umstand zurückzuführen, dass bei der Betrachtung der Funkfelddämpfung L_{exp} alle am Betrachtungsort einfallenden Pfade mit gleichem Gewicht berücksichtigt werden. Im Falle der Funkfelddämpfung L_{cov} werden diese hingegen mit der Richtcharakteristik der Mobilstation gewichtet. Bei der Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{exp} kann es sein, dass sich einige für den jeweiligen Betrachtungsort dominante Pfade destruktiv überlagern und damit zu einer relativ großen Funkfelddämpfung L_{exp} führen. Bei der Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{cov} , welche unter Berücksichtigung der Richtcharakteristik der Mobilstation erfolgt, werden in einigen Fällen Pfade, welche eine destruktive Überlagerung nach sich ziehen würden, aufgrund der Ausrichtung der Mobilstation weniger stark gewichtet. Somit können die Beiträge, die zu einer destruktiven Interferenz führen, unterdrückt werden. Da im Falle des erweiterten COST-Hata Modells lediglich von einem Pfad ausgegangen wird, kann es dort zu keinen derartigen Interferenzerscheinungen kommen.

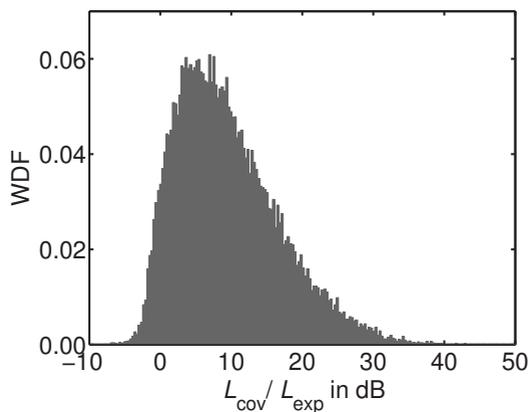


Bild 6.7: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Quotienten aus den Funkfelddämpfungen L_{cov} und den Funkfelddämpfungen L_{exp} .

6.3.6 Frequenzabhängigkeit

Zur Untersuchung der prinzipiellen Frequenzabhängigkeit werden für das Szenario der Stadt Karlsruhe jeweils die Funkfelddämpfungen für 2050 MHz und 1950 MHz bestimmt. Bild 6.8 zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Quotienten der beiden Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp},2050\text{MHz}}$ und $L_{\text{exp},1950\text{MHz}}$ an allen Betrachtungsorten. Der Quotient entspricht auf einer logarithmischen Skala einer Differenz.

Der Medianwert dieser Differenzen beträgt 0,47 dB. Für das ebenfalls betrachtete erweiterte COST-Hata Modell beträgt der Unterschied 0,45 dB (siehe Kapitel 6.2.1). Die auf den Medianwert bezogene Frequenzabhängigkeit der Funkfelddämpfung ist somit nahezu identisch zu der des ebenfalls betrachteten empirischen Wellenausbreitungsmodells. Beide Unterschiede liegen etwas über dem Wert von 0,43 dB, welcher sich unter der Annahme einer Freiraumausbreitung ergeben würde.

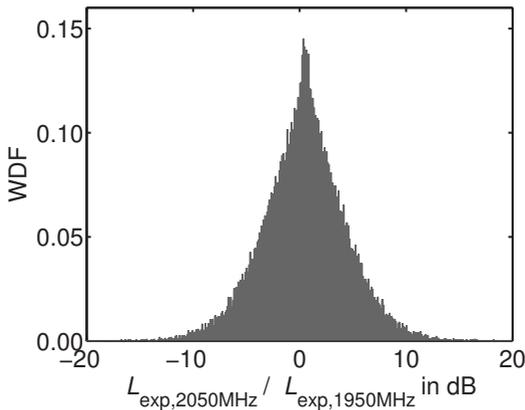


Bild 6.8: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Unterschiedes der auftretenden Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp},2050\text{MHz}}$ und $L_{\text{exp},1950\text{MHz}}$ bei 2050 MHz bzw. 1950 MHz.

6.3.7 Exposition durch mehrere Sektoren

Die Exposition aufgrund mehrerer Sektoren ist additiv zu ermitteln. Wie für das erweiterte COST-Hata Modell in Kapitel 6.2.8 dargestellt kann die Summenexposition über

$$S^E(x, y) = \sum_s S_s^E(x, y) = \sum_s \frac{P_{T,BS,s}}{L_{exp,s}(x, y)} \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (6.30)$$

bestimmt werden.

Aufgrund der Mehrwegeausbreitung existiert aber kein einfacher Zusammenhang zwischen den Funkfelddämpfungen L_{cov} und den Funkfelddämpfungen L_{exp} , so dass eine Bestimmung der Exposition über die Funkfelddämpfung L_{cov} – wie im Falle des erweiterten COST-Hata Modells – hier nicht möglich ist. Zudem sind die E/H -Verhältnisse an den jeweiligen Betrachtungsorten beliebig.

6.4 Konsistenzprüfung der eingesetzten Modelle

Aufgrund der Ableitung aus einer Vielzahl von Messdaten kann das COST-Hata Modell als validiert betrachtet werden. Ebenso ist die hohe Verlässlichkeit des eingesetzten strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* nachgewiesen (siehe [FMK⁺06, Fül0, Mau05, Knö09]). In dieser Arbeit wird aufgezeigt, dass beide Modelle in sich konsistent sind.

Bild 6.9 zeigt die mit dem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* berechneten Funkfelddämpfungen L_{cov} im Vergleich mit den Ergebnissen, die das erweiterte COST-Hata Modell bzw. das Freiraummodell liefern. Als Standort wird hierbei die Position der Basisstation 3 des in Kapitel 10 betrachteten Mobilfunknetzes zugrunde gelegt. Am Sender und den Empfängern wird, wie beim COST-Hata Modell selbst, eine vertikale Polarisation der Antennen bei isotroper Richtcharakteristik angenommen.

Die mit dem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* bestimmten Funkfelddämpfungen L_{cov} sind als einzelne Punkte über dem jeweiligen Abstand R markiert. Die aus diesen Funkfelddämpfungen L_{cov} bestimmten Medianwerte sind durch Kreise gekennzeichnet.

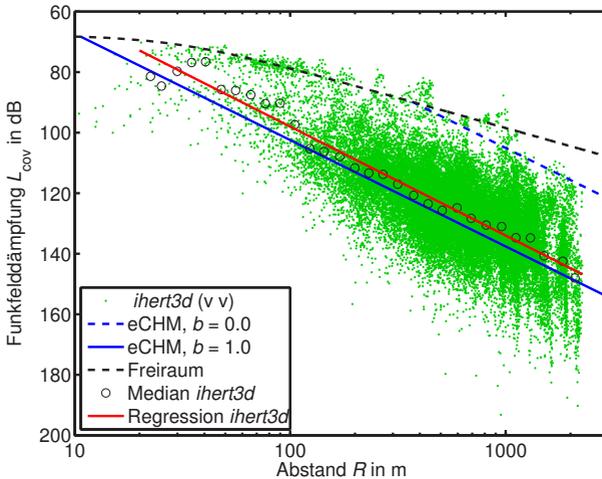


Bild 6.9: Mittels des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* bestimmte Funkfelddämpfungen L_{cov} für jeweils einen vertikal polarisierten Sender und vertikal polarisierte Empfänger an verschiedenen Betrachtungsorten (grüne Punkte). Sender und Empfänger verfügen über eine isotrope Richtcharakteristik. Funkfelddämpfungen des erweiterten COST-Hata Modells (blau) und des Freiraummodells (schwarz) zum Vergleich.

Aus einer linearen Regression der Medianwerte ergibt sich eine zu den Kurven des erweiterten COST-Hata Modells nahezu parallel verlaufende Gerade. Der Verlauf dieser Regressionsgeraden entspricht einem Bebauungsparameter von $b \approx 0,9$. D.h. die Funkfelddämpfung L_{cov} entspricht in guter Näherung der Funkfelddämpfung des COST-Hata Modells für urbanes Gebiet.

Bei dem Einsatz einer -45° -Polarisation am Sender und vertikaler Polarisation am Empfänger ergibt sich die in Bild 6.10 dargestellte Situation. Die -45° -Polarisation kann in einen horizontalen und einen vertikalen Anteil zerlegt werden. Hierbei wird die Hälfte der Leistung horizontal, die andere Hälfte vertikal polarisiert abgestrahlt.

Die Funkfelddämpfungen L_{cov} sind typischerweise etwas höher als im kopolarisierten Fall. Aufgrund der in der Praxis vorhandenen Polarisationsüberkoppung fällt der Unterschied in den Medianwerten mit etwa 1,7 dB deutlich geringer aus als der bei einer ungestörten Freiraumausbreitung erwartete Unterschied von 3 dB. Dies deutet darauf hin, dass etwa 35 % der mit horizontaler Polarisation abgestrahlten Leistung am Empfänger in vertikaler Polarisation vorliegt.

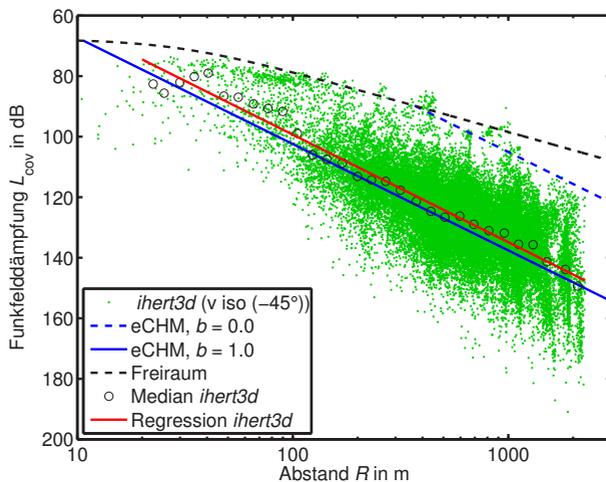


Bild 6.10: Mittels des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* bestimmte Funkfelddämpfungen L_{cov} für einen Sender mit -45° -Polarisation und vertikal polarisierte Empfänger an verschiedenen Betrachtungsorten (grüne Punkte). Sender und Empfänger verfügen über eine isotrope Richtcharakteristik. Funkfelddämpfungen des erweiterten COST-Hata Modells (blau) und des Freiraummodells (schwarz) zum Vergleich.

Für die Kurve der Freiraumausbreitung ist eine ideale Polarisationsanpassung angenommen. D.h. diese bleibt im Vergleich mit dem in Bild 6.9 dargestellten kopolarisierten Fall – wie die Kurven des erweiterten COST-Hata Modells – unverändert.

Der erhebliche Einfluss des Nutzers auf den Gewinn und die Richtcharakteristik der Antenne an der Mobilstation führt typischerweise zu einer höheren Funkfelddämpfung L_{cov} . In Bild 6.11 sind daher die Funkfelddämpfungen L_{cov} unter Berücksichtigung der mittels FEKO modellierten Mobilstation (siehe Kapitel 4.2) dargestellt. Hier ist mit Funkfelddämpfungen L_{cov} zu rechnen, welche im Median etwa 8 dB höher sind als bei der Annahme einer isotropen Antenne mit vertikaler Polarisation (vgl. mit Bild 6.9).

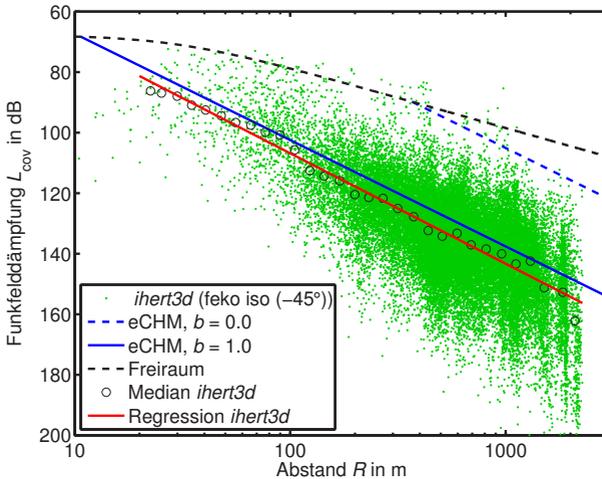


Bild 6.11: Mittels des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* bestimmte Funkfelddämpfungen L_{cov} für einen Sender mit -45° -Polarisation sowie isotroper Richtcharakteristik und der mit FEKO modellierten Mobilstation als Empfänger (siehe Kapitel 4.2) an verschiedenen Betrachtungsorten (grüne Punkte). Funkfelddämpfungen des erweiterten COST-Hata Modells (blau) und des Freiraummodells (schwarz) zum Vergleich.

Bild 6.12 zeigt für das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* die Funkfelddämpfungen L_{exp} für den Fall des Senders mit -45° -Polarisation sowie isotroper Richtcharakteristik. Für das erweiterte COST-Hata Modell sowie das Freiraummodell sind die Funkfelddämpfungen L_{cov} dargestellt. Im Vergleich mit Bild 6.11, welches auch für das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* die Funkfelddämpfungen L_{cov} zeigt, treten im Falle der Funkfelddämpfungen L_{exp} deutlich geringere Funkfelddämpfungen auf. Zudem ist die Streuung der Werte etwas geringer.

Die Standardabweichungen bzgl. der Regressionsgeraden betragen etwa

- 9 dB für die Funkfelddämpfung L_{cov} bei vertikal polarisierter Empfangsantenne (Bilder 6.9 und 6.10)
- 11 dB für die Funkfelddämpfung L_{cov} bei Berücksichtigung der mittels FEKO modellierten Mobilstation (Bild 6.11)
- 8 dB bei der Betrachtung der Funkfelddämpfung L_{exp} (Bild 6.12)

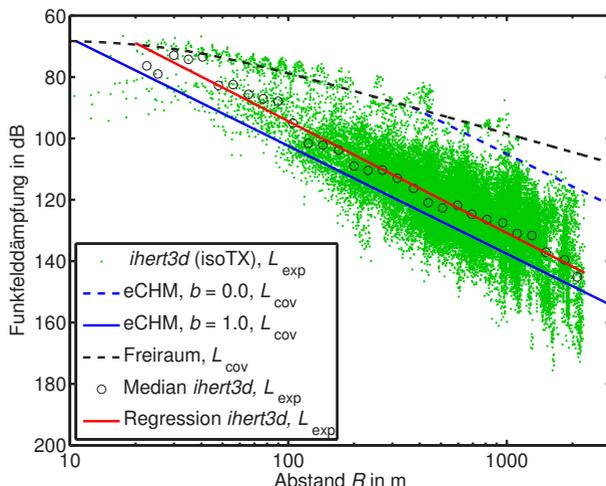


Bild 6.12: Mittels des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* bestimmte Funkfelddämpfungen L_{exp} für einen Sender mit -45° -Polarisation sowie isotroper Richtcharakteristik an verschiedenen Betrachtungsorten (grüne Punkte). Funkfelddämpfungen L_{cov} des erweiterten COST-Hata Modells (blau) und des Freiraummodells (schwarz) zum Vergleich.

Mit etwa 9 dB ist somit die Standardabweichung für die Funkfelddämpfung L_{cov} im vertikal kopolarisierten Fall geringfügig höher als die typischerweise angenommenen 7 – 8 dB [GW98]. Am geringsten ist die Standardabweichung bei der Funkfelddämpfung L_{exp} . Dieser Fall entspricht einer fiktiven isotropen Antenne am Empfänger, welche eine ideale Polarisationsanpassung zu dem am Betrachtungsort vorliegenden Feld aufweist. Durch den der Richtcharakteristik eines $\lambda/2$ -Dipols überlagerten Einfluss des Kopfmodells ist dort die Standardabweichung mit etwa 11 dB am größten.

Abschließend lässt sich festhalten, dass das erweiterte COST-Hata Modell sowie das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* sehr gut vergleichbare Funkfelddämpfungen liefern.

6.5 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit werden als Wellenausbreitungsmodelle ein um einen Bebauungsparameter erweitertes COST-Hata Modell und das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* betrachtet. Unter Berücksichtigung der Richtcharakteristiken der eingesetzten Antennen werden die Funkfelddämpfungen L_{cov} und Funkfelddämpfungen L_{exp} explizit angegeben. Der angestellte Vergleich der beiden im Detail betrachteten Wellenausbreitungsmodelle zeigt deren Konsistenz auf. Tabelle 6.1 fasst wesentliche Unterschiede bzw. Merkmale der hier näher betrachteten Wellenausbreitungsmodelle zusammen.

erweitertes COST-Hata Modell (Kapitel 6.2)	strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell <i>ihert3d</i> (Kapitel 6.3)
+ schnell	- zeitaufwändig
+ günstig	- kostenintensiv
+ einfache Implementierung	- aufwändige Implementierung
+ als allgemeingültig akzeptiert	- nur eingeschränkt übertragbar
- typischerweise ungenau für ein konkretes Szenario	+ hohe Genauigkeit für ein konkretes Szenario
- keine Informationen über Polarisationseigenschaften des Funkkanals	+ vollständige Informationen über Polarisationseigenschaften des Funkkanals

Tabelle 6.1: Vergleich einiger Eigenschaften des erweiterten COST-Hata Modells (siehe Kapitel 6.2) und des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* (siehe Kapitel 6.3).

7 Charakteristische Eigenschaften der Feldgrößen im urbanen Gebiet

Die in Kapitel 3.4 erläuterte Mehrwegeausbreitung führt zu Abweichungen der Eigenschaften der elektrischen und magnetischen Feldgrößen im Vergleich zum idealisierten Fall der Freiraumausbreitung. In diesem Kapitel sollen daher die für die Expositionsbestimmung relevanten Abweichungen, der am Betrachtungsort vorliegenden Felder, vom Freiraumfall näher analysiert werden.

Hierzu werden in Kapitel 7.1 zunächst die Winkelspreizungen für ein typisches urbanes Szenario betrachtet. Anhand der Winkelspreizungen kann der Einfluss der Mehrwegeausbreitung abgeschätzt werden. Bezüglich der Fragestellung inwieweit das Verhältnis aus elektrischer Feldstärke E und magnetischer Feldstärke H dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} entspricht, erfolgt in Kapitel 7.2 anschließend eine Analyse des E/H -Verhältnisses. Im Weiteren wird in Kapitel 7.3 untersucht, ob für die im Rahmen dieser Arbeit angestellten statistischen Untersuchungen für die Expositionsbestimmung die Beschränkung auf eine Feldgröße genügt. Der Vollständigkeit halber wird in Kapitel 7.4 zudem die durch die Funkwellenausbreitung auftretende Depolarisation des von der Mobilfunkbasisstationsantenne abgestrahlten Signals analysiert.

Als Basis für die Untersuchungen dienen Ergebnisse, welche mit Hilfe des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d*, für das hier betrachtete Teilgebiet der Stadt Karlsruhe, ermittelt sind.

7.1 Winkelspreizung

Große Werte der in Kapitel 3.4.2.1 definierten Winkelspreizungen können als Indiz für die Relevanz der Mehrwegeausbreitung angesehen werden. Die Bilder 7.1 und 7.2 zeigen die gemäß (3.18) bzw. (3.19) bestimmten Winkelspreizungen in der Elevations- und Azimutebene σ_θ bzw. σ_ψ , welche an den jeweiligen Betrachtungsorten in dem betrachteten Teilgebiet der Stadt Karlsruhe in der Berechnungshöhe von 1,5 m auftreten.

Die einfallenden Pfade werden dabei unabhängig von ihrer Polarisation berücksichtigt. An der gekennzeichneten Stelle befindet sich eine Basisstation. Hierbei handelt es sich um die Position, welche auch für die Basisstation 2 des in Kapitel 10 betrachteten Bestandsnetzes genutzt wird.

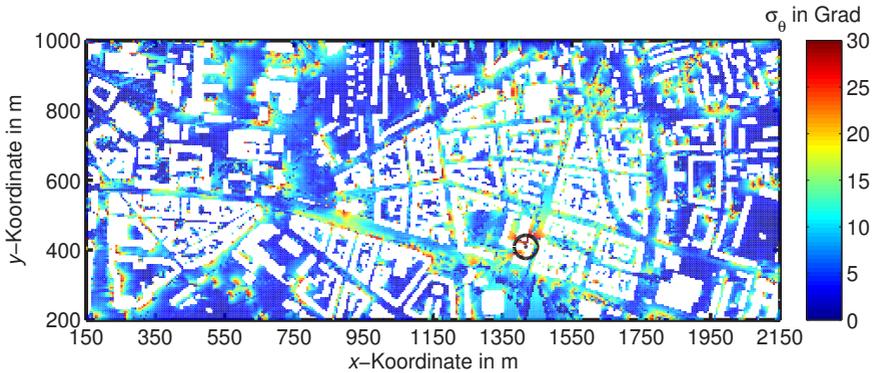


Bild 7.1: Winkelspreizungen in der Elevationsebene σ_θ im betrachteten urbanen Szenario. Eine Basisstation mit isotroper Richtcharakteristik und -45° -Polarisation befindet sich an der markierten Position \odot .

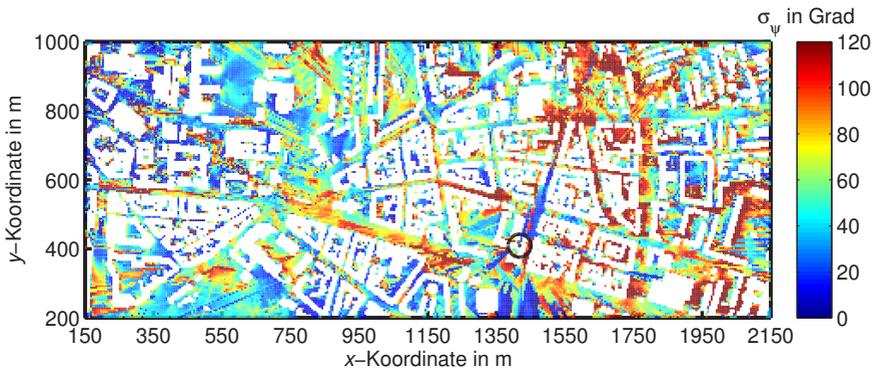


Bild 7.2: Winkelspreizungen in der Azimutebene σ_ψ im betrachteten urbanen Szenario. Eine Basisstation mit isotroper Richtcharakteristik und -45° -Polarisation befindet sich an der markierten Position \odot .

Um den Einfluss der Bündelung durch die ausgeprägte Richtcharakteristik einer Mobilfunkbasisstationsantenne auszuschließen, wird an der Basisstation eine fiktive isotrope Antenne mit einer -45° -Polarisation in der Ausbreitungsrichtung aller Pfade betrachtet.

Die Winkelspreizung in der Elevationsebene σ_θ ist meist gering (siehe Bild 7.1), lediglich in der unmittelbaren Umgebung zur Basisstation sowie in der Nähe von einigen Gebäuden nimmt diese mehrere 10° an. Typischerweise sind also Pfade aus einem engen Bereich von Elevationswinkeln von Relevanz.

Bei einer Betrachtung der Winkelspreizung in der Azimutebene ψ_S (siehe Bild 7.2) zeigen sich hingegen oftmals Werte von mehreren 10° . An vielen Betrachtungsorten betragen die Winkelspreizungen sogar über 100° . Somit ist für das vorliegende urbane Szenario an diesen Betrachtungsorten von einer hohen Relevanz der Mehrwegeausbreitung auszugehen.

7.2 E/H -Verhältnis

In der Praxis wird bei der lokalen Expositionsbestimmung typischerweise lediglich die elektrische Feldstärke E – bzw. die aus der elektrischen Feldstärke E gewonnene äquivalente Leistungsdichte S^E – bestimmt (siehe z.B. [Reg03, BNS02, BWN⁺05, Wus12a]). Eine explizite Bestimmung der magnetischen Feldstärke H findet hingegen in der Regel nicht statt. Die u.a. in der Messvorschrift der BNetzA [Reg03] getroffene Annahme, dass Freiraumeigenschaften ebenfalls im Fernfeldabstand vorliegen, ist bei realen Szenarien aufgrund der Mehrwegeausbreitung nicht korrekt.

Die hier dargestellten Analysen der Winkelspreizung zeigen auf, dass die Annahme von Freiraumbedingungen für ein urbanes Szenario, welches stark von Effekten der Mehrwegeausbreitung beeinflusst wird, lokal betrachtet nicht haltbar ist. Darüber hinaus ist der für eine ebene Welle definierte Begriff „Wellenwiderstand“ nicht sinnig. Hier wird deshalb die Bezeichnung E/H -Verhältnis verwendet (siehe Kapitel 3.4.2.2).

Bild 7.3 gibt für das betrachtete urbane Szenario das explizit aus den Feldstärken bestimmte E/H -Verhältnis an den verschiedenen Betrachtungsorten wieder. Im Vergleich mit Bild 7.2 zeigt sich, dass das E/H -Verhältnis – insbesondere an Betrachtungsorten an denen große Winkelspreizungen im Azimut σ_ψ auftreten – z.T. erheblich von dem Wert des Freiraumfeldwellenwiderstandes Z_{F0} abweicht. Für benachbarte Betrachtungsorte kann darüber hinaus keine allmähliche Änderung verzeichnet werden, vielmehr ist eine beliebige Abweichung zu erkennen. D.h. auch für benachbarte Betrachtungsorte kann unabhängig voneinander entweder der elektrische oder der magnetische Feldeinfluss überwiegen. Die Unabhängigkeit ist auf den Umstand zurückzuführen, dass die zugrunde gelegte Wellenlänge mit $\lambda = 0,15$ m erheblich kleiner ist als die gewählte Auflösung von 5 m.

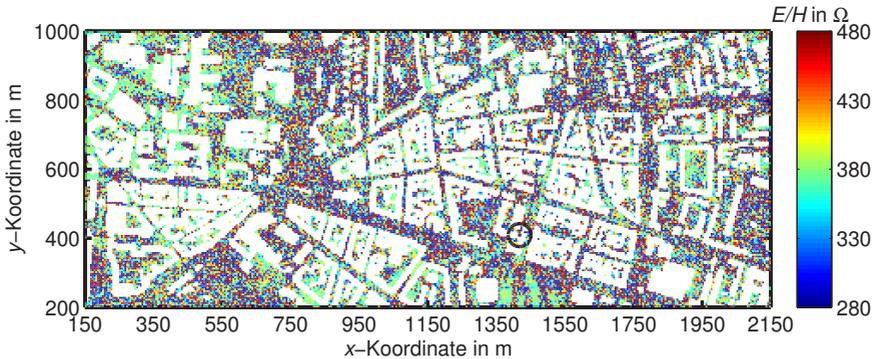


Bild 7.3: E/H -Verhältnisse für die um eine Basisstation mit einer fiktiven isotropen Antenne und -45° -Polarisation entstehenden Feldstärken. Der Sender befindet sich an der markierten Position \odot .

Für eine zuverlässige, flächendeckende Versorgung reicht der bislang berücksichtigte Basisstationsstandort nicht aus. Bild 7.4 zeigt die E/H -Verhältnisse für eine aus fünf Basisstationen bestehende Netzkonfiguration. Die Standorte der Basisstationen entsprechen denen des in Kapitel 10 betrachteten Bestandsnetzes. Bis auf eine außerhalb des Gebietes liegende Basisstation sind die Standorte im Bild gekennzeichnet. Als Antennen sind hierbei an allen Standorten die mit FEKO modellierte Mobilfunkbasisstationsantenne mit -45° -Polarisation und einem Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$ berücksichtigt. Für eine geeignete Sektorisierung werden drei Antennen pro Standort eingesetzt. Es wird angenommen, dass die einzelnen Sektoren die gleiche Leistung abstrahlen. Die Feldstärkebeiträge verschiedener Sektoren werden leistungsmäßig – d.h. inkohärent – addiert (siehe Anhang B).

Im Vergleich mit Bild 7.3 zeigen sich nun zusätzliche Betrachtungsorte, an denen das E/H -Verhältnis relativ gut dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} entspricht (z.B. im Bereich $250 \text{ m} \leq x \leq 700 \text{ m}$, $y \approx 200 \text{ m}$). An anderen Stellen weicht das E/H -Verhältnis jedoch nun stärker vom Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} ab als in Bild 7.3 (z.B. im Bereich $150 \text{ m} \leq x \leq 400 \text{ m}$, $600 \text{ m} \leq y \leq 1000 \text{ m}$). Diese Unterschiede sind auf die veränderten Feldstärken zurückzuführen, welche durch die größere Anzahl der Basisstationen, mit zudem anderen Antennen, bedingt sind.

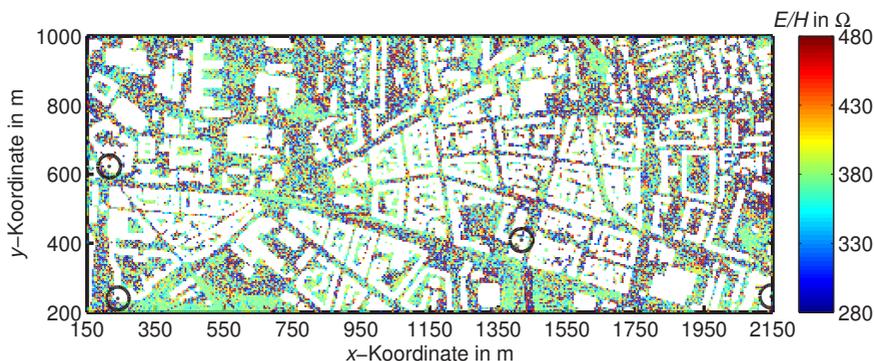


Bild 7.4: E/H -Verhältnisse für das aus fünf Basisstationen bestehende Netz. Modellierte FEKO-Mobilfunkbasisstationsantenne an allen Standorten. Eine Basisstation liegt außerhalb des dargestellten Ausschnittes bei $(x = 1355,51 \text{ m}, y = 1250,45 \text{ m})$. Die anderen Basisstationen befinden sich an den markierten Positionen \odot .

Im Sinne einer Erfüllung der Vorgaben der 26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (26. BImSchV) [Bun13c] müssen die Grenzwerte für elektrische und magnetische Feldgrößen getrennt eingehalten werden. Diese Grenzwerte unterscheiden sich in dem vom Mobilfunk genutzten Frequenzbereich in sehr guter Näherung um den Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} . Da das E/H -Verhältnis im typischen Szenario mit Mehrwegeausbreitung aber im Allgemeinen nicht mehr dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} entspricht, ist für eine punktweise lokale Bewertung der Exposition eine explizite Betrachtung beider Größen unumgänglich.

Sofern beispielsweise lediglich eine Bestimmung der elektrischen Feldstärke E erfolgt, wird bei einer ungeprüften Annahme des Freiraumfeldwellenwiderstandes Z_{F0} für das E/H -Verhältnis an Betrachtungsorten mit $E/H < Z_{F0}$ die magnetische Feldstärke H unterschätzt, an Stellen mit $E/H > Z_{F0}$ wird die magnetische Feldstärke H überschätzt. Falls die magnetische Feldstärke H explizit bestimmt wird und die elektrische Feldstärke E unter Annahme von Freiraumbedingungen abgeleitet wird, erfolgt an Orten mit $E/H > Z_{F0}$ eine Unterschätzung der elektrischen Feldstärke E , an Orten mit $E/H < Z_{F0}$ findet hingegen eine Überschätzung der elektrischen Feldstärke E statt.

Bild 7.5(a) zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des an allen Betrachtungsorten ausgewerteten E/H -Verhältnisses in dem betrachteten urbanen Gebiet bei der Versorgung mit fünf Basisstationen. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion liefert die Wahrscheinlichkeit das auf der Abszisse angegebene E/H -Verhältnis vorzufinden.

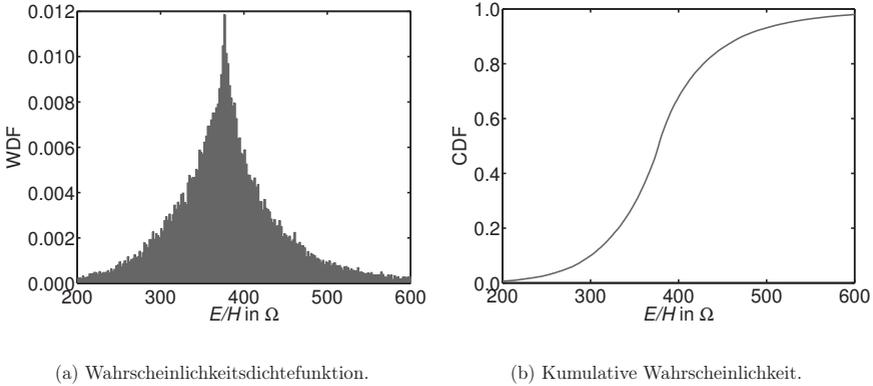


Bild 7.5: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion und kumulative Wahrscheinlichkeit des E/H -Verhältnisses im urbanen Gebiet für die betrachtete Netzkonfiguration mit fünf Basisstationen im Stadtgebiet von Karlsruhe.

Wenngleich das Maximum der dargestellten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion um $E/H = 377\Omega \approx Z_{F0}$ (Bild 7.5(a)) an vielen Betrachtungsorten in guter Näherung auf ein Antreffen von Freiraumbedingungen für das E/H -Verhältnis hindeutet, so sind doch auch an zahlreichen Positionen große Abweichungen vom Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} zu verzeichnen. Die in Bild 7.5(b) dargestellte kumulative Wahrscheinlichkeit bzw. Verteilungsfunktion (CDF) erlaubt eine etwas detailliertere Auswertung. Der Medianwert des E/H -Verhältnisses entspricht dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} . Lediglich für etwa 50% der berücksichtigten Betrachtungsorte stimmt das Verhältnis von E/H innerhalb einer Toleranzgrenze von $\pm 10\%$ mit dem Freiraumwert überein. An etwa 12% der Positionen beträgt die Abweichung mehr als 30%.

Wird nun auf einem logarithmischen Maßstab die Abweichung des E/H -Verhältnisses vom Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} als

$$\Delta_{E/H} = 20 \log_{10} \frac{E/H}{Z_{F0}} \quad (7.1)$$

definiert, so stimmt das E/H -Verhältnis an 55% der Positionen innerhalb ± 1 dB, was einer Abweichung von etwa 12% nach oben und 11% nach unten entspricht, mit dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} überein. An etwa 9% der Positionen ist die Abweichung größer als 3 dB. D.h. die hier anzutreffenden E/H -Verhältnisse führen für die äquivalenten Leistungsdichten S^E bzw. S^H auf einen Unterschied von mehr als einem Faktor zwei!

Um die Exposition an einzelnen Betrachtungsorten zu bestimmen, reicht es daher keinesfalls aus, lediglich eine Feldgröße zu ermitteln! Bei einer ausschließlichen Bestimmung der elektrischen Feldstärke E wird die magnetische Feldstärke H durch die inkorrekte Zugrundelegung des Freiraumfeldwellenwiderstandes Z_{F0} für das E/H -Verhältnis an 22% der Betrachtungsorte um mehr als 1 dB, an 10% um mehr als 2 dB und an 4,4% um mehr als 3 dB unterschätzt. Bei einer Bestimmung der Exposition ausschließlich auf Basis der magnetischen Feldstärke H ergibt sich für die elektrische Feldstärke E eine vergleichbare Unterschätzung. Selbst bei einer Addition eines Sicherheitsfaktors von 3 dB würde somit an 4,4% der Betrachtungsorte, d.h. etwa an jeder zwanzigsten Position, die nicht explizit bestimmte Feldgröße unterschätzt werden!

7.3 Beschränkung auf die äquivalente Leistungsdichte S^E

7.3.1 Statistische Analysen für das Versorgungsgebiet

Für die statistische Analyse der Exposition im gesamten Versorgungsgebiet, welche im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt werden soll, ist die absolute Genauigkeit der lokalen Expositionsbestimmung an einem einzelnen Betrachtungsort von untergeordneter Bedeutung. Wichtig sind hier hingegen verlässliche Bestimmungen verschiedener statistisch relevanter Größen (siehe Kapitel 5.3). Damit stellt sich die Frage, wie groß die Unterschätzungen statistischer Kenngrößen der Exposition bei ausschließlicher Bestimmung einer Feldgröße sind.

Für das betrachtete Szenario sind in Bild 7.6 die ortsabhängigen äquivalenten Leistungsdichten S^E bezogen auf den im betrachteten Gebiet auftretenden Maximalwert der äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H

$$S^{\max} = \max(S^E, S^H) \quad (7.2)$$

dargestellt.

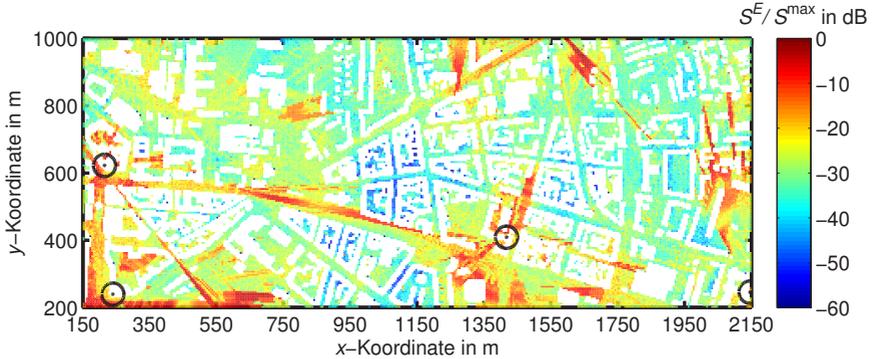
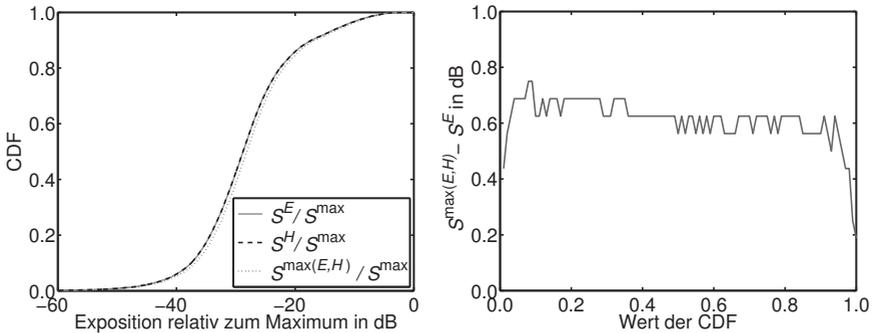


Bild 7.6: Äquivalente Leistungsdichten S^E bezogen auf die im Gebiet maximal auftretende Leistungsdichte S^{\max} .

Im Hinblick auf die statistische Relevanz der Betrachtung lediglich einer äquivalenten Leistungsdichte, nämlich entweder der äquivalenten Leistungsdichte S^E oder der äquivalenten Leistungsdichte S^H , zeigt Bild 7.7(a) die kumulativen Wahrscheinlichkeiten (CDF). Diese geben die kumulativen Wahrscheinlichkeiten an einen kleineren Wert als den auf der x -Achse aufgetragenen Wert anzutreffen. Die äquivalenten Leistungsdichten sind hierbei auf den auftretenden Maximalwert S^{\max} bezogen. Eingezeichnet sind neben den kumulativen Wahrscheinlichkeiten für S^E/S^{\max} und S^H/S^{\max} die kumulative Wahrscheinlichkeit für den lokal aus der äquivalenten Leistungsdichte S^E und der äquivalenten Leistungsdichte S^H gebildeten Maximalwert

$$S^{\max(E,H)} = S^{\max(E,H)}(x, y) = \max(S^E(x, y), S^H(x, y)), \quad (7.3)$$

welcher in Bild 7.7(a) ebenfalls auf das globale Maximum S^{\max} bezogen ist. $S^{\max(E,H)}$ bezieht sich also auf das lokale Maximum, welches jeweils aus der äquivalenten Leistungsdichte S^E und der äquivalenten Leistungsdichte S^H an den einzelnen Betrachtungsorten gebildet wird, während S^{\max} hingegen das globale Maximum darstellt. Für die Bewertung der Exposition an den jeweiligen Betrachtungsorten ist im Hinblick auf die gesetzlichen Vorgaben das Maximum der äquivalenten Leistungsdichten $S^{\max(E,H)}$ die relevante Größe.



(a) Kumulative Wahrscheinlichkeiten der äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H , sowie des über allen Beobachtungspunkten gebildeten Maximums $S^{\max(E,H)}$. Als Bezugsgröße ist jeweils das globale Maximum der äquivalenten Leistungsdichten S^{\max} gewählt.

(b) Differenz der Expositionen im Hinblick auf gesetzliche Vorgaben $S^{\max(E,H)}$ und der äquivalenten Leistungsdichten S^E in Abhängigkeit des Wertes der kumulativen Wahrscheinlichkeit.

Bild 7.7: Die Analyse der kumulativen Wahrscheinlichkeiten dient zur Abschätzung des Fehlers, welcher bei der ausschließlichen Betrachtung einer Feldgröße bei einer statistischen Expositionsanalyse entsteht.

Der deckungsgleiche Verlauf der kumulativen Wahrscheinlichkeiten für die äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H in Bild 7.7(a) zeigt auf, dass diese in Bezug auf statistische Kenngrößen auf gleiche Expositionen führen. Die Verteilungsfunktion des für eine sichere Bestimmung der Exposition relevanten Maximums der äquivalenten Leistungsdichten $S^{\max(E,H)}$ ist in sehr guter Näherung ein etwas nach rechts verschobenes Abbild des Verlaufes der kumulativen Wahrscheinlichkeiten für S^E bzw. S^H .

Bild 7.7(b) stellt die über dem Wert der kumulativen Wahrscheinlichkeit aufgetragene Differenz von $S^{\max(E,H)}$ und S^E dar. Im Mittel entspricht die Differenz etwa 0,6 dB, der maximale Unterschied tritt bei einem kleinen Wert der kumulativen Wahrscheinlichkeit und damit geringer Exposition auf und beträgt 0,75 dB. Für große Werte der kumulativen Wahrscheinlichkeit, welche auch hohe äquivalente Leistungsdichten berücksichtigen, wird die Differenz geringer. Dies ist auf den Umstand zurückzuführen, dass an Stellen mit großen äquivalenten Leistungsdichten tendenziell eher dominante Sichtverbindungen vorhanden sind, welche die Eigenschaften einer Freiraumausbreitung aufweisen, als an den Betrachtungsorten mit kleinen äquivalenten Leistungsdichten.

In Abhängigkeit von der Anzahl und den Positionen der berücksichtigten Basisstationen verändert sich die Differenz leicht, bleibt aber typischerweise deutlich unter 1 dB. Somit kann festgehalten werden, dass bei einer statistischen Analyse der Exposition die Betrachtung einer Feldgröße bzw. einer äquivalenten Leistungsdichte ausreicht. Im Hinblick auf die sich aus einer lokalen Maximumwertbildung der äquivalenten Leistungsdichten ergebende $S^{\max(E,H)}$ findet bei ausschließlicher Betrachtung von S^E bzw. S^H eine mittlere Unterschätzung von deutlich weniger als 1 dB statt.

7.3.2 Lokale Analysen

Im Gegensatz zu dem vertretbaren Fehler, der bei einer statistischen Analyse über dem gesamten Versorgungsgebiet aus der Betrachtung lediglich einer Feldgröße resultiert, ist bei einer punktuellen Betrachtung der Exposition hingegen völlig unklar, inwiefern sich die andere – im Hinblick auf die Grenzwerte relevante – Feldgröße unterscheidet. Bild 7.8 zeigt die in einem Ausschnitt der Dimension $60\text{ cm} \times 60\text{ cm}$ auf das Maximum der in diesem Ausschnitt auftretenden äquivalenten Leistungsdichte S^{\max} bezogenen äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H . Bild 7.8(a) bezieht sich auf die äquivalente Leistungsdichte S^E , während Bild 7.8(b) die äquivalente Leistungsdichte S^H zugrunde liegt. Die gewählte Auflösung von 1 cm entspricht einem 15-tel der Wellenlänge, der dargestellte Ausschnitt entspricht einer Ausdehnung von jeweils vier Wellenlängen in x - bzw. y -Richtung.

Als Sender wird nur der sich in der Nähe befindliche Standort der in Kapitel 10 berücksichtigten Basisstation 2 bei $(x = 1417,47\text{ m}, y = 409,19\text{ m})$ betrachtet. Hier wird am Sender eine fiktive isotrope Antenne mit -45° -Polarisation angenommen.

Lokale Maxima bzw. Minima der äquivalenten Leistungsdichten S^E und S^H treten an jeweils verschiedenen Betrachtungsorten auf. Entsprechend sind auch in Bild 7.9, welches die E/H -Verhältnisse in dem Ausschnitt darstellt, an den meisten Betrachtungsorten deutliche Abweichungen vom Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} zu verzeichnen. Wegen der dominanten Mehrwegeausbreitung in dem betrachteten Ausschnitt stimmen hier lediglich für etwa 21 % der Betrachtungsorte die E/H -Verhältnisse innerhalb von $\pm 10\%$ mit dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} überein. Dies zeigt nochmals deutlich, dass die Betrachtung einer Feldgröße bei einer punktuellen Bestimmung der Exposition keinesfalls ausreicht!

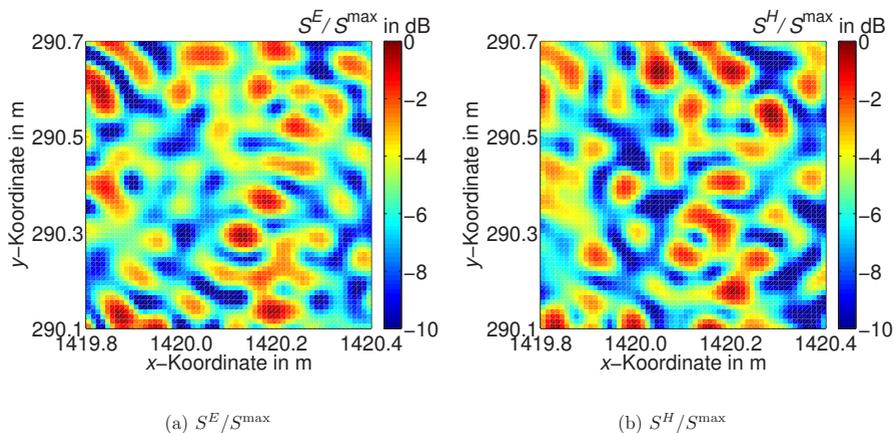


Bild 7.8: Äquivalente Leistungsdichten S^E und S^H bezogen auf den Maximalwert der äquivalenten Leistungsdichte S^{\max} .

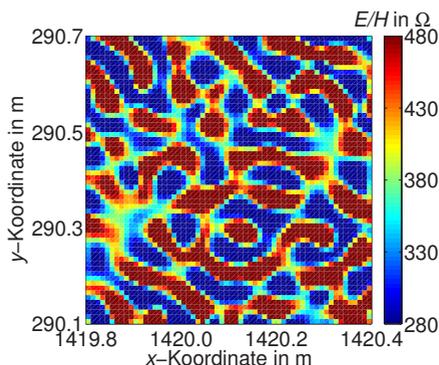


Bild 7.9: E/H -Verhältnisse im betrachteten Ausschnitt.

Wird anstatt der punktwweisen Bestimmung der Exposition das Maximum einer Feldgröße über einen größeren Bereich ermittelt, so zeigt sich, dass bei einer hinreichend guten räumlichen Auflösung die Maxima der äquivalenten Leistungsdichten $\max(S^E)$ und $\max(S^H)$ nahezu identisch sind. Für das in Bild 7.8 dargestellte Beispiel unterscheiden sich die Maxima der äquivalenten Leistungsdichten $\max(S^E)$ und $\max(S^H)$ bei einer Auflösung von 10 cm um 0,75 dB, bei einer Auflösung von 1 cm beträgt der Unterschied lediglich 0,19 dB.

Aufgrund der erheblichen lokalen Schwankungen wird bei Messungen zur Bestimmung der maximalen Exposition daher über verschiedene geeignete Verfahren versucht das um einen Betrachtungsort auftretende Maximum der jeweils bestimmten Feldgröße zu ermitteln [BSW12]. Relevante Verfahren sind das Schwenk-, Dreh- sowie das Punktrasterverfahren. Eine Erläuterung der verschiedenen Verfahren ist beispielsweise in [BS05] zu finden. Allerdings wird bei diesen in der Praxis angewandten Verfahren die in der Messvorschrift der BNetzA [Reg03] definierte Messhöhe nicht mehr eingehalten.

Im Hinblick auf die Einhaltung der Grenzwerte ist eine lokale Ermittlung der Exposition nur dann verlässlich, wenn das über einen größeren Bereich auftretende Maximum bestimmt wird. Die Ausdehnung des hierzu betrachteten Bereiches sollte dabei mindestens in der Größenordnung einer Wellenlänge liegen.

7.4 Polarisierungseigenschaften

In der Praxis wird bei Messungen zur Expositionsbestimmung in der Regel eine Empfangsantenne mit linearer Polarisation verwendet. Für einen kurzen Überblick auf die zeitgemäße Mobilfunkmesstechnik bezüglich der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern sei auf [BSW12, Wus12b] verwiesen.

Durch die Wahl einer linear polarisierten Empfangsantenne kann eine sich drehende Polarisation, welche für eine ebene Welle durch die Elliptizität der Polarisationsellipse beschrieben wird, nicht voll erfasst werden. In Abhängigkeit von der jeweiligen Elliptizität der Polarisationsellipse sowie der Polarisation wird lediglich ein Teil der Leistung erfasst. Der Fall der elliptischen Polarisation, die im besonderen Fall der zirkularen Polarisation zu einer Unterbewertung der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern von 3 dB führen kann, wird in der Praxis entweder nicht beachtet oder als irrelevant bezeichnet [Wus02, TD02]. Diese – im Nahbereich einer linear polarisierten Antenne weitgehend richtige Annahme – ist aber nicht a priori auch in großem Abstand zur Feldquelle korrekt. In diesem Abschnitt soll daher bewertet werden, inwieweit diese Annahme im Versorgungsgebiet gerechtfertigt ist.

Es sei darauf hingewiesen, dass die Polarisation im exakten Sinne lediglich für eine einzelne ebene Welle definiert ist. Hier werden deshalb zur Beschreibung der Ausrichtung der elektrischen Feldvektoren die in Kapitel 3.5 definierten Bezeichnungen „reduzierter Neigungswinkel τ “ bzw. „reduzierter Elliptizitätswinkel ε “ verwendet.

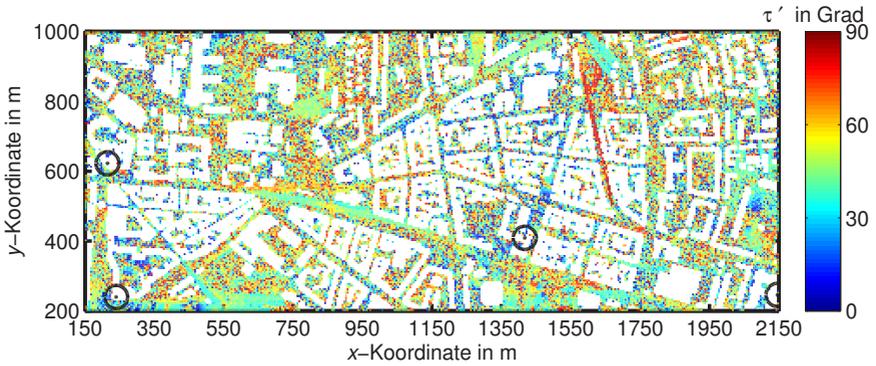


Bild 7.10: Reduzierte Neigungswinkel τ' der elektrischen Feldstärkevektoren \mathbf{E}_s für die jeweils dominanten Sektoren im betrachteten urbanen Szenario.

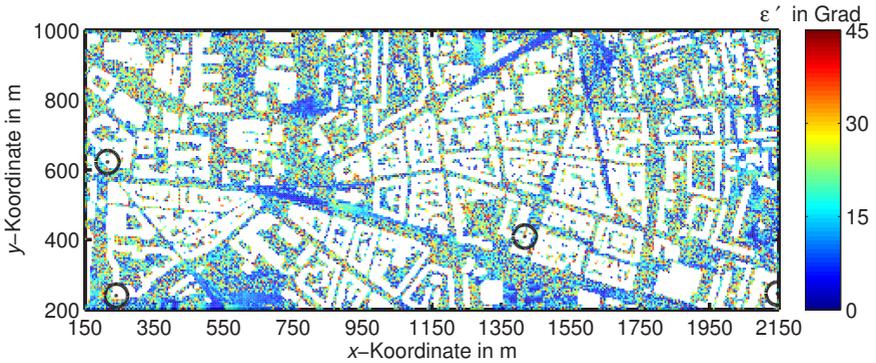


Bild 7.11: Reduzierte Elliptizitätswinkel ε' der elektrischen Feldstärkevektoren \mathbf{E}_s für die jeweils dominanten Sektoren im betrachteten urbanen Szenario.

Für die an den jeweiligen Betrachtungsorten dominanten Sektoren zeigt Bild 7.10 die reduzierten Neigungswinkel τ' und Bild 7.11 die reduzierten Elliptizitätswinkel ε' der elektrischen Feldstärken \mathbf{E}_s . Hierbei ist das aus fünf Basisstationen bestehende Bestandsnetz im betrachteten urbanen Szenario der Stadt Karlsruhe zugrunde gelegt. Als Antennen werden an allen Sektoren die mittels FEKO modellierte Mobilfunkbasisstationsantenne eingesetzt.

Vorzugsweise an den Betrachtungsorten, an denen das E/H -Verhältnis in guter Näherung dem Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} entspricht (vgl. Bild 7.4), zeigen sich – entsprechend der Situation im Fall der Freiraumausbreitung – reduzierte Neigungswinkel von $\tau' \approx 45^\circ$ und kleine reduzierte Elliptizitätswinkel. Andersorts nehmen die betrachteten Winkel aber beliebige Werte an.

Bild 7.12(a) zeigt die zu den reduzierten Neigungswinkeln τ' und den reduzierten Elliptizitätswinkeln ε' zugehörigen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen. Zum Vergleich zeigt Bild 7.12(b) die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen unter der Annahme einer Freiraumausbreitung. Die Maximalwerte liegen zwar bei vergleichbaren Winkeln, jedoch sind die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für das urbane Szenario (Bild 7.12(a)) erheblich verbreitert, was auf eine signifikante Depolarisation des gesendeten Signals hinweist. Bild 7.12(b) zeigt zudem, dass die Mobilfunkbasisstationsantenne auch im Freiraumfall eine von Null verschiedene Elliptizität aufweist. Die von Null verschiedene Elliptizität ist auf die Stromverteilung, welche insbesondere durch einen – hinter den Einzelelementen positionierten – Reflektor beeinflusst wird, zurückzuführen.

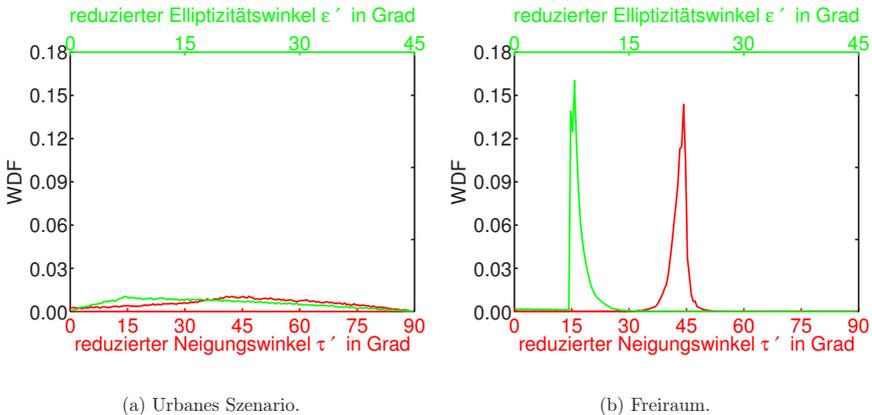


Bild 7.12: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der reduzierten Poincaré-Winkel.

Im Vergleich zu Bild 3.5(b), dem ebenfalls die modellierte Mobilfunkbasisstationsantenne zugrunde liegt, zeigt Bild 7.12(b) hier – insbesondere für den reduzierten Neigungswinkel τ' – eine geringere Streuung der Winkel. Aufgrund der größeren Anzahl der Basisstationsstandorte ist nämlich gleichzeitig die Wahrscheinlichkeit größer, dass die einzelnen Betrachtungsorte in einer Hauptstrahlrichtung der dominanten Sektoren liegen, für die jeweils ähnliche reduzierte Poincaré-Winkel resultieren.

Nähere Analysen ergeben, dass an etwa 22% der Betrachtungsorte $\varepsilon' > 27,0^\circ$ ist und an etwa 4,1% der Betrachtungsorte $\varepsilon' > 37,4^\circ$ ist. Für diese reduzierten Elliptizitätswinkel ε' betragen die Fehler, die bei einer Messung mit einer linear polarisierten Empfangsantenne entstehen, 1 dB bzw. 2 dB. D.h. es werden nur 79% (entsprechend $10^{-0.1}$) bzw. nur 63% (entsprechend $10^{-0.2}$) der auf den dominanten Sektor bezogenen Leistungsdichte detektiert. Der maximal auftretende Fehler, welcher bei einer zirkularen Polarisation zu verzeichnen ist, beträgt 3 dB. Da lokal aber nicht bekannt ist, wie hoch der Fehler am jeweiligen Betrachtungsort ist, sollten zur Sicherstellung einer Worst-Case Abschätzung, neben weiteren Unsicherheiten, bei der messtechnischen Expositionsbestimmung 3 dB für Polarisationseffekte addiert werden. Für die im Rahmen dieser Arbeit auf der Basis der Funkfelddämpfung L_{exp} bestimmte Exposition, welche unmittelbar aus dem Betrag der elektrischen Feldstärke $|\mathbf{E}|$ folgt, sind die Polarisationsseigenschaften implizit erfasst.

Übrigens tritt ein reduzierter Neigungswinkel $\tau' = 90^\circ$, welcher einer vertikalen Polarisation bezüglich des Bodens entspricht, dabei praktisch nicht auf. In [ARR03, Kapitel 23] wird ohne Angabe einer näheren Erklärung festgestellt, dass in hügeligem Gebiet eine gesendete vertikale Polarisation am Empfänger eher als horizontale auftritt, als umgekehrt. Die Erklärung ist einfach: Eine exakt vertikale Polarisation wäre nur möglich, falls die zum Erdboden parallele Komponente der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} verschwindet. Bei der Abstrahlung einer parallel zum Erdboden polarisierten Komponente, wie im Falle einer $\pm 45^\circ$ -Polarisation, ist dies aber unwahrscheinlich. Generell ist beispielsweise durch Beugungseffekte über Dächer im urbanen Gebiet ohnehin eine bevorzugt horizontale Polarisation, d.h. parallel zum Erdboden, zu erwarten. Des Weiteren sind die Reflexionsfaktoren für die horizontale Polarisation typischerweise größer als für die vertikale Polarisation, wobei beim Einfall der Wellen unter dem Brewster-Winkel der vertikal polarisierte Anteil der Welle ganz verschwindet [GW98].

7.5 Fazit

Große Werte der Winkelspreizung der an einem Betrachtungsort aus verschiedenen Richtungen einfallenden Wellen sind ein Indiz für eine relevante Mehrwegeausbreitung. Die Mehrwegeausbreitung führt dazu, dass der Zusammenhang zwischen den elektrischen und magnetischen Feldgrößen z.T. erheblich von Freiraumverhältnissen abweicht. Dies betrifft insbesondere das E/H -Verhältnis, welches in der Praxis in der Regel unangemessen als Freiraumfeldwellenwiderstand Z_{F0} angenommen wird. In der Folge ist eine ausschließliche, auf den einzelnen Betrachtungsort bezogene, Expositionsbestimmung auf der Basis der elektrischen Feldstärke E oder der magnetischen Feldstärke H bisweilen mit einem sehr großen Fehler behaftet.

Zum Vergleich mit den Grenzwerten ist, bei einer lokalen Bestimmung der Exposition auf der Basis einer Feldgröße, daher die Ermittlung des Maximalwertes über einen ausgedehnten Bereich erforderlich. Die Ausdehnung dieses Bereiches sollte in der Größenordnung einer Wellenlänge liegen. Für eine statistische Analyse ist jedoch eine Expositionsbestimmung auf der Basis einer Feldgröße – mit einem Fehler von typischerweise weniger als 1 dB zum Maximalwert der elektrischen Feldstärke E bzw. magnetischen Feldstärke H – möglich.

Mit den in der Praxis zur Expositionsbestimmung üblicherweise verwendeten linear polarisierten Empfangsantennen bleiben Drehungen der Feldvektoren über der Zeit verborgen. Der hierdurch entstehende Fehler von bis zu 3 dB, welcher in der Regel außer Acht gelassen oder wegdiskutiert wird, sollte bei Messungen im Zweifelsfall berücksichtigt werden. Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Berechnungen sind die Feldstärken aber präzise bestimmbar.

8 Resultate für das Freiraummodell

Im Hinblick auf die zentrale Fragestellung dieser Arbeit, inwiefern die Zellgröße die Exposition beeinflusst, wird zunächst ein äußerst einfaches Beispiel – ein Szenario mit Freiraumausbreitung – betrachtet. Dieses soll zur Veranschaulichung der in den folgenden Kapiteln präsentierten Untersuchungen dienen. Im Gegensatz zu den darüber hinaus mit aufwändigeren Wellenausbreitungsmodellen untersuchten Szenarien, erlaubt dieser Ansatz eine analytische Bestimmung des Mittelwertes der äquivalenten Leistungsdichten.

Für diese rein analytische Betrachtung, bei der zudem die absolute Größe der Exposition ohne Belang ist, spielen die konkreten Parameter Frequenz f , minimale Empfangsleistung $P_{R,\min}$, Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} und Antennenhöhen der Mobilstationen h_{MS} keine Rolle.

8.1 Details des Szenarios

Die prinzipielle Geometrie des Szenarios ist in Bild 8.1 dargestellt. Auf den Boden bezogene Abstände werden mit dem Großbuchstaben R , direkte Abstände mit dem Kleinbuchstaben r bezeichnet. Es seien folgende, vereinfachende Annahmen getroffen:

- Die Funkwellenausbreitung kann durch eine ungestörte Freiraumausbreitung beschrieben werden (siehe Kapitel 6.1).
- Es existiere nur eine Basisstation.
- Es befinden sich M Mobilstationen im Versorgungsgebiet. Die auf die Fläche bezogene Dichte aktiver Mobilstationen sei mit μ bezeichnet.
- Die Antennen an der Basisstation und den Mobilstationen seien fiktive isotrope Antennen.
- Ein Nutzereinfluss auf die Richtcharakteristik und den Gewinn der Mobilstation sei ausgeschlossen.
- Die Basisstation wird als Sender, die Mobilstation hingegen als Empfänger betrachtet.

- Das an der Mobilstation vorliegende Feld der Basisstation weise eine ideale Polarisationsanpassung zur Antenne der Mobilstation auf.
- Für den zellspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,cell}$ wird eine feste Sendeleistung verwendet, welche ausschließlich aus der maximalen Funkfelddämpfung im Versorgungsgebiet bestimmt wird.
- Eine Sendeleistungsregelung für den nutzerspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,user}$ wird nicht berücksichtigt.
- Die Differenz der Antennenhöhen der Basisstation und Mobilstationen $\Delta h = h_{BS} - h_{MS}$ sei proportional zur Zellgröße R_C .
- Die Exposition wird für die Höhe bestimmt, in der sich auch die Antennenhöhen der Mobilstationen h_{MS} befinden.

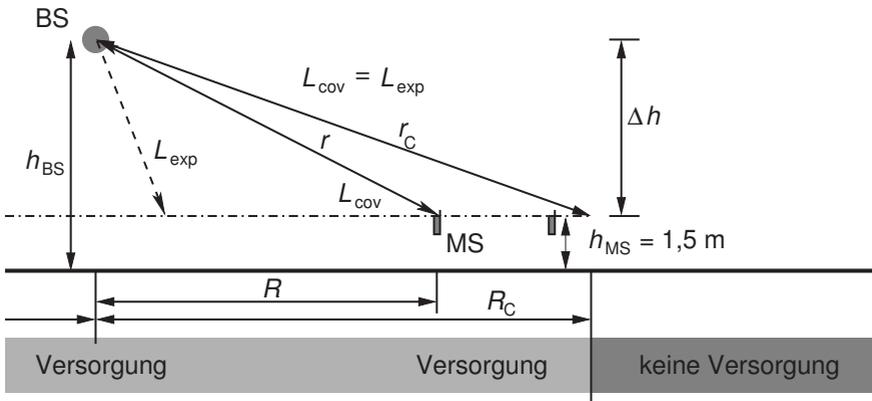


Bild 8.1: Prinzipielle Geometrie zur Bestimmung der Exposition beim Freiraummodell.

Aufgrund der ausschließlichen Betrachtung einer Basisstation liegt keine Netzstruktur vor. Die fiktive isotrope Antenne an der Basisstation impliziert – unter Annahme der Freiraumausbreitung – eine versorgte Zellfläche, welche kreisrund ist. Damit findet auch keine Unterteilung des Versorgungsgebietes in mehrere Sektoren statt. Da eine ideale Polarisationsanpassung des einfallenden Feldes an der Antenne der Mobilstation angenommen wird und zudem keine Verluste durch den Einfluss des Nutzers vorhanden seien, sind die Funkfelddämpfungen L_{cov} und Funkfelddämpfungen L_{exp} identisch.

Da die Nutzung einer Sendeleistungsregelung unterbleibt, wird für jede Mobilstation m , unabhängig von der tatsächlichen Funkfelddämpfung, dieselbe Sendeleistung wie für den zellspezifischen Anteil aufgewendet, d.h. $P_{T,BS,user,m} = P_{T,BS,cell}$. Damit ist aber die pro Mobilstation aufzuwendende Sendeleistung $P_{T,BS,user,m}$ insbesondere unabhängig von deren Position, womit die Verteilung der Mobilstationen keine Rolle spielt.

Bei einer größeren Zellgröße R_C ist die Antenne der Basisstation typischerweise höher positioniert als bei einer kleineren Zelle. Deshalb wird in einer Näherung erster Ordnung eine lineare Abhängigkeit des Höhenunterschiedes $\Delta h = h_{BS} - h_{MS}$ von der Zellgröße R_C angenommen.

8.2 Bestimmung der Sendeleistungen

Die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ setzt sich zusammen aus dem nutzerspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,user}$ und dem zellspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,cell}$ (siehe Kapitel 4.5). Hierbei wird die Vorgabe berücksichtigt, dass für die Verbindungen mit den einzelnen Mobilstationen eine jeweils identische Sendeleistung $P_{T,BS,user,m}$ wie für den zellspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,cell}$ aufzuwenden ist, d.h. $P_{T,BS,user,m} = P_{T,BS,cell}$. Somit bestimmt sich die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ zu

$$P_{T,BS} = P_{T,BS,user} + P_{T,BS,cell} = MP_{T,BS,user,m} + P_{T,BS,cell} = (M + 1) P_{T,BS,cell}. \quad (8.1)$$

Da die Anzahl aktiver Mobilstationen M von der Zellgröße R_C abhängt ist eine Beschreibung mit der Dichte aktiver Mobilstationen μ zweckmäßig. Damit wird (8.1) zu

$$P_{T,BS} = (\mu\pi R_C^2 + 1) P_{T,BS,cell}. \quad (8.2)$$

Hierin ist πR_C^2 die Zellfläche.

Die Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ wird durch die minimale Empfangsleistung der Mobilstation $P_{R,MS,min}$ und die maximale Funkfelddämpfung, welche am Rand des Versorgungsgebietes auftritt, bestimmt. Aufgrund der betrachteten Freiraumausbreitung gilt, dass die Funkfelddämpfung L_{cov} quadratisch mit dem direkten Abstand r zwischen der Basisstation und der Mobilstation ansteigt (siehe Kapitel 6.1). Für eine Mobilstation am Rande des Versorgungsgebietes ist der Abstand r_C zu berücksichtigen (siehe Bild 8.1).

Im Weiteren erfolgt lediglich eine relative Analyse der Abhängigkeit der Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ von der Zellgröße R_C . Daher ist die minimale Empfangsleistung der Mobilstation $P_{R,MS,\min}$ nicht explizit zu berücksichtigen. Somit wird das Gleichheitszeichen in (8.2) im Folgenden durch ein Proportionalitätszeichen ersetzt. Für die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ gilt deshalb

$$P_{T,BS} \propto \left(\mu R_C^2 + \frac{1}{\pi} \right) r_C^2. \quad (8.3)$$

Aufgrund der Tatsache, dass für die Höhendifferenz der Basisstation und Mobilstation typischerweise

$$\Delta h \ll R_C \quad (8.4)$$

gilt, darf in sehr guter Näherung

$$r_C \approx R_C \quad (8.5)$$

angenommen werden. Damit wird (8.3) zu

$$P_{T,BS} \propto \left(\mu R_C^2 + \frac{1}{\pi} \right) R_C^2. \quad (8.6)$$

Für $\mu R_C^2 \ll 1/\pi$, d.h. einem im Vergleich zur Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{T,BS,\text{cell}}$ kleinen nutzerspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,\text{user}}$, steigt die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ in etwa quadratisch mit der Zellgröße R_C , während sie für $\mu R_C^2 \gg 1/\pi$, d.h. einem vergleichsweise großen Anteil der nutzerspezifischen Sendeleistung, hingegen näherungsweise mit der vierten Potenz ansteigt.

8.3 Bestimmung der Exposition

Im Fall der Freiraumausbreitung ist die äquivalente Leistungsdichte S^E , und da die Ausbreitung durch eine einzelne ebene Welle beschrieben werden kann auch die Leistungsdichte S , unter Berücksichtigung von (5.12) und (6.5) über

$$S^E = S = \frac{P_{T,BS}}{L_{exp}} \frac{4\pi}{\lambda^2} = \frac{P_{T,BS}}{4\pi r^2} \quad (8.7)$$

bestimmbar. Der Abstand r , welcher sich auf den direkten Abstand zwischen der Antenne der Basisstation und dem Betrachtungsort bezieht, kann durch den am Boden gemessenen Abstand R und den Höhenunterschied zwischen der Antennenhöhe der Basisstation und der Antennenhöhe der Mobilstation Δh ausgedrückt werden und führt somit auf

$$S = \frac{P_{T,BS}}{4\pi (R^2 + \Delta h^2)}. \quad (8.8)$$

Für die im Rahmen dieser Arbeit angestellten Untersuchungen interessieren insbesondere statistisch relevante Kenngrößen der Leistungsdichte. Exemplarisch wird hier der Mittelwert der Leistungsdichten S_{avg} , welcher über eine einfache Mittelwertbildung gemäß

$$S_{avg} = \frac{\int S dA}{\int dA} \quad (8.9)$$

bestimmt werden kann, betrachtet. Die Integration ist hierbei über das gesamte Versorgungsgebiet auszuführen. dA ist ein infinitesimal kleines Flächenelement. Eine Auswertung des Zählers von (8.9) liefert unter Berücksichtigung von (8.6) und (8.8)

$$\int S dA \propto \left(\mu R_C^2 + \frac{1}{\pi} \right) R_C^2 \int_{\psi=0}^{\psi=2\pi} \int_{R=0}^{R_C} \frac{1}{R^2 + \Delta h^2} R dR d\psi. \quad (8.10)$$

Aufgrund der Symmetrieeigenschaften werden vorzugsweise Zylinderkoordinaten gewählt. Die Integration über den Azimutwinkel ψ liefert aufgrund der Zylindersymmetrie einen konstanten Faktor, der im Weiteren nicht berücksichtigt wird.

Die Auswertung des verbleibenden Integrals über den Abstand R führt auf

$$\int S dA \propto \left(\mu R_C^2 + \frac{1}{\pi} \right) R_C^2 (\ln(R_C^2 + \Delta h^2) - \ln(\Delta h^2)), \quad (8.11)$$

wobei „ \ln “ der natürliche Logarithmus ist. Wiederrum wird ein aus der Integration stammender konstanter Faktor nicht weiter berücksichtigt.

Wegen (8.4) ist $\ln(R_C^2 + \Delta h^2) \approx \ln(R_C^2)$. Mittels $\ln(a^b) = b \ln(a)$ kann dieses Ergebnis weiter vereinfacht werden zu

$$\int S dA \propto \left(\mu R_C^2 + \frac{1}{\pi} \right) R_C^2 (\ln(R_C) - \ln(\Delta h)). \quad (8.12)$$

Aufgrund der Annahme, dass die Zellgröße R_C proportional zur Höhendifferenz Δh der Antennen der Basisstation und Mobilstationen sei, gilt

$$\Delta h = k R_C. \quad (8.13)$$

Für die Konstante k gilt unter Beachtung von (8.4), dass $k \ll 1$. Einsetzen von (8.13) in (8.12) liefert

$$\int S dA \propto \left(\mu R_C^2 + \frac{1}{\pi} \right) R_C^2 (-\ln(k)). \quad (8.14)$$

Die Division von (8.14) durch die Zellfläche πR_C^2 liefert gemäß (8.9) – bis auf ignorierte Konstanten – den Mittelwert der Leistungsdichten S_{avg} . Da konstante Faktoren bei der Herleitung ignoriert wurden, gilt für den Mittelwert der Leistungsdichten S_{avg} :

$$S_{\text{avg}} \propto \left(\mu R_C^2 + \frac{1}{\pi} \right) (-\ln(k)) \quad (8.15)$$

Da $k < 1$ ist der Term auf der rechten Seite positiv.

8.4 Fazit

Unter Beachtung der berücksichtigten Annahmen zeigt (8.15), dass der Mittelwert der Leistungsdichten S_{avg} sich mit einer Veränderung der Zellgröße R_C nicht ändert, solange keine aktiven Mobilstationen in der Zelle sind ($\mu = 0$). Ein Rundfunksystem, bei dem eine individuelle Übertragung von Informationen an einzelne Teilnehmer nicht erforderlich wird, ist beispielsweise ein derartiges System. Die Unabhängigkeit der Exposition von der Zellgröße R_C folgt aus der Annahme, dass die Differenz der Antennenhöhen der Basisstation und Mobilstation Δh proportional zur Zellgröße R_C ist.

Unter Berücksichtigung einer nicht verschwindenden Dichte aktiver Mobilstationen μ steigt hingegen die Exposition mit zunehmender Zellgröße R_C an. Für $\mu R_C^2 \gg 1/\pi$ bzw. $\mu \gg 1/(\pi R_C^2)$ steigt der Mittelwert der Leistungsdichten S_{avg} näherungsweise quadratisch mit der Zellgröße R_C .

In den beiden folgenden Kapiteln wird untersucht, inwieweit sich dieses Ergebnis ändert, wenn anstatt der hier angenommenen Vereinfachungen realitätsnähere Annahmen getroffen werden.

9 Resultate für das erweiterte COST-Hata Modell

Im Folgenden werden detaillierte Ergebnisse für regelmäßige Netzstrukturen präsentiert, bei denen das erweiterte COST-Hata Modell als Wellenausbreitungsmodell berücksichtigt wird. Dieses empirische Modell ist in Kapitel 6.2 näher erläutert. Eine kurze Darstellung des Szenarios ist in Kapitel 1.3.1 enthalten. Weitere Einzelheiten sollen hier durch nähere Angaben ergänzt werden.

9.1 Details des Szenarios

Die wesentlichen Merkmale des Szenarios sind:

- Die Funkwellenausbreitung wird durch das erweiterte COST-Hata Modell beschrieben.
- Es werden mehrere Basisstationen auf einer regelmäßigen hexagonalen Struktur positioniert.
- Das Versorgungsgebiet einer Basisstation wird durch eine Sektorisierung unterteilt.
- An den Basisstationen wird die mit FEKO modellierte Mobilfunkbasisstationsantenne (siehe Kapitel 4.1.3) eingesetzt.
- Für die Mobilstationen wird die in Kapitel 4.2 beschriebene Konfiguration aus einem $\lambda/2$ -Dipol in unmittelbarer Nähe zu einem absorbierenden Medium berücksichtigt.
- Die Antennenhöhen der Mobilstationen betragen einheitlich $h_{MS} = 1,5$ m.
- An 95% der Betrachtungsorte soll eine Versorgung gewährleistet sein.
- Zur Abstrahlung von nutzerspezifischen Informationen wird optional eine Sendeleistungsregelung berücksichtigt.

Auch hier wird – wie in Kapitel 8 – für den zellspezifischen Anteil der Sendeleistung eine feste Sendeleistung $P_{T,BS,cell}$ verwendet, welche ausschließlich aus der maximalen Funkfelddämpfung im Versorgungsgebiet bestimmt wird. Aufgrund des Versorgungskriteriums, dass an 95% der Betrachtungsorte eine Versorgung

gewährleistet sein soll, ist hier die für die Versorgung relevante Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},95\%}$ von Interesse.

Da bei der Funknetzplanung an den Mobilstationen oftmals verlustfreie fiktive isotrope Antennen – oder isotrope Antennen mit geringen Verlusten – angenommen werden, wird hier zusätzlich zu dem mit FEKO modellierten $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell zum Vergleich ebenfalls eine fiktive isotrope Antenne an der Mobilstation betrachtet.

9.1.1 Netzstruktur

Durch die Berücksichtigung mehrerer benachbarter Basisstationen liegt eine zellulare Netzstruktur vor. Bild 9.1 zeigt links die Netzstruktur des betrachteten Szenarios. Das Mobilfunknetz besteht aus 19 regelmäßig angeordneten Hexagonen. Alle Mobilfunkbasisstationen in den Hexagonen sind identisch bezüglich ihrer Konfiguration. In der Mitte der Hexagone befindet sich jeweils eine Basisstation, welche über die installierten Antennen eine dreifache Sektorisierung des Versorgungsgebietes der Basisstation erlaubt. Die Hauptstrahlrichtungen der Mobilfunkbasisstationsantennen liegen in den Richtungen $\psi'_{\text{HSR}} = \{0^\circ, 120^\circ, 240^\circ\}$ (rechts in Bild 9.1). Im Gegensatz zur Nomenklatur des Azimutwinkels im lokalen Koordinatensystem der Mobilfunkbasisstationsantenne (siehe Kapitel 4.1) wird hier der Hochindex „ ψ' “ verwendet.



Bild 9.1: Links: Reguläres zelluläres Mobilfunknetz aus 19 Hexagonen.

Rechts: Hauptstrahlrichtungen der einzelnen Sektoren.

9.1.2 Wellenausbreitungsmodell und Versorgungsgebiet

Die Funkfelddämpfungen L_{cov} bzw. Funkfelddämpfungen L_{exp} werden durch (6.11) bzw. (6.15) bestimmt. Da das erweiterte COST-Hata Modell den Medianwert der Funkfelddämpfung angibt, wird zur Berücksichtigung der lokalen Schwankungen – auch als Fading bzw. Schwund bezeichnet – ein Zufallswert addiert. Die Verteilung dieses Zufallswertes entspricht dabei einer Log-Normal-Verteilung. Dementsprechend wird den logarithmierten Werten, der über das erweiterte COST-Hata Modell bestimmten Funkfelddämpfungen, eine Gauß-Verteilung überlagert. Hierbei wird eine Standardabweichung von 8 dB [GW98] berücksichtigt.

Des Weiteren wird davon ausgegangen, dass das Fading unkorreliert ist. D.h. an jedem Betrachtungsort wird für jeden einzelnen Sektor zu den Funkfelddämpfungen individuell ein Zufallswert addiert. Im Gegensatz hierzu wäre bei der Annahme eines korrelierten Fadings für jeden Betrachtungsort ein Zufallswert zu addieren, welcher für alle Sektoren gleichermaßen gilt (siehe Kapitel 6.2.7).

Die Betrachtung eines $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell, gemäß Kapitel 4.2, erlaubt die exemplarische Berücksichtigung des Benutzereinflusses auf die Richtcharakteristik und den Gewinn der Mobilstation. Darüber hinaus wird davon ausgegangen, dass die Polarisation bei der Ausbreitung unverändert bleibt (siehe Kapitel 6.2.3).

Die Berücksichtigung der durchaus signifikanten Änderungen der Funkfelddämpfungen über Abstände in der Größenordnung einer Wellenlänge mittels einer überlagerten Log-Normal-Verteilung mit einer Standardabweichung von 8 dB, sowie die für jeden Betrachtungsort individuelle Positionierung der Mobilstation führen zu nicht kontinuierlichen Änderungen der Funkfelddämpfungen in Bezug auf den Abstand zur Basisstation. Daher handelt es sich bei dem Versorgungsgebiet im Allgemeinen nicht mehr – wie in Kapitel 8 – um ein geschlossenes Gebiet. Vielmehr wird hier unter dem Begriff des Versorgungsgebietes die Gesamtheit aller Betrachtungsorte verstanden, an denen die Kommunikation einer positionierten Mobilstation mit mindestens einem Sektor einer Basisstation möglich ist.

9.1.3 Antennenhöhe der Basisstation und Zellgröße

Um eine große Reichweite der einzelnen Mobilfunkbasisstation zu erzielen, ist es erforderlich, deren Antenne in einer großen Höhe zu platzieren. Für kleinere Zellen sind aufgrund des reduzierten Versorgungsgebietes niedrigere Antennenhöhen ausreichend. Ähnlich wie für den in Kapitel 8 betrachteten Fall

der Freiraumausbreitung wird daher hier eine von der Zellgröße R_C abhängige Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} berücksichtigt. Als minimale Zellgröße wird $R_{C,\min} = 400$ m und als maximale Zellgröße wird $R_{C,\max} = 10$ km angenommen. Die Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} hängen gemäß

$$h_{BS} = h_{BS,\min} + (h_{BS,\max} - h_{BS,\min}) \frac{R_C - R_{C,\min}}{R_{C,\max} - R_{C,\min}} \quad (9.1)$$

von der Zellgröße R_C ab. Die maximale Antennenhöhe $h_{BS,\max}$ bei der größten betrachteten Zellgröße $R_{C,\max} = 10$ km betrage $h_{BS,\max} = 60$ m. Während diese Höhe $h_{BS,\max}$ unabhängig von dem in Kapitel 6.2.2 eingeführten Bebauungsparameter b angenommen wird, ist die minimale Antennenhöhe $h_{BS,\min}$ bei der kleinsten betrachteten Zellgröße $R_{C,\min}$ gemäß

$$\frac{h_{BS,\min}}{\text{m}} = (1 + 2b) \cdot 10 \quad (9.2)$$

abhängig vom Bebauungsparameter b . Die Antennenhöhen der Basisstationen bei der minimalen Zellgröße $R_{C,\min}$ betragen somit im unbebauten Gebiet ($b = 0$) $h_{BS,\min} = 10$ m und im urbanen Gebiet ($b = 1$) $h_{BS,\min} = 30$ m. Unter Berücksichtigung der hier getroffenen Annahmen ergeben sich die Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} zu

$$\frac{h_{BS}}{\text{m}} = 10 + 20b + (50 - 20b) \frac{R_C/\text{m} - 400}{9600}. \quad (9.3)$$

Die Zellgröße R_C und die Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} beziehen sich auf die Einheit Meter. Die so ermittelte Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} bezieht sich auf den Mittelpunkt der Mobilfunkbasisstationsantenne.

Es sei darauf hingewiesen, dass insbesondere in den Einkaufsstraßen großer Städte bei Zellen mit geringer Zellgröße die Antennen bisweilen deutlich niedriger montiert werden. Das hier betrachtete Modell, welches sich auf eine makrozellulare Struktur bezieht, ist für diesen Fall nicht mehr gültig. Bei dem im nächsten Kapitel analysierten Szenario, welchem ein strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell zugrunde liegt, werden auch Antennenhöhen berücksichtigt, die unterhalb der Höhe benachbarter Gebäude liegen.

Im Falle von Zellgrößen mit $R_C < 400$ m ist es wahrscheinlich, dass insbesondere für große Bebauungsparameter b die Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} in realen Szenarien unter die Höhen der umliegenden Gebäude sinken. Daher

würde auch keine makrozellulare Struktur mehr vorliegen. In diesem Fall ist aufgrund der Erwartung zu großer Fehler eine Anwendung des erweiterten COST-Hata Modells nicht mehr angebracht. Zellgrößen mit $R_C > 10$ km lassen sich nur unter sehr guten Bedingungen, im Hinblick auf geringe Dämpfungen durch die Bebauung und die Absorption durch Nutzer, realisieren. Zellgrößen außerhalb des Bereichs von $400 \text{ m} \leq R_C \leq 10 \text{ km}$ werden deshalb nicht berücksichtigt.

9.1.4 Neigungswinkel der Mobilfunkbasisstationsantenne

Wie in der Praxis häufig anzutreffen werden auch hier die Richtcharakteristiken der Mobilfunkbasisstationsantennen etwas geneigt. Dieser Neigungswinkel δ wird für alle Mobilfunkbasisstationsantennen identisch gewählt. Er wird jeweils so eingestellt, dass er der Summe des Winkels unter dem die Basisstation von einer Mobilstation im Abstand R_C aus gesehen wird und der halben Halbwertsbreite der Antenne in der Elevationsebene $\theta_{3\text{dB}}/2$ entsprechen. Der Neigungswinkel δ kann also aus einer einfachen geometrischen Betrachtung – unter Berücksichtigung der Höhendifferenz Δh der Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} und der Antennenhöhe der Mobilstation h_{MS} – bestimmt werden. Somit gilt:

$$\delta = \frac{\theta_{3\text{dB}}}{2} + \arctan\left(\frac{\Delta h}{R_C}\right) \quad (9.4)$$

Die Halbwertsbreite in der Elevationsebene $\theta_{3\text{dB}}$ beträgt für die betrachtete Mobilfunkbasisstationsantenne $\theta_{3\text{dB}} = 6,5^\circ$. Bei einer Zellgröße von $R_C = 10$ km und einer Antennenhöhe der Basisstation von $h_{\text{BS}} = 60$ m ergibt sich hieraus ein Neigungswinkel $\delta = 3,6^\circ$. Bei einer Zellgröße von $R_C = 400$ m und einer Antennenhöhe der Basisstation von $h_{\text{BS}} = 30$ m ergibt sich ein Neigungswinkel von $\delta = 7,3^\circ$.

In der Hauptstrahlrichtung der Antenne ist der erzeugte Pegel damit – unter der Annahme einer Ausbreitung entlang des direkten Pfades – im Abstand R_C um 3 dB niedriger als bei einer optimalen Ausrichtung der Antenne auf den Zellrand.

Die Neigung der Richtcharakteristik erfolgt elektrisch, dadurch wird die Richtcharakteristik der Antenne in allen Richtungen der Azimutebene gleichermaßen geneigt.

9.1.5 Expositionsbestimmung

Da die Basisstationen in allen Hexagonen gleich konfiguriert sind und zudem über alle Zellen eine homogene Verteilung aktiver Mobilstationen – und damit der Last – angenommen ist, wird zur Expositionsbestimmung nur das in der Mitte liegende Hexagon herangezogen. Die umliegenden Hexagone erlauben die Berücksichtigung des Einflusses benachbarter Basisstationen. Eine Erhöhung der Anzahl der Hexagone über die in Bild 9.1 gezeigten 19 Hexagone um einen weiteren Ring auf insgesamt 37 Hexagone führt zu einer lediglich geringfügigen Erhöhung der Exposition, bei einer deutlich vergrößerten Berechnungsdauer. Da diese Expositionserhöhung aber mit typischerweise weniger als 0,1 dB keine Auswirkungen auf die Gültigkeit der hier angestellten Betrachtungen hat, werden die Berechnungen mit der in Bild 9.1 dargestellten Konfiguration mit 19 Hexagonen durchgeführt.

Zunächst werden die für die Sicherstellung des Versorgungszieles erforderlichen Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ unter Kenntnis der Funkfelddämpfungen L_{cov} , welche sich mittels (6.11) aus dem erweiterten COST-Hata Modell ergeben, bestimmt. Des Weiteren werden die Funkfelddämpfungen L_{exp} gemäß (6.15) ermittelt. Aus den Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ und den Funkfelddämpfungen L_{exp} kann über (5.12) die Exposition aufgrund eines einzelnen Sektors für den jeweiligen Betrachtungsort bestimmt werden.

Zur Bestimmung der Gesamtexposition am individuellen Betrachtungsort werden schließlich die durch die einzelnen Sektoren der Basisstationen hervorgerufenen äquivalenten Leistungsdichten an den Betrachtungsorten gemäß (6.17) summiert. Insgesamt werden etwa 100 000 Betrachtungsorte analysiert. Eine Erhöhung der Anzahl der Betrachtungsorte bringt keinen weiteren Vorteil im Hinblick auf die Genauigkeit der hier betrachteten statistischen Kenngrößen.

9.2 Sendeleistungen der Basisstationen

Die Sendeleistungen der Basisstationen setzen sich aus den zellspezifischen und nutzerspezifischen Anteilen zusammen (siehe Kapitel 4.5). In Kapitel 9.2.1 wird zunächst für den Fall eines Netzes ohne aktive Mobilstationen der zellspezifische Anteil der Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS,cell}$ untersucht. Die durch aktive Mobilstationen zusätzlich erforderliche Sendeleistung wird in dem nutzerspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,user}$ erfasst. Für ein Netz mit aktiven Mobilstationen werden in Kapitel 9.2.2 beide Beiträge zur Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ zusammengefasst.

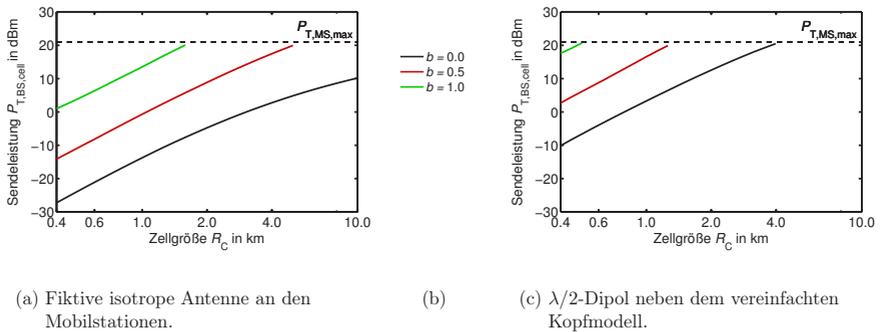


Bild 9.2: Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ für drei verschiedene Bebauungsparameter b .

9.2.1 Netz ohne aktive Mobilstationen

Bild 9.2 zeigt für verschiedene Bebauungsparameter b die jederzeit abgestrahlten Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ in Abhängigkeit von der Zellgröße R_C . Während sich Bild 9.2(a) auf die Annahme einer fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation bezieht, liegt Bild 9.2(c) der modellierte $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell zugrunde.

Die erforderlichen Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ steigen mit zunehmender Zellgröße R_C an. Der Anstieg entspricht hierbei der Zunahme des mit der Zellgröße R_C gleichfalls ansteigenden 95 %-Perzentils der Funkfelddämpfung $L_{cov,95\%}$. Die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ werden für alle Zellgrößen R_C so gewählt, dass im Downlink gerade eine Versorgungswahrscheinlichkeit von $\Upsilon_{DL} = 95\%$ erzielt wird (siehe Kapitel 4.6). Dies bedeutet, dass die jeweils dominanten Sektoren an 95 % der Betrachtungsorte mindestens die Entnahme der minimalen Empfangsleistung zur Zellidentifikation $P_{R,MS,cell,min}$ erlauben.

Für die Fälle, in denen eine ebenfalls durchgeführte Prüfung der Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink Υ_{UL} zeigt, dass die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ an mehr als 5 % der Betrachtungsorte nicht ausreichen würden, um an mindestens einem Sektor einer Basisstation die erforderliche minimale Empfangsleistung der Basisstation $P_{R,BS,min}$ zu entnehmen, sind keine Ergebnisse eingezeichnet.

Da die minimalen Empfangsleistungen für den Uplink und Downlink des zellspezifischen Signalanteils identisch sind und gleichzeitig keine unterschiedlichen Dämpfungen in den Sende- bzw. Empfangszweigen angenommen werden, ent-

sprechen die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ bei den jeweils maximalen Zellgrößen $R_{C,max}$ der maximalen Sendeleistung der Mobilstationen $P_{T,MS,max}$ von 21 dBm (gestrichelte Linien in Bild 9.2). Eine Reduzierung der gewünschten Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink Υ_{DL} auf einen kleineren Wert würde bei konstanter Zellgröße R_C zu einer kleineren Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ führen. Die maximale Zellgröße $R_{C,max}$ würde zunehmen.

Mit zunehmendem Bebauungsparameter b nimmt die maximale Zellgröße $R_{C,max}$ ab. Im Fall der fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation ist für $b = 0$ die maximale Zellgröße $R_{C,max} > 10$ km und für $b = 1$ die maximale Zellgröße $R_{C,max} \approx 1,6$ km. Aufgrund der höheren Funkfelddämpfungen L_{cov} bei der Berücksichtigung des modellierten $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell an der Mobilstation sind die maximalen Zellgrößen $R_{C,max}$ erheblich geringer. Für $b = 0$ ist hier $R_{C,max} \approx 4$ km und für $b = 1$ ist $R_{C,max} \approx 500$ m. Die Annahme einer realen Antenne, deren richtungsabhängiger Gewinn sich zudem durch die Berücksichtigung eines benachbarten Kopfmodells erheblich von dem einer verlustfreien fiktiven isotropen Antenne unterscheidet, hat somit einen erheblichen Einfluss auf die maximale Zellgröße $R_{C,max}$.

Bei einer Reduzierung der Zellgröße R_C werden die Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} nach (9.3) geringer als bei größeren Zellgrößen R_C , was – gemäß dem erweiterten COST-Hata Modell – bei identischen Entfernungen zu etwas höheren Funkfelddämpfungen führt. Innerhalb der kleineren Versorgungsgebiete sind aber die 95 %-Perzentile der Funkfelddämpfungen $L_{cov,95\%}$ deutlich geringer, so dass die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ in kleineren Zellen erheblich reduziert werden können.

Mit größer werdendem Bebauungsparameter b sind – aufgrund der höheren Funkfelddämpfungen L_{cov} und damit auch der ebenfalls höheren 95 %-Perzentile der Funkfelddämpfungen $L_{cov,95\%}$ – bei gleicher Zellgröße R_C größere Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ erforderlich. Für alle Bebauungsparameter b führen aber Verkleinerungen der Zellgröße zu einer Abnahme der Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$.

9.2.2 Netz mit aktiven Mobilstationen

Sind neben der Abstrahlung des zellspezifischen Anteils der Sendeleistung $P_{T,BS,cell}$ noch aktive Mobilstationen zu versorgen, so erhöht sich die Sendeleistung der Basisstation um den nutzerspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,user}$ auf die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ (siehe Kapitel 4.5.2). In Bild 9.3(a) sind die erforderlichen Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ unter der Annahme einer fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation dargestellt. Bild 9.3(c) stellt den Sachverhalt für den modellierten $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell als Mobilstation dar. Den Bildern liegt der Bebauungsparameter $b = 0$ zugrunde. Es werden jeweils die Lastkonfigurationen $\Lambda_0 - \Lambda_4$ betrachtet (siehe Tabelle 4.3).

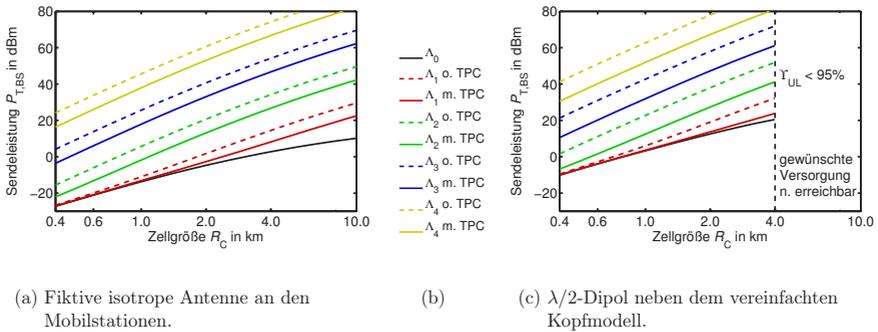


Bild 9.3: Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ für verschiedene Lastkonfigurationen. Bebauungsparameter $b = 0$.

Die erforderlichen Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ steigen erwartungsgemäß mit einer zunehmenden Last. Für die Lastkonfigurationen $\Lambda_1 - \Lambda_4$ sind jeweils zwei Linien eingezeichnet. Die jeweils durchgezogene Linie berücksichtigt für den nutzerspezifischen Anteil der Sendeleistung $P_{T,BS,user}$ die Möglichkeit der Sendeleistungsregelung (TPC). In Abhängigkeit von der Funkfelddämpfung $L_{cov,m}$ zu der einzelnen aktiven Mobilstation m kann die für die individuelle Verbindung erforderliche Sendeleistung $P_{T,BS,user,m}$ gegenüber der maximalen Sendeleistung für den betrachteten Dienst reduziert werden (siehe Kapitel 4.5.3). Im Rahmen dieser Arbeit wird der Regelbereich nicht nach unten limitiert. Bei der jeweils gestrichelt dargestellten Linie bleibt eine derartige Sendeleistungsregelung unbeachtet, d.h. hier wird für den betrachteten Dienst mit der Sendeleistung gesendet, welche auch zur Versorgung einer aktiven Mobilstation am Rande des Versorgungsgebiets erforderlich wäre. Da bei der Lastkon-

figuration Λ_0 keine aktiven Mobilstationen zu versorgen sind, ist hier lediglich eine Linie eingezeichnet. In diesem Fall entspricht die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ auch der Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$.

In den Tabellen 9.1 und 9.2 sind für die Zellgrößen $R_C = 1$ km und $R_C = 4$ km die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ sowie die sich aus dem Vergleich der Fälle mit bzw. ohne der Verwendung der Sendeleistungsregelung ergebenden Differenzen $\Delta P_{T,BS,TPC}$ explizit angegeben. Negative Werte entsprechen einer Reduzierung beim Einsatz der Sendeleistungsregelung. Die ermittelten Werte gelten unter der in dieser Arbeit getroffenen Annahme, dass aktive Mobilstationen gleich verteilt sind.

	fiktive isotrope Antenne		
	$P_{T,BS}$ in dBm		$\Delta P_{T,BS,TPC}$ in dB
	ohne TPC	mit TPC	
$\Lambda_0, R_C = 1$ km	-13,7	-13,7	0
$\Lambda_0, R_C = 4$ km	2,7	2,7	0
$\Lambda_1, R_C = 1$ km	-11,0	-13,1	-2,1
$\Lambda_1, R_C = 4$ km	14,4	8,1	-6,3
$\Lambda_2, R_C = 1$ km	5,7	-1,8	-7,5
$\Lambda_2, R_C = 4$ km	34,1	26,6	-7,5
$\Lambda_3, R_C = 1$ km	25,6	17,9	-7,7
$\Lambda_3, R_C = 4$ km	54,1	46,6	-7,5
$\Lambda_4, R_C = 1$ km	45,6	37,9	-7,7
$\Lambda_4, R_C = 4$ km	74,1	66,6	-7,5

Tabelle 9.1: Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ für verschiedene Zellgrößen R_C und Lastkonfigurationen für die fiktive isotrope Antenne an der Mobilstation. Die Änderungen bei Berücksichtigung der Sendeleistungsregelung (TPC) werden mit $\Delta P_{T,BS,TPC}$ bezeichnet. Negative Werte weisen auf eine Leistungsreduzierung hin. Bebauungsparameter $b = 0$.

	$\lambda/2$ -Dipol		$\Delta P_{T,BS,TPC}$ in dB
	$P_{T,BS}$ in dBm ohne TPC	mit TPC	
$\Lambda_0, R_C = 1 \text{ km}$	3,3	3,3	0
$\Lambda_0, R_C = 4 \text{ km}$	20,5	20,5	0
$\Lambda_1, R_C = 1 \text{ km}$	6,0	3,6	-2,4
$\Lambda_1, R_C = 4 \text{ km}$	32,2	23,8	-8,4
$\Lambda_2, R_C = 1 \text{ km}$	22,7	12,5	-10,2
$\Lambda_2, R_C = 4 \text{ km}$	51,9	41,1	-10,8
$\Lambda_3, R_C = 1 \text{ km}$	42,7	31,9	-10,8
$\Lambda_3, R_C = 4 \text{ km}$	71,9	61,1	-10,8
$\Lambda_4, R_C = 1 \text{ km}$	62,7	51,9	-10,8
$\Lambda_4, R_C = 4 \text{ km}$	91,9	81,1	-10,8

Tabelle 9.2: Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ für verschiedene Zellgrößen R_C und Lastkonfigurationen für den $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell an der Mobilstation. Die Änderungen bei Berücksichtigung der Sendeleistungsregelung (TPC) werden mit $\Delta P_{T,BS,TPC}$ bezeichnet. Negative Werte weisen auf eine Leistungsreduzierung hin. Bebauungsparameter $b = 0$.

Für den Fall der fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation betragen die maximalen Reduzierungen $|\Delta P_{T,BS,TPC}| = 7,5 \text{ dB}$ bei einer Zellgröße von $R_C = 4 \text{ km}$ bzw. $|\Delta P_{T,BS,TPC}| = 7,7 \text{ dB}$ bei einer Zellgröße von $R_C = 1 \text{ km}$ (siehe Tabelle 9.1). Für den Fall des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell beträgt die maximale Reduzierung für die beiden betrachteten Zellgrößen $|\Delta P_{T,BS,TPC}| = 10,8 \text{ dB}$ (siehe Tabelle 9.2).

Die Unterschiede sind folgendermaßen zu erklären: Während die fiktive isotrope Antenne an der Mobilstation an allen Betrachtungsorten die gleichen Eigenschaften aufweist, wird der $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell hingegen an jedem Betrachtungsort individuell positioniert, wodurch der Einfluss dessen ausgeprägter Richtcharakteristik der Funkfelddämpfung überlagert wird (siehe Kapitel 6.2). Da der $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell auf eine breitere Verteilung der Funkfelddämpfungen im Versorgungsgebiet führt, kann – bei hinreichend hoher Last – besser von der optionalen Sendeleistungsregelung profitiert werden als bei der fiktiven isotropen Antenne.

Insbesondere in der Kombination kleiner Zellgrößen mit geringem zusätzlichen Leistungsbedarf durch aktive Mobilstationen – wie im Fall der Lastkonfiguration Λ_1 in Verbindung mit der Zellgröße $R_C = 1$ km – sind aber die möglichen Leistungsreduktionen erheblich geringer als bei höherer Last, welche eine größere Zellgröße oder Lastkonfiguration mit größerem Leistungsbedarf nach sich zieht. Dies ist insbesondere auf den jederzeit mit konstanter Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ abzustrahlenden Anteil zurückzuführen.

Durch den Einsatz der optionalen Sendeleistungsregelung lässt sich also die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ unter Umständen deutlich reduzieren. Die möglichen Sendeleistungsreduzierungen sind dabei abhängig von der Last, der im Versorgungsgebiet auftretenden Funkfelddämpfungen L_{cov} im Vergleich zum 95 %-Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{cov,95\%}$ und der maximal möglichen Leistungsreduktion für einzelne Verbindungen. Prinzipiell kann umso mehr von einer Sendeleistungsregelung profitiert werden, je

- größer die Last bzw. die Anzahl aktiver Mobilstationen ist.
- größer die Unterschiede zwischen den zu den aktiven Mobilstationen auftretenden Funkfelddämpfungen $L_{cov,m}$ und dem 95 %-Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{cov,95\%}$ sind.
- weiter die minimale Sendeleistung für eine individuelle Verbindung reduziert werden kann.

Bei der hier angenommenen homogenen Verteilung aktiver Mobilstationen kann eine von der Zellgröße R_C abhängige maximale Leistungsreduktion aber nicht überschritten werden. In [BKK⁺06] wird aufgezeigt, dass für typische Kanalkonfigurationen eines GSM-Systems lediglich Reduzierungen im Bereich weniger dB zu erwarten sind.

Im direkten Vergleich der in Bild 9.3 dargestellten Kurven für die Lastkonfigurationen $\Lambda_1 - \Lambda_4$ fällt eine größere Steigung auf als für die Linie der Lastkonfiguration Λ_0 . D.h. mit kleiner werdenden Zellgrößen R_C nehmen die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ für die Lastkonfigurationen $\Lambda_1 - \Lambda_4$ stärker ab als im Fall der Lastkonfiguration Λ_0 , dem Netz ohne aktive Mobilstationen.

Diese Abnahme ist auf den mit abnehmender Zellgröße R_C kleiner werdenden zusätzlichen Leistungsbedarf durch aktive Mobilstationen in den einzelnen Zellen zurückzuführen. Besonders anschaulich wird dies für die Lastkonfiguration Λ_1 : Während bei größeren Zellgrößen R_C die erforderlichen Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ deutlich über den Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ für die Lastkonfiguration Λ_0 liegen, nähern sich die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ – durch die Verteilung der aktiven Mobilstationen bzw. Last auf eine zunehmende Anzahl von Zellen – den Werten für die

Lastkonfiguration Λ_0 an. Sobald die Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ durch den Aufwand zur Versorgung der aktiven Mobilstationen dominiert wird, spiegelt sich eine Erhöhung der Anzahl der aktiven Mobilstationen praktisch linear in einer entsprechenden Erhöhung der Sendeleistung der Basisstation $P_{T,BS}$ wieder. Die betrachteten Lastkonfigurationen führen dann zu jeweils um 20 dB höheren Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ (siehe Bild 9.3 bzw. Tabellen 9.1 und 9.2).

Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$, welche größer als 50 dBm (100 W) sind, treten in der Praxis typischerweise nicht auf. So werden beispielsweise – selbst bei einer Verwendung der Sendeleistungsregelung – die Konfigurationen mit $\{\Lambda_4, R_C = 4 \text{ km}\}$, im Falle des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell zusätzlich die Konfigurationen mit $\{\Lambda_4, R_C = 1 \text{ km}\}$ und $\{\Lambda_3, R_C = 4 \text{ km}\}$, in der Realität nicht umgesetzt werden. Zur Bedienung dieser Konfigurationen sind entsprechend kleinere Zellgrößen R_C heranzuziehen.

In Tabelle 9.3 sind die Änderungen der Sendeleistungen bei einer Verkleinerung der Zellgröße von $R_C = 4 \text{ km}$ auf $R_C = 1 \text{ km}$, welche als $\Delta P_{T,BS,4\text{km}\rightarrow 1\text{km}}$ bezeichnet werden, angegeben. Die negativen Werte deuten auf eine Reduzierung der Sendeleistungen bei der Verkleinerung der Zellgröße hin. Für die Lastkonfiguration Λ_0 spiegeln die Reduzierungen die Abnahme der 95 %-Perzentile der Funkfelddämpfungen $L_{cov,95\%}$ wider.

	$\Delta P_{T,BS,4\text{km}\rightarrow 1\text{km}}$ in dB			
	fiktive isotrope Antenne		$\lambda/2$ -Dipol	
	ohne TPC	mit TPC	ohne TPC	mit TPC
Λ_0	-16,5	-16,5	-17,2	-17,2
Λ_1	-25,4	-21,2	-26,2	-20,2
Λ_2	-28,4	-28,4	-29,1	-28,6
Λ_3	-28,4	-28,7	-29,2	-29,1
Λ_4	-28,5	-28,7	-29,2	-29,2

Tabelle 9.3: Änderungen der Sendeleistungen $\Delta P_{T,BS,4\text{km}\rightarrow 1\text{km}}$ bei einer Verkleinerung der Zellgröße von $R_C = 4 \text{ km}$ auf $R_C = 1 \text{ km}$. Negative Werte weisen auf eine Leistungsreduzierung hin. Bebauungsparameter $b = 0$.

Unter Verzicht des Einsatzes der Sendeleistungsregelung sind bei den Lastkonfigurationen, welchen eine hohe Last zugrunde liegt die entsprechenden Änderungen ebenfalls auf die Unterschiede in den 95 %-Perzentilen der Funkfelddämpfungen $L_{cov,95\%}$ zurückzuführen. Aufgrund der mit einer Reduzierung der Zellgröße R_C einhergehenden Abnahme der Last um einen Faktor 16 sind für

die Lastkonfigurationen ab Λ_2 bei der kleineren Zellgröße R_C jeweils um 12 dB geringere Sendeleistungen erforderlich.

Bei Einsatz der Sendeleistungsregelung sind – bei hinreichend großer Last – die Abnahmen der Sendeleistungen auf die Abnahmen der mittleren Funkfeld-dämpfungen $L_{cov,avg}$ zurückzuführen. Diese betragen beispielsweise bei einer Verkleinerung der Zellgröße von $R_C = 4$ km auf $R_C = 1$ km für die fiktive isotrope Antenne 16,7 dB. Unter zusätzlicher Berücksichtigung der Abnahme der Last, welche in einer um einen Faktor 16 geringeren Anzahl aktiver Mobilstationen begründet ist, führt dies insgesamt in der kleineren Zelle auf um 28,7 dB geringere Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$.

Für die beiden betrachteten Antennenkonfigurationen an der Mobilstation führt eine Verkleinerung der Zellgröße R_C von 4 km auf 1 km, entsprechend einer Erhöhung der Basisstationsdichte um einen Faktor 16, bereits in den Fällen der Lastkonfiguration Λ_1 auf eine Sendeleistungsreduktion $\Delta P_{T,BS,4km \rightarrow 1km}$ von etwas mehr als 20 dB, für die Lastkonfigurationen $\Lambda_2 - \Lambda_4$ sind sogar Reduzierungen von nahezu 30 dB zu verzeichnen (siehe Bild 9.3 bzw. Tabelle 9.3).

9.3 Expositionsanalyse

Während die deutliche Reduzierung der Sendeleistung bei einer Abnahme der Zellgröße a priori klar ist, stellt sich die Frage, ob und in welchem Maße sich die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern bei einer Verkleinerung der Zellgröße verändert. Daher werden für die Expositionen – bei jeweils verschiedenen Zellgrößen – die als statistisch relevant betrachteten Kenngrößen ermittelt. Hierbei werden die Mittelwerte, 95 %-Perzentile und Medianwerte bestimmt.

Aufgrund der Annahme, dass die Funkwellenausbreitung zwischen einem Sektor und einem Betrachtungsort durch eine Ausbreitung als einzelne ebene Welle beschrieben werden kann, gilt für die an einem Betrachtungsort von einem einzelnen Sektor s hervorgerufene Exposition, dass die äquivalenten Leistungsdichten S_s^E und S_s^H auch der Leistungsdichte S_s entsprechen. Da die ebenen Wellen verschiedener Sektoren aus verschiedenen Richtungen einfallen und ihnen zudem verschiedene Frequenzen zugrunde liegen, sind die Expositionen hier aber zwingend als äquivalente Leistungsdichten anzugeben, wobei im Rahmen dieser Arbeit auf die äquivalente Leistungsdichte S^E Bezug genommen wird.

9.3.1 Netz ohne aktive Mobilstationen

Zum Studium des Einflusses des Bebauungsparameters b zeigen die Bilder 9.4 und 9.5 die äquivalenten Leistungsdichten S^E über der Fläche für ein Mobilfunknetz ohne aktive Mobilstationen (Lastkonfiguration Λ_0) bei einer Zellgröße von $R_C = 1$ km. Betrachtet werden die Bebauungsparameter $b = 0$ (jeweils links) und $b = 1$ (jeweils rechts). Für Bild 9.4 wurde eine fiktive isotrope Antenne und für Bild 9.5 der $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell an den Mobilstationen zugrunde gelegt. Die mit kleinen Ortsänderungen einhergehenden großen Änderungen der Expositionen sind auf die zu den Medianwerten des erweiterten COST-Hata Modells addierten Zufallswerte, deren Verteilung einer Log-Normal-Verteilung mit einer Standardabweichung von $\sigma = 8$ dB entspricht, zurückzuführen.

Für jeweils dieselbe Konfiguration der Antenne der Mobilstation sind in größeren Entfernungen die äquivalenten Leistungsdichten S^E nahezu gleich (vgl. Bild 9.4(a) mit Bild 9.4(b) bzw. Bild 9.5(a) mit Bild 9.5(b)). Die Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ wird nämlich so gewählt, dass sie für beide Bebauungsparameter b an 95% der Betrachtungsorte die Entnahme der minimalen Empfangsleistung zur Zellidentifikation $P_{R,MS,cell,min}$ erlaubt. Um dies zu erreichen ist die maximale Funkfelddämpfung im Versorgungsgebiet zu überwinden, welche durch das 95 %-Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{cov,95\%}$ gegeben ist. Das 95 %-Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{cov,95\%}$ tritt in großen Entfernungen auf, in denen die Funkfelddämpfungen L_{exp} mit dem Bebauungsparameter b in gleichem Maße ansteigen wie die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$. Damit zeigen sich in großen Entfernungen unabhängig vom Bebauungsparameter b – vergleichbare Expositionen.

In unmittelbarer Umgebung der Mobilfunkbasisstationsantennen (wenige 10 m) wird die Funkfelddämpfung für beide Bebauungsparameter b durch die Freiraumdämpfung bestimmt. Damit ist die Funkfelddämpfung – bis auf einen Einfluss durch die von der Zellgröße R_C abhängige Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} – weitgehend unabhängig vom Bebauungsparameter b . Aufgrund der im Falle des größeren Bebauungsparameters b höheren Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ sind bei vergleichbaren Funkfelddämpfungen L_{exp} in unmittelbarer Umgebung zur Basisstation im stärker bebauten Gebiet größere Expositionen zu verzeichnen.

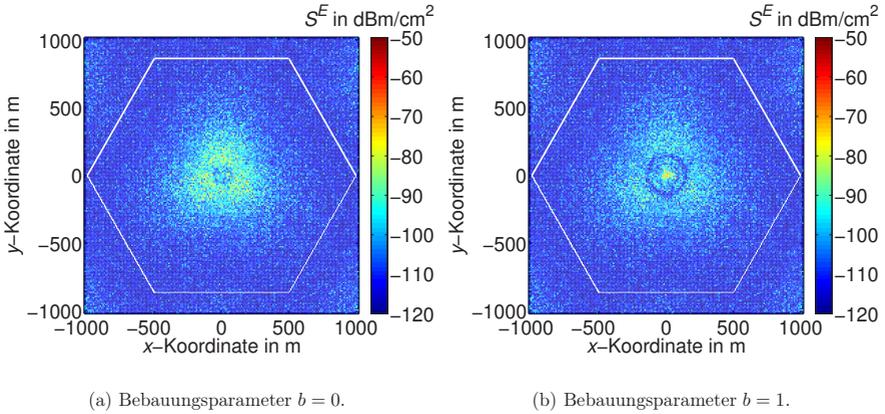


Bild 9.4: Äquivalente Leistungsdichten S^E unter Annahme einer fiktiven isotropen Antenne an den Mobilstationen. Zellgrößen von jeweils $R_C = 1$ km. Lastkonfiguration Λ_0 .

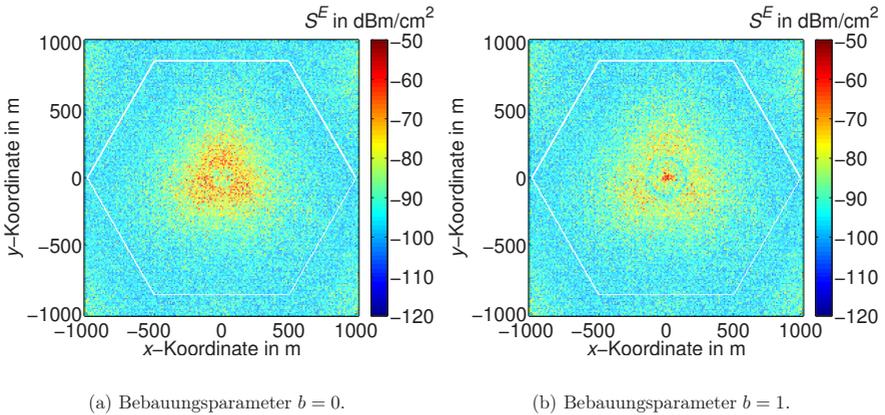


Bild 9.5: Äquivalente Leistungsdichten S^E unter Annahme eines $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell an den Mobilstationen. Zellgrößen von jeweils $R_C = 1$ km. Lastkonfiguration Λ_0 .

Im mittleren Entfernungsbereich der Mobilfunkbasisstationsantenne (wenige 100 m) sind hingegen die Expositionen im Gebiet mit dem Bebauungsparameter $b = 0$ größer. Dies ist auf die niedrigeren Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} zurückzuführen, welche dazu führen, dass die richtungsabhängigen Gewinne für Betrachtungsorte in diesem Entfernungsbereich deutlich höher sind als bei den höher angebrachten Mobilfunkbasisstationsantennen im stärker bebauten Gebiet. Für das unbebaute Gebiet ($b = 0$) ist hier bei der betrachteten Zellgröße von $R_C = 1$ km gemäß (9.3) eine Antennenhöhe der Basisstation von $h_{BS} = 13,1$ m, für das bebaute Gebiet ($b = 1$) hingegen eine Antennenhöhe der Basisstation von $h_{BS} = 31,9$ m, zugrunde gelegt.

Die um die Mobilfunkbasisstationsantennen auftretenden Minima liegen in den Fällen der Bebauungsparameter $b = 1$ weiter weg von den Basisstationen. Dieser Unterschied liegt ebenfalls in den größeren Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} begründet.

Ein Vergleich der Bilder 9.4 mit 9.5 zeigt, dass bei der Annahme einer realitätsnahen Antenne an der Mobilstation, unter Berücksichtigung des Einflusses des vereinfachten Kopfmodells, um fast 20 dB höhere Expositionen zu verzeichnen sind. Eine nähere Analyse zeigt Unterschiede von etwa 17 dB auf, welche auf die entsprechend höheren Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ zurückzuführen sind. Dies kann für den Fall des Bebauungsparameters von $b = 0$ auch beim Vergleich der Tabellen 9.1 und 9.2 für die Konfiguration $\{\Lambda_0, R_C = 1 \text{ km}\}$ abgelesen werden. Dies verdeutlicht den signifikanten Unterschied der prognostizierten Exposition, welcher sich bei einer realitätsnahen Modellierung der Mobilstation im Vergleich zur vereinfachten Annahme einer fiktiven isotropen Antenne ergibt.

Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E

Kapitel 8 zeigt auf, dass für die dort getroffenen Annahmen (Freiraumausbreitung, lediglich eine Basisstation, fiktive isotrope Antenne an der Basisstation und Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} direkt proportional zur Zellgröße R_C) die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E für den Fall ohne Last unabhängig von der Zellgröße R_C sind.

Für die in diesem Kapitel zugrunde gelegten Annahmen zeigt Bild 9.6 die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E für verschiedene Bebauungsparameter b in Abhängigkeit von der Zellgröße R_C . Während im Falle der fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation beim Bebauungsparameter $b = 0$ bei einer Zellgröße von $R_C \approx 5$ km ein Maximum auftritt, nehmen bei den anderen betrachteten Bebauungsparametern b – wie auch im Falle des $\lambda/2$ -Dipols

neben dem vereinfachten Kopfmodell an der Mobilstation – die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E mit abnehmender Zellgröße R_C ab. Im Falle der fiktiven isotropen Antenne ist der nicht monotone Verlauf beim Bauungsparameter $b = 0$ im Wesentlichen auf die Wahl der Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} und das betrachtete erweiterte COST-Hata Modell zurückzuführen. Im Folgenden soll dies näher erläutert werden.

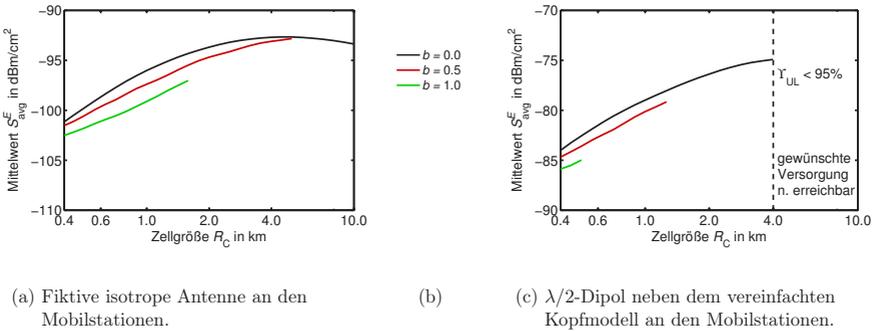


Bild 9.6: Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E . Lastkonfiguration Λ_0 . Für eine detaillierte Darstellung sind die Skalierungen der y -Achsen verschieden.

Grundsätzlich steigen mit zunehmender Zellgröße R_C die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ entsprechend der relevanten 95%-Perzentile der Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov},95\%}$. Die Einflüsse der Richtcharakteristik der Mobilfunkbasisstationsantenne, der benachbarten Zellen sowie der addierten Log-Normal-Verteilung, welche das Fading berücksichtigt, seien dabei zunächst vernachlässigt. Der Verlauf der Funkfelddämpfungen L_{cov} in der Auftragung von Bild 6.2, wobei steigende Werte auf der Ordinate nach unten aufgetragen sind, kann daher als Verlauf der Exposition über dem Abstand zur Basisstation betrachtet werden.

Das erweiterte COST-Hata Modell, bei welchem im Nahbereich von einer Freiraumausbreitung ausgegangen wird, kann als Dual-Slope Modell [SJK⁺03] angesehen werden. Vor einem so genannten „Breakpunkt“ nimmt die Funkfelddämpfung mit 20 dB/Dekade zu, jenseits des Breakpunktes mit der Steigung, welche das COST-Hata Modell liefert, nämlich $(44,9 - 6,55 \log(h_{\text{BS}}/\text{m}))$ dB/Dekade (vgl. (6.10)). Wäre die Zunahme der Funkfelddämpfung mit dem Abstand – wie beim Modell der Freiraumausbreitung – auf einem logarithmischen Maßstab konstant, so wäre der Mittelwert der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E unabhängig von der Zellgröße R_C . Dieses, in Kapitel 8 für den Spezialfall der Freiraumausbreitung dargestellte Verhalten, ist für andere Steigungen eben-

so gültig. Darüber hinaus bleibt die Konstanz auch bei der hier betrachteten Netzstruktur erhalten.

Jenseits des Breakpunktes nimmt die Funkfelddämpfung stärker mit dem Abstand zu als vor dem Breakpunkt. Bei einer Vergrößerung der Zellgröße R_C über den Breakpunkt hinaus wird eine vergleichsweise größere Erhöhung der Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ erforderlich als bei weiterer Annahme der Freiraumausbreitung. Dadurch nimmt der Mittelwert der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E zunächst zu. Mit weiter zunehmender Zellgröße R_C nimmt aber der Einfluss des Gebietes, in welchem die Funkfelddämpfung gemäß der Freiraumausbreitung beschrieben werden kann – relativ betrachtet – ab, so dass der Mittelwert der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E ab einer Zellgröße von etwa $R_C \approx 5$ km mit zunehmender Zellgröße wieder abnimmt.

Während die Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} für die Betrachtungen in Kapitel 8 direkt proportional zur Zellgröße R_C angenommen wird, fällt sie hier – unter der Annahme einer identischen maximalen Antennenhöhe der Basisstation $h_{BS,max}$ bei der maximalen Zellgröße $R_{C,max}$ – etwas langsamer mit abnehmender Zellgröße R_C , was durch den mit kleiner werdender Zellgröße R_C zunehmenden Neigungswinkel δ der Richtcharakteristik der Mobilfunkbasisstationsantenne deutlich wird (siehe Kapitel 9.1.4). Aufgrund der günstigeren Eigenschaften dieser vergleichsweise höheren Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} auf die Exposition ist zusätzlich bei kleineren Zellgrößen R_C eine Tendenz zu geringeren Mittelwerten der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E zu verzeichnen. Mit zunehmendem Bebauungsparameter b werden die Expositionen geringfügig kleiner. Dies kann zum einen auf die mit größer werdendem Bebauungsparameter b gleichfalls höheren Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} zurückgeführt werden. Darüber hinaus rückt mit zunehmendem Bebauungsparameter b der Breakpunkt näher an die Basisstation heran (siehe Bild 6.2), so dass der Einfluss der Freiraumausbreitung, welcher dazu führt, dass die Exposition sich weniger stark mit dem Abstand ändert und damit eher auf höherem Niveau bleiben würde, abnimmt.

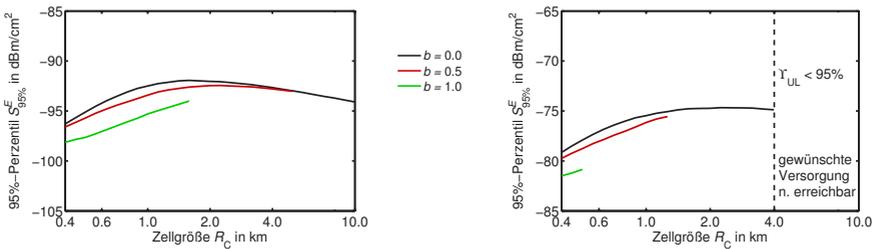
Im Vergleich zur Betrachtung einer fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation führt die Berücksichtigung eines $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell auch für die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E auf um etwa 17 dB höhere Werte. Dies ist auf die gleichfalls höheren Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ zurückzuführen, wobei die Funkfelddämpfungen L_{exp} für beide Fälle identisch sind.

Zusammenfassend ist bei einer Zunahme der Zellgröße R_C für die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E typischerweise eine leichte Erhöhung

der Exposition zu verzeichnen. Lediglich im Falle der fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation ist für das unbebaute Gebiet ($b = 0$) jenseits einer Zellgröße von $R_C \approx 5$ km mit zunehmender Zellgröße eine leichte Abnahme des Mittelwertes der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E zu beobachten.

95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$

Bild 9.7 zeigt den Sachverhalt für die 95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$. Bei einigen Kombinationen (fiktive isotrope Antenne mit $b = 0$ sowie $b = 0,5$ und $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell mit $b = 0$) zeigen sich schwach ausgeprägte Maxima des 95%-Perzentils der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$. Falls an den Mobilstationen die fiktive isotrope Antenne betrachtet wird, liegt dieses Maximum für das unbebaute Gebiet beispielsweise bei einer Zellgröße von $R_C \approx 1,5$ km.



(a) Fiktive isotrope Antenne an den Mobilstationen.

(b)

(c) $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell an den Mobilstationen.

Bild 9.7: 95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$. Lastkonfiguration Λ_0 .

Eine nähere Analyse zeigt bei einer flächigen Betrachtung, dass für kleine Zellgrößen R_C relativ hohe Expositionen lediglich in Bereichen der Hauptkeulen auftreten, nicht aber in den Bereichen der Minima und Nebenmaxima der Richtcharakteristik der Mobilfunkbasisstationsantenne, welche die Exposition in unmittelbarer Nähe zum Standort beeinflussen. Mit zunehmender Zellgröße R_C steigen aber die erforderlichen Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ so stark an, dass auch in den Bereichen, welche durch Minima oder Nebenmaxima der Richtcharakteristik der Mobilfunkbasisstationsantenne versorgt werden, vergleichsweise hohe Expositionen zu verzeichnen sind. Damit steigt das 95%-Perzentil der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$ mit zunehmender Zellgröße R_C zunächst an.

Vergleichbar zu der Argumentation bei der Erläuterung des Zustandekommens des Verlaufes des Mittelwertes der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E kann die Ausbildung eines lokalen Maximums über die unterschiedlichen Steigungen der Funkfelddämpfungen vor und jenseits eines Breakpunktes verstanden werden. Mit zunehmendem Bebauungsparameter b nimmt die maximale Zellgröße $R_{C,\text{max}}$ ab und der jeweilige Breakpunkt liegt näher an der Basisstation, so dass vergleichsweise ausgeprägte lokale Maxima nicht mehr zu beobachten sind. Für die 95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$ kann festgehalten werden, dass diese bei einer Veränderung der Zellgröße R_C weitgehend konstant bleiben.

Medianwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E

Bild 9.8 zeigt die Medianwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E . Die Medianwerte sind deutlich geringer als die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E (vgl. Bild 9.6), was auf die Mittelung der Werte auf einem linearen Maßstab zurückzuführen ist.

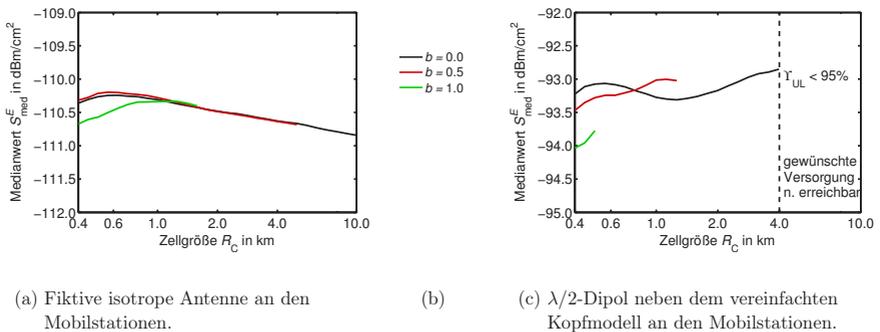


Bild 9.8: Medianwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E . Lastkonfiguration Λ_0 .

Im Falle der fiktiven isotropen Antenne sind über einen weiten Bereich – bei hinreichend großen Zellgrößen R_C – für abnehmende Zellgrößen R_C geringfügig höhere Medianwerte zu verzeichnen als bei größeren Zellgrößen R_C (vgl. Bild 9.8(a)). Dies ist auf den Umstand zurückzuführen, dass bei kleineren Zellgrößen die Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} geringer sind und damit die Funkfelddämpfungen stärker mit dem Abstand ansteigen als bei den höheren Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} der größeren Zellgrößen R_C .

Für kleine Zellgrößen R_C nehmen die Medianwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E mit kleiner werdender Zellgröße R_C hingegen etwas ab. Besonders deutlich ist dieses Verhalten für den Fall mit starker Bebauung ($b = 1$). Hier ist dieser Verlauf bereits ab $R_C \leq 1$ km zu beobachten. Aufgrund der großen Bebauung ändern sich in dem Bereich von $R_C \leq 1$ km die Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} kaum. Im Nahbereich wird die Funkfelddämpfung nur bis zu einer kurzen Distanz durch die Freiraumausbreitung beschrieben, während in etwas größerem Abstand die Funkfelddämpfungen durch das erweiterte COST-Hata Modell zu bestimmen sind. Verbunden mit der bei abnehmender Zellgröße R_C abnehmenden Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$, den relativ hohen und nur wenig von der Zellgröße R_C abhängigen Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} und den auch schon im Nahbereich vorhandenen vergleichsweise hohen Funkfelddämpfungen nimmt der – relativ auf die Zellgröße R_C bezogene – Einflussbereich der Minima in der Richtcharakteristik, welche den Medianwert zu kleineren Werten verändern, zu. Damit nehmen die Medianwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E für kleiner werdende Zellgrößen R_C ab.

Ein uneinheitlicher Verlauf zeigt sich hingegen für den Fall des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell (vgl. Bild 9.8(c)). Aufgrund der individuellen Positionierung des $\lambda/2$ -Dipols in Bezug auf das vereinfachte Kopfmodell, sowie der Positionierung des Kopfmodells selbst, werden die insgesamt resultierenden lokalen Schwankungen der Funkfelddämpfung erheblich größer als die, welche der dem erweiterten COST-Hata Modell überlagerten Log-Normal-Verteilung entsprechen. Die größeren Schwankungen führen im Mittel zu höheren Funkfelddämpfungen, daher steigen mit zunehmenden Zellgrößen R_C auch die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ etwas stärker an als bei der fiktiven isotropen Antenne.

Eine nähere Analyse für das unbebaute Gebiet ($b = 0$) zeigt, dass beispielweise im Falle der fiktiven isotropen Antenne die Differenz aus der Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$, welche auf der Basis des 95 %-Perzentils der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},95\%}$ bestimmt wird, und der Funkfelddämpfung L_{cov} im Abstand, welcher der Zellgröße R_C entspricht, bei einer Vergrößerung der Zellgröße von $R_C = 1$ km auf $R_C = 4$ km um weniger als 0,1 dB abfällt und damit praktisch konstant bleibt, im Falle des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell jedoch um etwa 0,7 dB ansteigt. Damit überlagern sich zwei gegenläufige Effekte, wobei aufgrund der vergleichsweise großen Erhöhung der Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ im Falle des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell ein geringer Anstieg der Medianwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E mit zunehmender Zellgröße R_C resultiert.

Insgesamt kann festgehalten werden, dass die Medianwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E aber nahezu unabhängig von den Zellgrößen R_C sind.

Fazit

Für ein Netz ohne aktive Mobilstationen bleiben die betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition bei einer Veränderung der Zellgröße weitgehend konstant.

9.3.2 Netz mit aktiven Mobilstationen

Während für den Fall des Mobilfunknetzes ohne aktive Mobilstationen die betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition weitgehend unabhängig von der Zellgröße R_C sind, wird im Weiteren der Einfluss der Lastkonfiguration betrachtet. Hierbei wird ein Bebauungsparameter $b = 0$ zugrunde gelegt.

Bild 9.9 zeigt für die beiden Zellgrößen $R_C = 4$ km und $R_C = 1$ km die äquivalenten Leistungsdichten S^E für die Lastkonfiguration Λ_0 , d.h. Netze ohne aktive Mobilstationen. An den Mobilstationen kommt der $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell zum Einsatz. Bild 9.9(b) entspricht Bild 9.5(a) und ist hier zur besseren Übersichtlichkeit nochmals dargestellt.

Für beide Zellgrößen R_C zeigen sich beim direkten Vergleich der Bilder in den meisten Bereichen – bei einer Betrachtung relativ zur jeweiligen Zellgröße R_C – vergleichbare Expositionen. Im Nahbereich – bis zu einer Entfernung von etwa einem Viertel der jeweiligen Zellgröße – sind die Expositionen bei der größeren Zelle mit $R_C = 4$ km etwas größer als bei der kleineren Zelle mit $R_C = 1$ km.

Bei der größeren Zellgröße ist eine höhere Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ erforderlich als bei der kleineren Zellgröße. Da die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ so gewählt werden, dass für beide Zellgrößen R_C eine vergleichbare Versorgung erzielt wird, unterscheiden sich in großer Entfernung aber die Funkfelddämpfungen bei den betrachteten Zellgrößen in guter Näherung wie die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$. Ebenso sind die Veränderungen der Funkfelddämpfungen mit dem Abstand pro Dekade bei größeren Entfernungen vergleichbar. Daher sind im großen Abstand auch die Expositionen ähnlich. Im Nahbereich werden die Funkfelddämpfungen für beide Zellgrößen R_C jedoch durch die Freiraumdämpfung bestimmt, so dass die höhere Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ bei der größeren Zellgröße dort zu einer höheren Exposition führt.

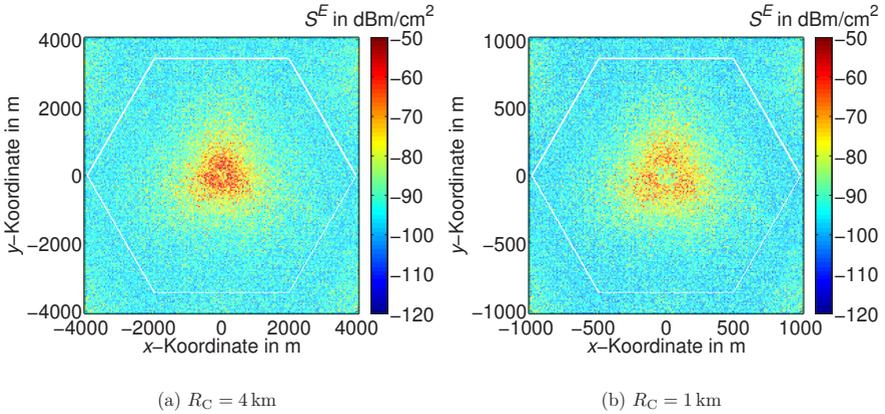


Bild 9.9: Äquivalente Leistungsdichten S^E unter Annahme eines $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell an den Mobilstationen. Lastkonfiguration Λ_0 , Bebauungsparameter $b = 0$.

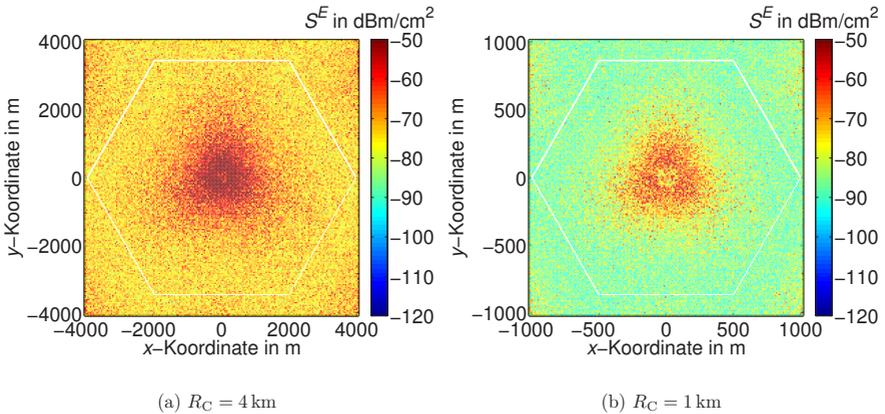


Bild 9.10: Äquivalente Leistungsdichten S^E unter Annahme eines $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell an den Mobilstationen. Lastkonfiguration Λ_2 , Bebauungsparameter $b = 0$.

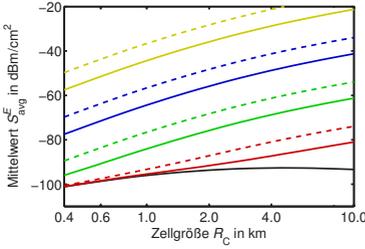
Die Gründe für die Gemeinsamkeiten bzw. Unterschiede der Ortsabhängigkeit der Expositionen sind also vergleichbar zur Situation beim Studium des Einflusses des Bebauungsparameters b in Kapitel 9.3.1 (vgl. Bilder 9.4 und 9.5).

Für Netze mit aktiven Mobilstationen zeigt Bild 9.10 die Expositionen für die Lastkonfiguration Λ_2 . An den Basisstationen ist hierbei die Sendeleistungsregelung zur Reduzierung der Sendeleistungen für die nutzerspezifischen Anteile aktiv. Für die Zellgröße $R_C = 4$ km zeigen sich deutlich höhere, für die Zellgröße $R_C = 1$ km etwas höhere Expositionen als im Fall des Netzes ohne aktive Mobilstationen (vgl. Bild 9.9).

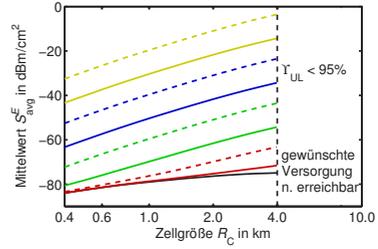
Die Bilder 9.11 bis 9.13 zeigen den Verlauf der hier betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition in Abhängigkeit von der Zellgröße R_C . Zu dem $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell wird ebenfalls eine fiktive isotrope Antenne an den Mobilstationen berücksichtigt. Während bei den durchgezogenen Linien eine Sendeleistungsregelung (TPC) eingesetzt wird unterbleibt diese für die gestrichelt dargestellten Linien. Für die betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition kann festgestellt werden, dass für die Fälle, in denen aktive Mobilstationen zu versorgen sind, welche eine nutzerspezifische Last darstellen, eine Reduzierung der Zellgröße R_C zu einer deutlichen Reduzierung der Exposition führt.

Die Tabellen 9.4 und 9.5 geben für die betrachteten Lastkonfigurationen die jeweils für die Zellgrößen von $R_C = 4$ km und $R_C = 1$ km zu erwartenden Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E an, zudem sind die mit einer Reduzierung der Zellgröße R_C von 4 km auf 1 km einhergehenden Änderungen der Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E als $\Delta S_{\text{avg},4\text{km}\rightarrow 1\text{km}}^E$ angegeben. Negative Werte deuten auf eine Reduzierung der Exposition hin.

Im Falle der fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation führt eine Reduzierung der Zellgröße R_C von 4 km auf 1 km für die Lastkonfigurationen $\Lambda_2 - \Lambda_4$ zu einer Reduzierung der Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E um etwas mehr als 15 dB. Für die Lastkonfiguration Λ_1 fällt diese bei Berücksichtigung der Sendeleistungsregelung mit etwa 8 dB deutlich geringer aus. Ohne den Einsatz der Sendeleistungsregelung beträgt die Reduzierung bei der Lastkonfiguration Λ_1 etwas mehr als 12 dB. Bei der Berücksichtigung des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell ergibt sich für die Lastkonfigurationen $\Lambda_2 - \Lambda_4$ eine Reduzierung der Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E um bis zu 16 dB. Für die Lastkonfiguration Λ_1 beträgt diese bei Berücksichtigung der Sendeleistungsregelung lediglich etwa 7 dB, ohne Verwendung der Sendeleistungsregelung 13 dB.

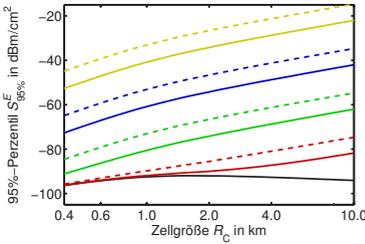


(a) Fiktive isotrope Antenne an den Mobilstationen.

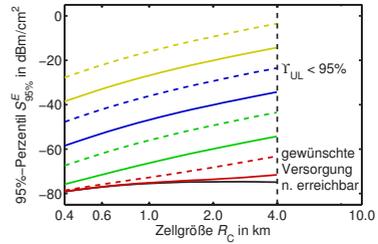


(b) (c) $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell an den Mobilstationen.

Bild 9.11: Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E . Bebauungsparameter $b = 0$.

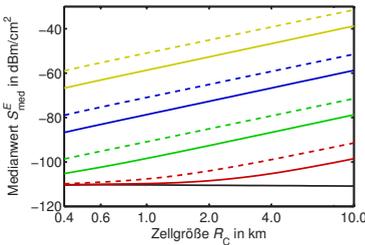


(a) Fiktive isotrope Antenne an den Mobilstationen.

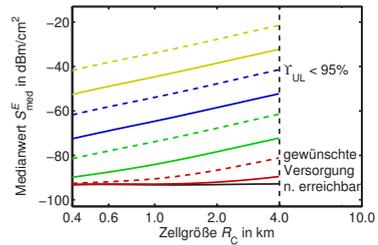


(b) (c) $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell an den Mobilstationen.

Bild 9.12: 95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$. Bebauungsparameter $b = 0$.



(a) Fiktive isotrope Antenne an den Mobilstationen.



(b) (c) $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell an den Mobilstationen.

Bild 9.13: Medianwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{med}^E . Bebauungsparameter $b = 0$.

	fiktive isotrope Antenne		
	S_{avg}^E in dBm/cm ²		$\Delta S_{\text{avg},4\text{km} \rightarrow 1\text{km}}^E$ in dB
	$R_C = 4 \text{ km}$	$R_C = 1 \text{ km}$	
Λ_0	-92,7	-96,0	-3,3
Λ_1 ohne TPC	-81,0	-93,3	-12,3
Λ_1 mit TPC	-87,3	-95,4	-8,1
Λ_2 ohne TPC	-61,3	-76,6	-15,3
Λ_2 mit TPC	-68,8	-84,1	-15,3
Λ_3 ohne TPC	-41,3	-56,6	-15,3
Λ_3 mit TPC	-48,8	-64,4	-15,6
Λ_4 ohne TPC	-21,3	-36,6	-15,3
Λ_4 mit TPC	-28,8	-44,4	-15,6

Tabelle 9.4: Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E für die beiden Zellgrößen $R_C = 4 \text{ km}$ und $R_C = 1 \text{ km}$ unter Berücksichtigung einer fiktiven isotropen Antenne an den Mobilstationen. Aus den Werten ist als Differenz die Änderung der Exposition bei einer Verkleinerung der Zellgröße R_C bestimmt und als $\Delta S_{\text{avg},4\text{km} \rightarrow 1\text{km}}^E$ angegeben. Die Differenz wurde vor einer Rundung der angegebenen Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E ermittelt. Negative Werte weisen auf eine Reduzierung der Exposition hin. Bebauungsparameter $b = 0$.

Bei der Lastkonfiguration Λ_1 , welche eine vergleichbar geringe Last aufweist, ist der Vorteil kleinerer Zellgrößen R_C geringer als bei den Lastkonfigurationen, welche auf eine größere Last zurückzuführen sind. Dies liegt darin begründet, dass die Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ im Vergleich zur gesamten Sendeleistung der Basisstation $P_{\text{T,BS}}$ hier stärker ins Gewicht fällt als bei höherer Last. Zudem führt bei Einsatz der Sendeleistungsregelung bei der Lastkonfiguration Λ_1 eine Verkleinerung der Zellgröße zu einer geringeren Reduzierung als ohne deren Verwendung. Dies ist darauf zurückzuführen, dass beim Einsatz der Sendeleistungsregelung insbesondere bei der höheren Last innerhalb der größeren Zelle gut von der Sendeleistungsregelung profitiert werden kann, während für die kleine Zelle – aufgrund der geringeren Last – kein signifikanter Vorteil entsteht. Die absoluten Expositionen sind aber bei Einsatz der Sendeleistungsregelung für alle Lastkonfigurationen geringer als ohne deren Verwendung.

	$\lambda/2$ -Dipol		$\Delta S_{\text{avg},4\text{km} \rightarrow 1\text{km}}^E$ in dB
	S_{avg}^E in dBm/cm ²		
	$R_C = 4 \text{ km}$	$R_C = 1 \text{ km}$	
Λ_0	-74,9	-79,0	-4,1
Λ_1 ohne TPC	-63,2	-76,3	-13,0
Λ_1 mit TPC	-71,6	-78,7	-7,1
Λ_2 ohne TPC	-43,5	-59,6	-16,0
Λ_2 mit TPC	-54,3	-69,8	-15,5
Λ_3 ohne TPC	-23,5	-39,6	-16,1
Λ_3 mit TPC	-34,3	-50,3	-16,0
Λ_4 ohne TPC	-3,5	-19,6	-16,1
Λ_4 mit TPC	-14,3	-30,4	-16,0

Tabelle 9.5: Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E für die beiden Zellgrößen $R_C = 4 \text{ km}$ und $R_C = 1 \text{ km}$ unter Berücksichtigung des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmmodell an den Mobilstationen. Aus den Werten ist als Differenz die Änderung der Exposition bei einer Verkleinerung der Zellgröße R_C bestimmt und als $\Delta S_{\text{avg},4\text{km} \rightarrow 1\text{km}}^E$ angegeben. Die Differenz wurde vor einer Rundung der angegebenen Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E ermittelt. Negative Werte weisen auf eine Reduzierung der Exposition hin. Bebauungsparameter $b = 0$.

Dass die Reduzierung der Exposition im Falle des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmmodell in Verbindung mit der Lastkonfiguration Λ_1 mit 7,1 dB um 1 dB geringer ausfällt als im Falle der fiktiven isotropen Antenne ist auf den Umstand zurückzuführen, dass die Sendeleistungsregelung hier bei der größeren Zellgröße R_C , aufgrund der höheren Variabilität der Funkfelddämpfungen im Falle des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmmodell, bereits eine deutlichere Reduzierung erlaubt.

Bei großer Last sind die Reduzierungen der Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten $\Delta S_{\text{avg},4\text{km} \rightarrow 1\text{km}}^E$ weitgehend unabhängig von der Verwendung der Sendeleistungsregelung. Dies ist auf den Umstand zurückzuführen, dass aufgrund ähnlicher Statistiken der Funkfelddämpfungen in den Zellen sich bei Einsatz der Sendeleistungsregelung für beide Zellgrößen R_C in ähnlicher Weise die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{\text{T,BS}}$ senken lassen (siehe Tabelle 9.3), während die die Exposition bestimmenden mittleren Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp,avg}}$ natürlich unabhängig von der Sendeleistungsregelung sind.

Die geringfügig höheren Reduzierungen der Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten $\Delta S_{\text{avg},4\text{km}\rightarrow 1\text{km}}^E$ für den $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell im Vergleich zur fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation sind auf die gleichfalls höheren Reduzierungen der Sendeleistungen der Basisstationen $P_{\text{T,BS}}$ zurückzuführen (vgl. Tabelle 9.3).

9.4 Sendeleistungen der Mobilstationen

Im Gegensatz zu den Basisstationen senden die Mobilstationen hier gemäß Annahme nur bei der Übertragung von nutzerspezifischen Inhalten. Für die Sendeleistung der Mobilstation $P_{\text{T,MS}}$ ist daher nur die für die jeweilige Verbindung vorherrschende Funkfelddämpfung L_{cov} von Belang.

Bild 9.14 zeigt die über der Fläche dargestellten Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{\text{T,MS}}$ für die Zellgrößen $R_C = 4$ km sowie $R_C = 1$ km unter Annahme einer fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation. Bild 9.15 liegt hingegen der neben einem vereinfachten Kopfmodell angeordnete $\lambda/2$ -Dipol als Antenne an der Mobilstation zugrunde. Der Bebauungsparameter wurde jeweils zu $b = 0$ gewählt.

Ein Vergleich von Bild 9.14(a) mit Bild 9.14(b) bzw. von Bild 9.15(a) mit Bild 9.15(b) zeigt, dass bei den größeren Zellgrößen die erforderlichen Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{\text{T,MS}}$ erheblich höher sind als bei den kleineren Zellgrößen. Darüber hinaus zeigt sich beim Vergleich von Bild 9.14 mit Bild 9.15, dass bei der Berücksichtigung einer fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation erheblich geringere Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{\text{T,MS}}$ erforderlich sind als bei der Betrachtung des modellierten $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell.

Dass sich die erforderlichen Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{\text{T,MS}}$ an benachbarten Betrachtungsorten um mehrere dB unterscheiden, ist bei der Betrachtung der fiktiven isotropen Antenne (Bild 9.14) an der Mobilstation auf das im Wellenausbreitungsmodell berücksichtigte Fading, als Addition einer Zufallszahl, deren Statistik einer Log-Normal-Verteilung mit einer Standardabweichung von $\sigma = 8$ dB unterliegt, zurückzuführen (siehe Kapitel 6.2.7 bzw. Kapitel 9.1.2).

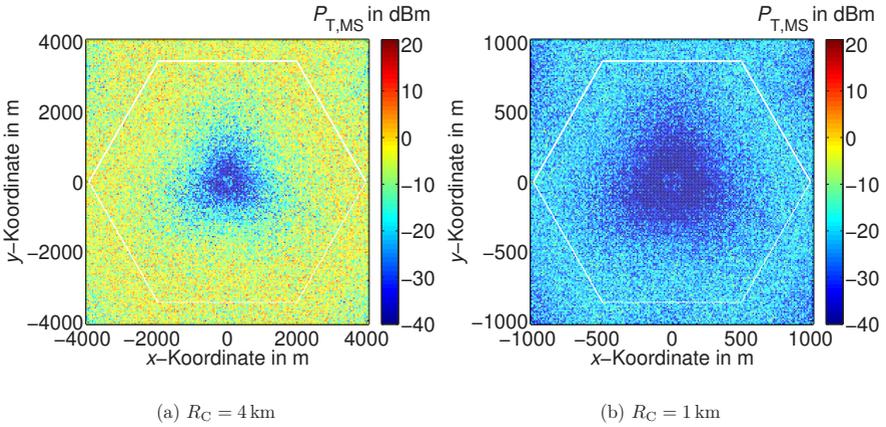


Bild 9.14: Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ unter Annahme einer fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation. Bebauungsparameter $b = 0$.

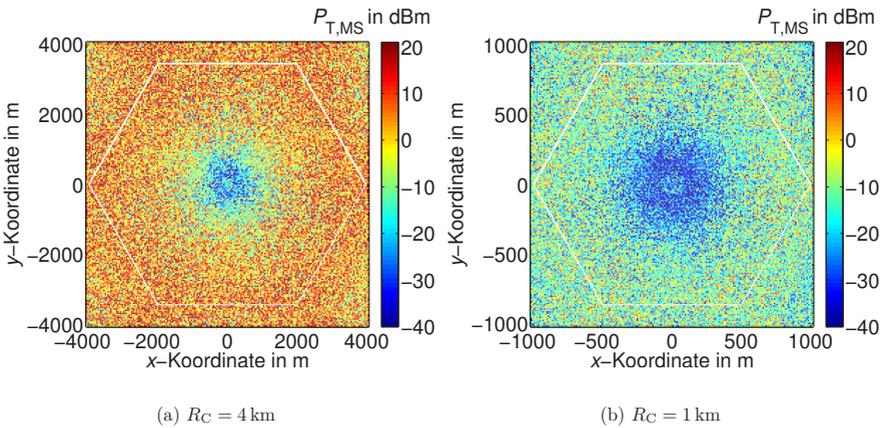


Bild 9.15: Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ unter Annahme eines $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell. Bebauungsparameter $b = 0$.

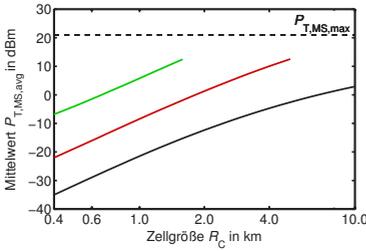
Da im Fall des modellierten $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell die Neigung des $\lambda/2$ -Dipols schrittweise veränderlich und die Ausrichtung des Kopfmodells in der Azimutebene beliebig variiert werden, führt dies – neben dem aus dem Wellenausbreitungsmodell resultierenden Fading – zusätzlich zu einer großen Streuung der effektiven Antennenwirkfläche, und somit des Gewinns, im Vergleich zur konstanten Antennenwirkfläche der fiktiven isotropen Antenne. Damit führt die an jedem Betrachtungsort individuell vorgenommene Ausrichtung (siehe Kapitel 4.2) zu einer weiter gehenden Streuung der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ (Bild 9.15).

Die Bilder 9.16 – 9.18 zeigen einige, in Abhängigkeit der Zellgröße R_C näher betrachtete statistische Kenngrößen der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ für drei verschiedene Bebauungsparameter b . Hierbei wird von einer Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink von $\Upsilon_{UL} = 95\%$ ausgegangen. D.h. – wie bei der Bestimmung der Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ – bleiben bei allen Zellgrößen R_C 5% der Mobilstationen unversorgt. Die für diese Mobilstationen erforderlichen Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ werden nicht bei der Bestimmung der statistischen Kenngrößen berücksichtigt.

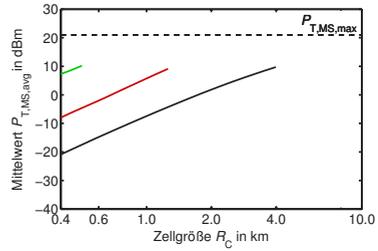
Bild 9.16 zeigt die Mittelwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,avg}$, Bild 9.17 die 95%-Perzentile der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,95\%}$ und Bild 9.18 die Medianwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,med}$. Für alle Bilder gilt: Die statistischen Kenngrößen der Sendeleistungen der Mobilstationen nehmen mit abnehmender Zellgröße R_C ab. Bei konstanter Zellgröße R_C nehmen die erforderlichen Sendeleistungen der Mobilstationen mit größerem Bebauungsparameter b zu. Falls der $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell als Antenne an der Mobilstation berücksichtigt wird, sind höhere Sendeleistungen der Mobilstationen als im Falle der fiktiven isotropen Antenne erforderlich. Die Ursachen für diese Verhaltensweisen liegen in der jeweils relevanten Funkfelddämpfung L_{cov} begründet, diese steigt mit zunehmender Zellgröße R_C , größerem Bebauungsparameter b und ist bei dem $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell an vielen Betrachtungsorten höher als bei Betrachtung der fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation.

Bild 9.16 zeigt, dass an den jeweiligen maximalen Zellgrößen $R_{C,max}$ die Mittelwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,avg}$ im Falle des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell einige dB kleiner sind als im Falle der fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation. Die größere Streuung der auftretenden Funkfelddämpfungen L_{cov} im Falle des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell ziehen – aufgrund der Mittelung auf einem linearen Maßstab – die kleineren Mittelwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,avg}$ an den jeweiligen maximalen Zellgrößen $R_{C,max}$ nach sich.

Gleichfalls sind für den $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell an den maximalen Zellgrößen $R_{C,max}$ auch die 95%-Perzentile der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,95\%}$ etwas und die Medianwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,med}$ deutlich niedriger als im Falle der fiktiven isotropen Antenne (vgl. Bild 9.17(a) mit Bild 9.17(c) bzw. Bild 9.18(a) mit Bild 9.18(c)).

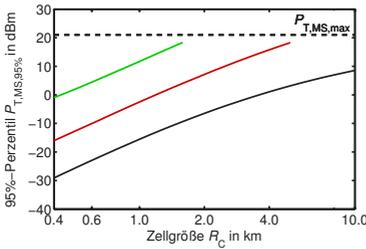


(a) Fiktive isotrope Antenne an der Mobilstation.

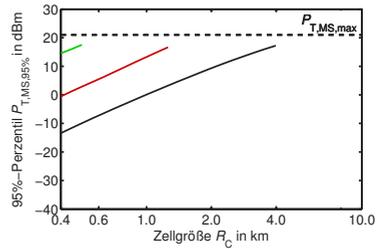


(b) $\lambda/2$ -Dipol neben vereinfachtem Kopfmodell an der Mobilstation.

Bild 9.16: Mittelwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,avg}$.
 Bebauungsparameter $b = 0$. Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink $\Upsilon_{UL} = 95\%$.



(a) Fiktive isotrope Antenne an der Mobilstation.

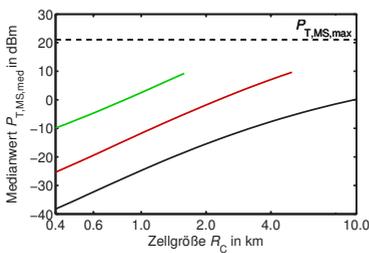


(b) $\lambda/2$ -Dipol neben vereinfachtem Kopfmodell an der Mobilstation.

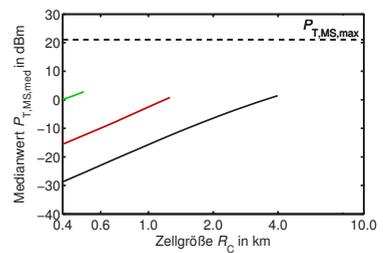
Bild 9.17: 95%-Perzentile der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,95\%}$.
 Bebauungsparameter $b = 0$. Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink $\Upsilon_{UL} = 95\%$.

Die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ können als Maß für deren Exposition betrachtet werden. Allerdings ist der Zusammenhang zwischen Sendeleistung und spezifischer Absorptionsrate aufgrund der unbekanntenen Stromverteilung nicht klar. Ebenso führt dieselbe Sendeleistung bei verschiedenen Anten-

nen – wie hier für die fiktive isotrope Antenne und den $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell – nicht zu identischen Expositionen, da die von den Antennen hervorgerufenen Stromverteilungen im Allgemeinen verschieden sind. Für einen Antennentyp sind jedoch relative Vergleiche bei verschiedenen Zellgrößen R_C möglich. Für Mehrantennensysteme, bei welchen die Sendeleistung der Mobilstation $P_{T,MS}$ in Abhängigkeit von den Eigenschaften des Funkkanals beliebig auf die verschiedenen Antennen verteilt werden kann, sind hingegen auch keine relativen Vergleiche möglich, so dass in jenen Fällen zwingend eine Berechnung der spezifischen Absorptionsrate erforderlich wird [BPT⁺07].



(a) Fiktive isotrope Antenne an der Mobilstation.



(b) $\lambda/2$ -Dipol neben vereinfachtem Kopfmodell an der Mobilstation.

Bild 9.18: Medianwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,med}$.
Bebauungsparameter $b = 0$. Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink
 $\Upsilon_{UL} = 95\%$.

9.5 Fazit

Die auf dem COST-Hata Modell basierenden Betrachtungen zeigen, dass aus Sicht der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern kleinere Zellgrößen günstig sind. Unter den hier getroffenen Annahmen ist die Exposition durch Basisstationen für Zellen, die keine aktiven Mobilstationen versorgen nahezu unabhängig von der Zellgröße. Mit einer zunehmenden Last weisen aber kleinere Zellen im Vergleich zu größeren deutlich reduzierte Expositionen auf.

Hinsichtlich der Exposition durch aktive Mobilstationen erlauben es kleinere Zellgrößen die Sendeleistung und damit die Expositionen durch die Mobilstationen erheblich zu reduzieren.

Des Weiteren zeigt sich, dass die Berücksichtigung einer realitätsnahen Antennenkonfiguration an der Mobilstation, wie sie hier durch die Betrachtung eines

$\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell erfolgt, zu erheblich höheren Sendeleistungen und damit auch Expositionen durch Basisstationen und Mobilstationen führt, als bei der Annahme einer fiktiven isotropen Antenne.

10 Resultate für das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell

In dem vorliegenden Kapitel wird eine Expositionsanalyse unter Berücksichtigung des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* vorgestellt. Bei diesem Wellenausbreitungsmodell erfolgt die Modellierung der Funkwellenausbreitung als Überlagerung einzelner ebener Wellen, die sich entlang individuell berechneter Pfade ausbreiten. Auf diesen Pfaden ändern sich die Amplituden und die Phasen der sich ausbreitenden Wellen, welche in Abhängigkeit von den berücksichtigten Interaktionen (Reflexion, Streuung, Beugung) ermittelt werden.

Durch eine getrennte Zerlegung in Komponenten mit orthogonaler Polarisation ergibt sich eine vollständige Beschreibung der Polarisationseigenschaften. Hierbei ist auch eine explizite Bestimmung der vektoriellen elektrischen Feldstärken \mathbf{E} und magnetischen Feldstärken \mathbf{H} möglich. Insgesamt erschließt sich so eine hervorragende Kenntnis des Funkkanals.

Die Nützlichkeit dieser detaillierten Modellierung ist, neben weiteren Details, in Kapitel 6.3 erläutert. Aufgrund der Leistungsfähigkeit des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* ist eine – im Vergleich zu den Untersuchungen in Kapitel 9 – weitaus präzisere Ermittlung der Exposition für das konkret betrachtete Szenario möglich.

Nach einer Erläuterung der Details des Szenarios in Kapitel 10.1, welche eine Abgrenzung zu den Annahmen des vorigen Kapitels mit einschließt, werden verschiedene Netzkonfigurationen hinsichtlich ihrer Exposition analysiert. Hierzu werden zwei Gruppen von Basisstationen, mit höher bzw. tiefer positionierten Mobilfunkbasisstationsantennen, zunächst getrennt untersucht (Kapitel 10.2 und Kapitel 10.3). Ab Kapitel 10.4 werden die beiden Gruppen von Basisstationen zusammengefasst. Die verschiedenen Antennenhöhen der Basisstationen, welche unterschiedlich große Versorgungsgebiete nach sich ziehen, ermöglichen die Realisierung einer hierarchischen Netzstruktur. Mittels zweier verschiedener Optimierungsansätze werden in Kapitel 10.5 die Versorgungsgebiete dynamisch verändert und damit erhebliche Reduzierungen der Expositi-

tionen erreicht. In Kapitel 10.6 werden abschließend die Sendeleistungen der Mobilstationen, welche ein Maß für die Exposition durch die Mobilstationen darstellen, für die verschiedenen Netzkonfigurationen untersucht.

10.1 Details des Szenarios

Eine kurze Darstellung des Szenarios ist in Kapitel 1.3.2 zu finden. Weitere Details sollen hier durch nähere Angaben ergänzt werden. Wie bei der Analyse unter Berücksichtigung des empirischen Wellenausbreitungsmodells (siehe Kapitel 9) gilt hier:

- Mehrere Basisstationen bilden eine Netzstruktur.
- An allen Basisstationen wird die in Kapitel 4.1.3 beschriebene modellierte FEKO-Antenne eingesetzt.
- Jede Basisstation wird über eine dreifache Sektorisierung in drei Sektoren unterteilt.
- Die Hauptstrahlrichtungen der Mobilfunkbasisstationsantennen sind in den Richtungen $\psi'_{\text{HSR}} = \{0^\circ, 120^\circ, 240^\circ\}$.
- Die Antennenhöhen der Mobilstationen betragen einheitlich $h_{\text{MS}} = 1,5$ m.
- Die Berechnungshöhe für die Exposition entspricht mit 1,5 m der Antennenhöhe der Mobilstation h_{MS} .
- Es wird eine Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{\text{DL}} = 95\%$ berücksichtigt.
- Etwaige aktive Mobilstationen, zur Modellierung der nutzerbedingten Last, sind gleichverteilt.

Die wesentlichen Unterschiede zu dem in Kapitel 9 betrachteten Szenario sind:

- Es wird ein konkretes Szenario, ein Teilgebiet der Stadt Karlsruhe, zugrunde gelegt. Hierbei gibt es bebaute und unbebaute Flächen.
- Die Funkwellenausbreitung wird über das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* modelliert, welches auch eine Beschreibung der Polarisationsseigenschaften des Funkkanals erlaubt.
- Standorte für Basisstationen stehen nicht an beliebigen Positionen zur Verfügung, sondern werden geeignet gewählt. Damit liegt keine reguläre Netzstruktur vor.
- An den Standorten werden verschiedene Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} verwendet.

- Eine Sendeleistungsregelung an der Basisstation ist obligatorisch.
- Als Antenne an der Mobilstation wird ausschließlich ein $\lambda/2$ -Dipol neben dem vereinfachten Kopfmodell betrachtet (siehe Kapitel 4.2).

10.1.1 Modellierung der Umgebung

Im Rahmen des strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells *ihert3d* werden Gebäude, Bäume und der Boden modelliert. Der Boden wird als eben angenommen, für Bäume werden nur die Baumkronen berücksichtigt und Gebäude bestehen nur aus Beton, d.h. beispielsweise Fensterscheiben werden nicht berücksichtigt. Die bei der Modellierung zugrunde gelegten Materialparameter sind in Anhang C angegeben.

10.1.2 Verteilung aktiver Mobilstationen

Zur Modellierung der nutzerbedingten Last werden aktive Mobilstationen, welche über die Fläche gleichverteilt sind, berücksichtigt (siehe Kapitel 4.4). Die aktiven Mobilstationen werden dabei lediglich außerhalb von Gebäuden positioniert. Im betrachteten Ausschnitt (siehe Bild 10.1) sind 28,2% der Fläche mit Gebäuden bebaut. Die Dichten aktiver Mobilstationen an den nicht mit Gebäuden bebauten Betrachtungsorten, welche bei der Berücksichtigung der Last herangezogen werden, sind daher um 39,3% höher als bei Szenarien ohne Gebäude.

10.1.3 Wahl der Basisstationsstandorte

Aufgrund der unregelmäßigen Anordnung von Gebäuden, Straßen und Bäumen stehen Standorte nicht beliebig zur Verfügung. Damit ist eine einfache, reguläre Anordnung von Basisstationen auf einer hexagonalen Struktur nicht möglich. Deshalb werden hier zum einen in der Realität vorhandene Standorte berücksichtigt (siehe Kapitel 10.2), zum anderen aber auch andere geeignet erscheinende Standorte betrachtet (siehe Kapitel 10.3). Die Versorgungsgebiete der verschiedenen Basisstationen bzw. Sektoren sind unterschiedlich groß.

Die äußerst zeitintensive Bestimmung der Funkwellenausbreitung begrenzt nicht nur die Anzahl der Betrachtungsorte, sondern auch die Anzahl der Basisstationen. Von daher ist hier eine weitgehend kontinuierliche Veränderung der Zellgröße – wie in Kapitel 9 – nicht realisierbar. Stattdessen findet ein Vergleich verschiedener Netzkonfigurationen statt.

Bis auf die Analyse der Abhängigkeit der Exposition vom Neigungswinkel δ in Kapitel 10.2.3 werden an allen Basisstationsstandorten Neigungswinkel von $\delta = 0^\circ$ verwendet.

10.1.4 Bestimmung relevanter Ausbreitungspfade

Um eine hohe Genauigkeit bei einer vertretbaren Zeitdauer für die Bestimmung der Transfermatrizen zu erzielen, werden nur Pfade berücksichtigt, welche maximal zwei Interaktionen für beliebige Kombinationen aus Reflexionen und Beugungen erfahren. Darüber hinaus wird ein Dynamikbereich von 50 dB gewählt. Pfade, deren Amplituden mehr als 50 dB unterhalb des stärksten Pfades liegen werden nicht beachtet. Die Berücksichtigung eines größeren Dynamikbereiches sowie weiterer Reflexionen bzw. Beugungen beansprucht eine deutlich längere Berechnungszeit, führt aber zu keiner feststellbaren Änderung der Feldstärken. Bei einer Erhöhung der Anzahl der zu berücksichtigenden Interaktionen werden typischerweise lediglich einzelne zusätzliche Pfade mit relativ geringer Amplitude gefunden, welche daher keine Relevanz für die Funkfelddämpfungen haben.

10.1.5 Expositionsbestimmung

Bild 10.1 zeigt das für die Berechnungen zugrunde gelegte Teilgebiet der Stadt Karlsruhe. Die Sicherstellung der gewünschten Versorgung und die Analyse der Exposition beschränken sich auf den markierten Ausschnitt von $150 \text{ m} \leq x \leq 2150 \text{ m}$ und $200 \text{ m} \leq y \leq 1000 \text{ m}$. Außerhalb dieses Ausschnittes ist einerseits eine weniger starke Bebauung zu verzeichnen, andererseits kann durch das Fehlen der Bebauungsdaten jenseits des dargestellten Bereiches der Umgebungseinfluss dort nicht mehr umfassend berücksichtigt werden.

Für die Berechnungen werden jeweils einzelne Betrachtungsorte auf einem äquidistanten Gitter mit einer Auflösung von 5 m herangezogen. Eine Verschlechterung der Auflösung auf 10 m führt zu um maximal 0,1 dB veränderten statistischen Kenngrößen der Exposition, so dass davon ausgegangen werden darf, dass eine Verbesserung der Auflösung unter 5 m, im Hinblick auf die betrachteten Kenngrößen, zu keiner nennenswerten Erhöhung der Genauigkeit führt.

Eine Expositionsbestimmung innerhalb von Gebäuden wird nicht vorgenommen. Aufgrund der unbekannt Details der einzelnen Räume in den Gebäuden wäre eine solche auch mit einem sehr großen Fehler verbunden.

Die Größe des betrachteten Ausschnittes ergibt, in Verbindung mit der gewählten Auflösung, 64 561 Betrachtungsorte. Die Berechnungsdauern der Transfer-

matrizen sind abhängig von der jeweiligen Sender- und Empfänger-Position und der Prozessorgeschwindigkeit. Bei einer Ausstattung des Rechners mit einem Intel[®] Core[™]2 Quad Q9550 Prozessor beträgt die Berechnungsdauer typischerweise etwa 10 Minuten pro Betrachtungsort.



Bild 10.1: Betrachtetes Teilgebiet der Stadt Karlsruhe. Die Positionen der Basisstationen des Bestandsnetzes (siehe Kapitel 10.2) und zugehörigen Sektoren (siehe Tabelle 10.1) sind gekennzeichnet. Im Ausschnitt von $150 \text{ m} \leq x \leq 2150 \text{ m}$ und $200 \text{ m} \leq y \leq 1000 \text{ m}$ werden die Versorgung sichergestellt und die Exposition analysiert. Die Koordinaten der Eckpunkte des betrachteten Ausschnittes sind in Klammern angegeben. Am unteren Bildrand sind exemplarisch die Hauptstrahlrichtungen der Mobilfunkbasisstationsantennen spezifiziert.

Das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* erlaubt zwar komfortabel die flächige Bestimmung der Transfermatrizen, dennoch wurde im Rahmen dieser Arbeit die individuelle, punktweise Ermittlung bevorzugt. Während die flächige Berechnung eine insgesamt lange Berechnungsdauer erfordert, können bei individueller Bestimmung Berechnungen für mehrere Betrachtungsorte gleichzeitig parallel auf verschiedenen Prozessorkernen und Rechnern durchgeführt werden. Zudem können bei der individuellen Bestimmung Betrachtungsorte, an denen sich Gebäude befinden, von der Berechnung ausgenommen werden, was bei der flächigen Berechnung nicht möglich ist. Dies reduziert die Anzahl der zu berücksichtigenden Betrachtungsorte auf 46 358.

Unter einer – im Rahmen dieser Arbeit implementierten – Parallelisierung zur zeitgleichen Berechnung der Funkwellenausbreitung zwischen einem Basisstationsstandort und verschiedenen Betrachtungsorten auf einer variablen und zunächst nicht nach oben begrenzten Anzahl von Prozessorkernen wird so für das Gesamtgebiet eine ganz erhebliche Reduzierung der Berechnungsdauer erzielt. Bei einer Verteilung auf beispielsweise 40 Prozessorkerne kann somit die Rechenzeit für ein aus einem Basisstationsstandort bestehenden Szenario von über einem Jahr (Berücksichtigung aller Betrachtungsorte im betrachteten Ausschnitt auf einem äquidistanten Gitter bei Verwendung eines Prozessorkerns eines Intel[®] Core[™]2 Quad Q9550 Prozessors) auf etwa acht Tage (Berücksichtigung der relevanten Betrachtungsorte bei Verwendung von 40 Prozessorkernen) reduziert werden.

Die weitere, mittels Matlab implementierte, Verarbeitung der Daten, wie die Gewichtung der einzelnen Pfade mit den Richtcharakteristiken der Mobilfunkbasisstationsantennen und der Mobilstationen, sowie die Bestimmung der Funkfelddämpfungen L_{cov} und der Funkfelddämpfungen L_{exp} benötigt pro Basisstationsstandort etwa einen Tag.

10.2 Bestandsnetz

Eine in der Praxis realisierte Anordnung der Basisstationen des Mobilfunknetzbetreibers *Vodafone*, welche z.T. ebenfalls für die Arbeiten in [Fü10] berücksichtigt ist, stellt das im Weiteren als Bestandsnetz bezeichnete Netz dar. Im Vergleich zur Versorgung des Gebietes mit lediglich einer einzelnen Basisstation lässt sich mit dieser Netzstruktur die Exposition deutlich reduzieren [BPF⁺08]. Die in Bild 10.1 eingezeichneten Positionen der Standorte sind in Tabelle 10.1 mit deren Koordinaten angegeben. Zur detaillierten Kennzeichnung der einzelnen Sektoren werden diese ebenfalls nummeriert. Die Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} beziehen sich auf den Mittelpunkt der Antenne. An allen Standorten wird eine dreifache Sektorisierung mit den Hauptstrahlrichtungen $\psi'_{\text{HSR}} = \{0^\circ, 120^\circ, 240^\circ\}$ genutzt.

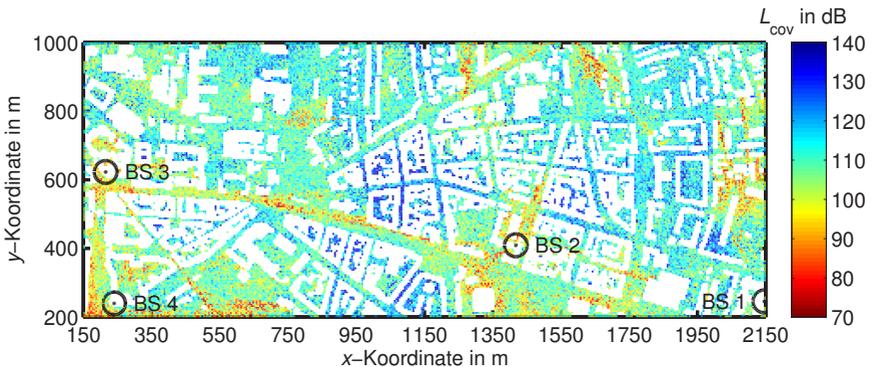
Zunächst sollen für das Bestandsnetz die Versorgung und die Exposition näher analysiert werden. Die Zuordnung der Mobilstationen zu den einzelnen Sektoren erfolgt – wie im vorigen Kapitel – auf Basis der Funkfelddämpfungen L_{cov} (siehe Kapitel 5.2.2). Aus der Kenntnis der Funkfelddämpfungen L_{cov} werden die erforderlichen Sendeleistungen für die jeweiligen Sektoren bestimmt (siehe Kapitel 4.5). Unter Berücksichtigung der Funkfelddämpfungen L_{exp} (siehe Kapitel 5.2.1) können dann die Expositionen ermittelt werden.

Basisstation BS	Sektor s	Koordinaten		
		x in m	y in m	h_{BS} in m
1	1 – 3	2146,06	245,99	32,37
2	4 – 6	1417,47	409,19	32,33
3	7 – 9	215,18	622,50	32,19
4	10 – 12	240,10	240,00	29,62
5	13 – 15	1355,51	1250,45	28,34

Tabelle 10.1: Koordinaten der Basisstationen des Bestandsnetzes.

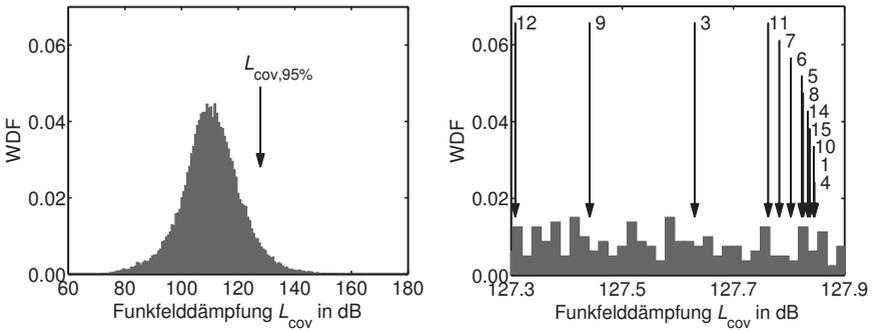
10.2.1 Funkfelddämpfung und Sendeleistung zur Zellidentifikation

Die Funkfelddämpfungen L_{cov} bestimmen die für eine erfolgreiche Kommunikation erforderlichen Sendeleistungen an den Basisstationen und Mobilstationen. Bild 10.2 zeigt die Funkfelddämpfungen L_{cov} an den jeweiligen Betrachtungsorten für das Bestandsnetz, welche sich definitionsgemäß auf den jeweils günstigsten Sektor beziehen.

Bild 10.2: Funkfelddämpfungen L_{cov} für das Bestandsnetz. Neigungswinkel an den Mobilfunkbasisstationsantennen $\delta = 0^\circ$.

Die Neigungswinkel sind hierbei für alle Mobilfunkbasisstationsantennen zu $\delta = 0^\circ$ gewählt. In den unmittelbaren Umgebungen der Basisstationen, wie auch entlang einiger Straßenzüge sind vergleichsweise geringe Funkfelddämpfungen L_{cov} festzustellen. Insbesondere in einigen von hohen Gebäuden umgebenen Straßenzügen und Innenhöfen, wie im Bereich von $950 \text{ m} \leq x \leq 1150 \text{ m}$ und $500 \text{ m} \leq y \leq 700 \text{ m}$, sind hingegen deutlich höhere Funkfelddämpfungen L_{cov} zu verzeichnen.

Zur Bestimmung der Sendeleistungen, welche im Versorgungsgebiet jeweils die Entnahme der minimalen Empfangsleistungen $P_{\text{R,min}}$ gewährleisten (siehe Kapitel 4.3), sind die Wahrscheinlichkeiten, mit denen die jeweiligen Funkfelddämpfungen L_{cov} auftreten von Relevanz (siehe Kapitel 4.6). Bild 10.3 zeigt hierzu die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Funkfelddämpfung L_{cov} für den jeweils dominanten Sektor. Der Medianwert liegt bei $L_{\text{cov,med}} \approx 110 \text{ dB}$.



(a) Übersicht mit Kennzeichnung des 95 %-Perzentsils der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},95\%}$, welches den Maximalwert der beteiligten Sektoren darstellt.

(b) Höhere Auflösung für den Bereich bei $L_{\text{cov},95\%}$. Die Zahl neben den Pfeilen gibt den Sektor an, auf den sich die individuelle Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},95\%,s}$ bezieht.

Bild 10.3: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Funkfelddämpfungen L_{cov} für das Bestandsnetz bestehend aus den Basisstationen 1 – 5.

Zur Erzielung einer hohen, zugleich aber wirtschaftlichen Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink Υ_{DL} – wird wie bei den Betrachtungen in Kapitel 9 – das 95 %-Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},95\%}$ herangezogen. Die Sendeleistungen zur Zellidentifikation für die einzelnen Sektoren $P_{\text{T,BS,cell},s}$ werden so gewählt, dass für das gesamte betrachtete Gebiet gerade eine Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{\text{DL}} = 95\%$ erreicht wird. Da die Funkfelddämpfungen L_{cov} in den jeweiligen Versorgungsgebieten der einzelnen

Sektoren unterschiedlich sind, entsprechen die Funkfelddämpfungen, welche in den zugehörigen Sektoren s gerade noch überwunden werden müssen, im Allgemeinen nicht dem 95 %-Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},95\%}$ im gesamten Versorgungsgebiet. Zur Verdeutlichung werden diese Funkfelddämpfungen mit $L_{\text{cov},95\%,s}$ bezeichnet, wobei hierunter die Funkfelddämpfung zu verstehen ist, welche zur Bestimmung der Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell},s}$ im Sektor s berücksichtigt wird, um im gesamten Versorgungsgebiet die gewünschte Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{\text{DL}} = 95\%$ zu erreichen. Die Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},95\%}$ bezieht sich auf den Maximalwert aller beteiligten Sektoren.

In Bild 10.3(b) sind für die Funkfelddämpfungen L_{cov} die 95 %-Perzentile der Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov},95\%,s}$ für 13 der 15 Sektoren gekennzeichnet. Die im Bild neben den Pfeilen angebrachte Zahl spezifiziert den Sektor. Nicht eingezeichnet sind die Werte für die Sektoren 2 und 13. Sektor 13 ist der zur außerhalb des Versorgungsgebietes liegenden Basisstation 5 gehörende Sektor mit einer Hauptstrahlrichtung von $\psi'_{\text{HSR}} = 0^\circ$. Da dieser Sektor nicht zur Versorgung beiträgt, wird er nicht genutzt. Der zur Basisstation 1 gehörende Sektor 2 mit einer Hauptstrahlrichtung von $\psi'_{\text{HSR}} = 120^\circ$ strahlt, wie auch Sektor 13, weg von dem zu versorgenden Gebiet. Im Gegensatz zur Situation bei der Basisstation 5 trägt dieser Sektor jedoch insbesondere durch Reflexionen zur Versorgung bei. Das relevante 95 %-Perzentil der Funkfelddämpfung $L_{\text{cov},95\%,s}$ für Sektor 2 beträgt $L_{\text{cov},95\%,2} \approx 125,4$ dB. Für die anderen Sektoren liegen die 95 %-Perzentile der Funkfelddämpfungen $L_{\text{cov},95\%,s}$ im Bereich von 127,3 dB bis 127,85 dB (siehe Bild 10.3(b)). Für diese Sektoren werden also vergleichbar große Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell},s}$ verwendet.

Aufgrund der Forderung einer minimalen Empfangsleistung von $P_{\text{R,MS,min,cell}} = -110$ dBm für den zellspezifischen Anteil der von den Basisstationen abgestrahlten Informationen betragen die Sendeleistungen für die genutzten Sektoren $15,4 \text{ dBm} \leq P_{\text{T,BS,cell},s} \leq 17,85 \text{ dBm}$.

Der in diesem Abschnitt – zur Verdeutlichung des Bezuges auf den jeweiligen Sektor s – eingeführte Index wird im Weiteren zumeist nicht mehr angegeben. Aus dem Zusammenhang wird jeweils klar, ob sich eine Größe auf einen bestimmten Sektor bezieht oder allgemein zu verstehen ist.

10.2.2 Lastverteilung

Bild 10.4 zeigt die von den einzelnen Sektoren getragenen Anteile der Netzlast Υ_s . Aktive Mobilstationen sind hierbei über der Fläche als gleichverteilt angenommen. Da der Sektor 13 nicht zur Versorgung beiträgt, ist der versorgte Anteil für diesen Sektor $\Upsilon_{13} = 0$. Die von den einzelnen Sektoren getragenen Anteile der Netzlast Υ_s der Sektoren 2, 9 und 12 sind sehr gering, weil die Hauptstrahlrichtungen dieser Sektoren – für die am Rande des Versorgungsgebietes liegenden Basisstationen 1, 3 und 4 – nicht in das zu versorgende Gebiet weisen. Die Sektoren 1, 4, 8 und 15 versorgen hingegen – aufgrund der Ausrichtung ihrer Mobilfunkbasisstationsantennen auf das zu versorgende Gebiet – die meisten aktiven Mobilstationen, d.h. die von den einzelnen Sektoren getragenen Anteile der Netzlast Υ_s sind für diese Sektoren relativ groß. Obwohl die Basisstation 1 am Rande des Versorgungsgebietes liegt, übernimmt der zugehörige Sektor 1 einen beachtlichen Teil der aktiven Mobilstationen.

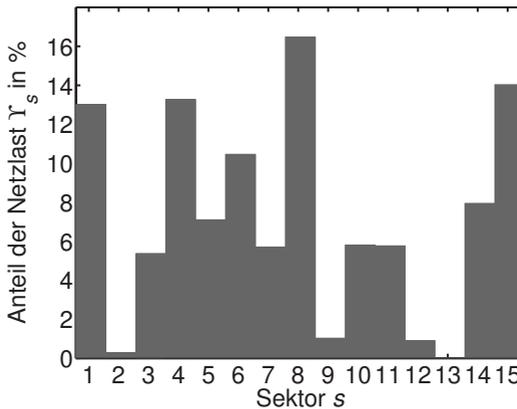


Bild 10.4: Von den einzelnen Sektoren getragenen Anteile der Netzlast Υ_s für die Konfiguration des Bestandsnetzes bestehend aus fünf Basisstationen mit Neigungswinkeln von jeweils $\delta = 0^\circ$. Die Verteilung ist unabhängig von der Lastkonfiguration.

10.2.3 Expositionsanalyse

Abhängigkeit der Exposition vom Neigungswinkel

Für die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$, welche zur Erzielung der gewünschten Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink Υ_{DL} erforderlich sind, zeigt Bild 10.5 die resultierenden äquivalenten Leistungsdichten S^E – d.h. die Expositionen – im betrachteten Gebiet. Hierbei ist ein Neigungswinkel von $\delta = 0^\circ$ an den Mobilfunkbasisstationsantennen berücksichtigt. Da die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ lediglich durch die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ bestimmt werden, entspricht der dargestellte Fall der Lastkonfiguration Λ_0 , bei der keine aktiven Mobilstationen zu versorgen sind.

Mobilfunknetzbetreiber verwenden im urbanen Gebiet häufig Neigungswinkel um $\delta \approx 6^\circ$. Bild 10.6 zeigt deshalb die äquivalenten Leistungsdichten S^E unter Annahme eines Neigungswinkels von $\delta = 6^\circ$ für alle Mobilfunkbasisstationsantennen. Die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ werden hier ebenfalls so gewählt, dass wiederum eine Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{DL} = 95\%$ erreicht wird. Hierbei zeigen sich im Vergleich zum Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$ deutlich höhere äquivalente Leistungsdichten S^E . Durch die Neigungen der Richtcharakteristiken der Mobilfunkbasisstationsantennen über den Sichtwinkel am Zellrand hinaus sind in größeren Entfernungen üblicherweise höhere Funkfelddämpfungen L_{cov} zu verzeichnen, welche durch höhere Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ ausgeglichen werden müssen. Zudem treten entlang der Hauptkeule abgestrahlte Beiträge durch die Neigungen typischerweise in geringeren Entfernungen zu den Basisstationen auf. Dies zieht dort gleichfalls kleinere Funkfelddämpfungen L_{exp} nach sich. In Verbindung mit den erhöhten Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ führt dies zu deutlich größeren Expositionen.

Tabelle 10.2 gibt die hier betrachteten statistischen Kenngrößen der äquivalenten Leistungsdichten S^E für verschiedene Neigungswinkel δ an. Darüber hinaus sind noch die mittleren Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell,avg}$ sowie die Versorgungswahrscheinlichkeiten im Uplink Υ_{UL} angegeben. Die Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink Υ_{UL} gibt jeweils den Prozentsatz der Mobilstationen an, deren begrenzte Sendeleistung von $P_{T,MS,max} = 21$ dBm die Entnahme der minimalen Empfangsleistung $P_{R,BS,min} = -110$ dBm an mindestens einem Sektor einer Basisstation erlaubt. Bei der Bestimmung der mittleren Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell,avg}$ bleibt der nicht zur Versorgung beitragende Sektor 13 unberücksichtigt.

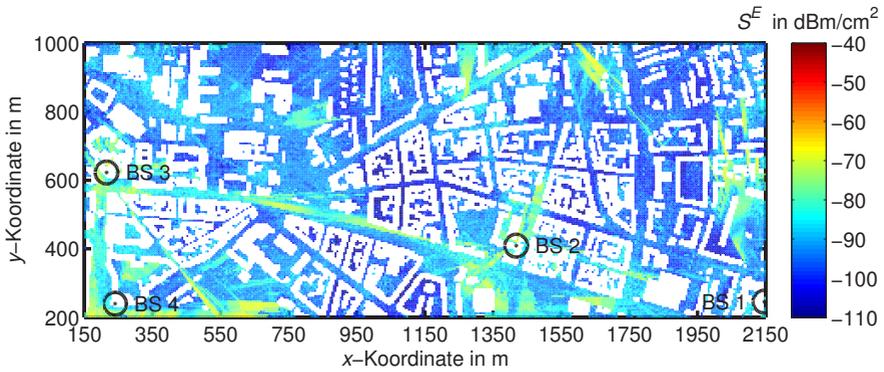


Bild 10.5: Äquivalente Leistungsdichten S^E für die Konfiguration des Bestandsnetzes bestehend aus fünf Basisstationen mit Neigungswinkeln von jeweils $\delta = 0^\circ$ für die Lastkonfiguration Λ_0 . Die Basisstation 5 befindet sich außerhalb des dargestellten Gebietes.

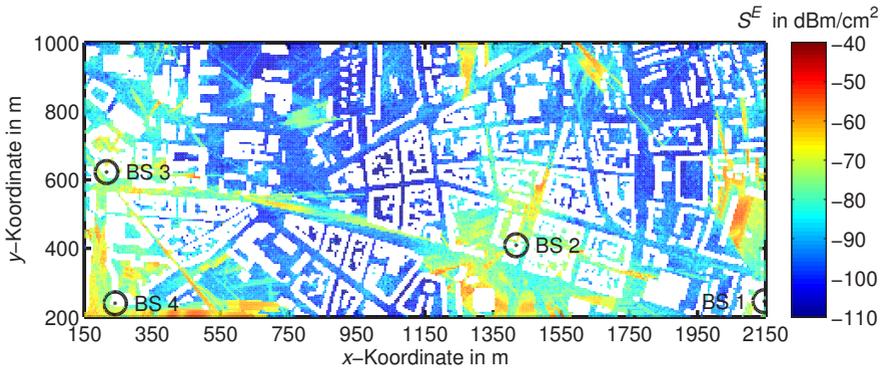


Bild 10.6: Äquivalente Leistungsdichten S^E für die Konfiguration des Bestandsnetzes bestehend aus fünf Basisstationen mit Neigungswinkeln von jeweils $\delta = 6^\circ$ für die Lastkonfiguration Λ_0 . Die Basisstation 5 befindet sich außerhalb des dargestellten Gebietes.

δ in $^\circ$	S_{avg}^E in dBm/cm ²	$S_{95\%}^E$ in dBm/cm ²	S_{med}^E in dBm/cm ²	$P_{\text{T,BS,cell,avg}}$ in dBm	Υ_{UL} in %
0	-83,3	-76,2	-92,8	17,6	96,9
1	-82,5	-75,5	-92,8	16,8	97,3
2	-81,3	-74,3	-92,6	16,6	97,4
3	-79,9	-73,0	-92,4	16,8	97,3
4	-78,2	-71,4	-92,2	17,6	96,9
5	-76,0	-69,2	-91,7	19,2	95,9
6	-72,9	-66,1	-91,0	21,9	93,8
7	-68,6	-61,9	-89,7	25,9	89,4
8	-62,2	-56,0	-87,3	31,8	79,2

Tabelle 10.2: Betrachtete Kenngrößen der Expositionen, mittlere Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell,avg}}$ und Versorgungswahrscheinlichkeiten im Uplink Υ_{UL} in Abhängigkeit vom Neigungswinkel δ für das Bestandsnetz bei der Lastkonfiguration Λ_0 .

Mit größer werdendem Neigungswinkel δ nehmen alle betrachteten Kenngrößen der Exposition kontinuierlich zu. Im Hinblick auf die Exposition wäre daher ein Neigungswinkel von $\delta = 0^\circ$ am Günstigsten. Die mittlere Sendeleistung zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell,avg}}$ nimmt hingegen bei einem Neigungswinkel von $\delta = 2^\circ$ ein Minimum an, welches sich gleichzeitig in einem Maximum der Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink Υ_{UL} äußert. Für die betrachtete Konfiguration wäre dieser Neigungswinkel im Hinblick auf eine minimale Emission ideal.

Neigungswinkel von $\delta > 5^\circ$ führen auf Versorgungswahrscheinlichkeiten im Uplink Υ_{UL} , welche unter dem Wert der Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{\text{DL}} = 95\%$ liegen, der über die geeignete Wahl der Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ eingestellt wird. Hier reicht die nach oben begrenzte Sendeleistung der Mobilstationen an mehr als 5% der Betrachtungsorte nicht aus, um an mindestens einem Sektor einer Basisstation die minimale Empfangsleistung der Basisstation $P_{\text{R,BS,min}}$ zu entnehmen.

Im Sinne einer auf die Exposition optimierten Netzstruktur wird im Weiteren ein Neigungswinkel von $\delta = 0^\circ$ berücksichtigt.

Abhängigkeit der Exposition von der Lastkonfiguration

Mit steigender Last nimmt auch die Exposition zu. Bild 10.7 stellt die Situation für die Lastkonfiguration Λ_3 dar. Im Vergleich mit Bild 10.5 zeigen sich deutlich höhere Expositionen, welche auf die Erhöhungen der Sendeleistungen über die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ hinaus auf die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ zurückzuführen sind, die ebenfalls den nutzerspezifischen Bedarf $P_{T,BS,user}$ berücksichtigen. Tabelle 10.3 enthält die betrachteten statistischen Kenngrößen der Expositionen, die mittleren Sendeleistungen $P_{T,BS,avg}$, welche sich auf eine Mittelung über alle Sektoren beziehen, und die über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{T,BS,total}$.

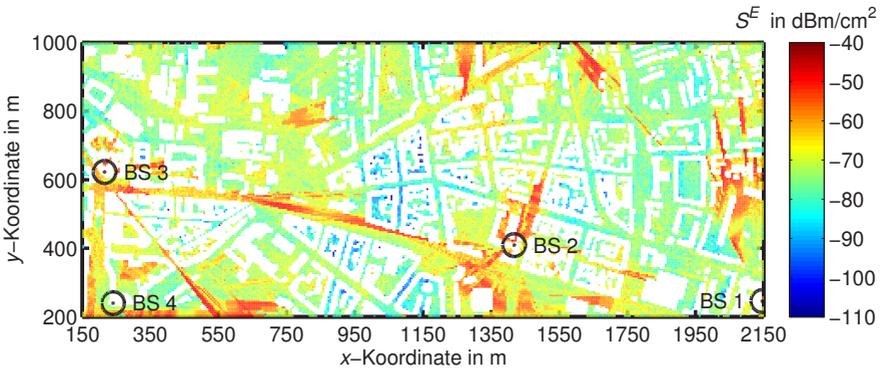


Bild 10.7: Äquivalente Leistungsdichten S^E für die Konfiguration des Bestandsnetzes bestehend aus fünf Basisstationen mit Neigungswinkeln $\delta = 0^\circ$ für die Lastkonfiguration Λ_3 . Die Basisstation 5 befindet sich außerhalb des dargestellten Gebietes.

Tabelle 10.3 zeigt auf, dass die Lastkonfiguration Λ_1 gegenüber der Lastkonfiguration Λ_0 nur geringfügig erhöhte Werte der betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition aufweist. Für diese beiden Lastkonfigurationen sind jeweils die Sendeleistungen $P_{T,BS,avg}$ bzw. $P_{T,BS,total}$ im Rahmen der angegebenen Genauigkeit identisch. Unter Berücksichtigung einer höheren Genauigkeit unterscheiden sich die Sendeleistungen sowie die Kenngrößen der Expositionen um etwa 0,035 dB. Diese marginale Erhöhung ist auf die äußerst geringe Last der Lastkonfiguration Λ_1 zurückzuführen. Für die aktiven Mobilstationen im Versorgungsgebiet wird zudem eine Sendeleistungsregelung berücksichtigt.

Lastkon- figuration	S_{avg}^E in dBm/cm ²	$S_{95\%}^E$ in dBm/cm ²	S_{med}^E in dBm/cm ²	$P_{\text{T,BS,avg}}$ in dBm	$P_{\text{T,BS,total}}$ in dBm
Λ_0	-83,3	-76,2	-92,8	17,6	29,1
Λ_1	-83,2	-76,2	-92,8	17,6	29,1
Λ_2	-80,3	-73,4	-89,6	20,2	31,7
Λ_3	-63,3	-56,7	-72,6	36,8	48,2
Λ_4	-43,3	-36,7	-52,6	56,7	68,2

Tabelle 10.3: Betrachtete Kenngrößen der Expositionen, die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ und die über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,total}}$ in Abhängigkeit von der Lastkonfiguration für das Bestandsnetz. Die Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink beträgt $\Upsilon_{\text{UL}} = 96,9\%$.

Bei einer Erhöhung der Last entsprechend einem Übergang der Lastkonfiguration Λ_1 zur Lastkonfiguration Λ_2 erhöhen sich die statistischen Kenngrößen der Exposition um 2,8 – 3,2 dB, die Sendeleistungen im Mittel um 2,6 dB. Diese uneinheitlichen Erhöhungen der Expositionen sind auf die ungleichen Erhöhungen der Sendeleistungen der Basisstationen $P_{\text{T,BS}}$ in den verschiedenen Sektoren zurückzuführen, welche insbesondere aus der ungleichen Verteilung der aktiven Mobilstationen auf die verschiedenen Sektoren resultieren (vgl. Bild 10.4). Lediglich bei einer gleichverteilten Last auf die einzelnen Sektoren wäre eine für alle betrachteten statistischen Größen identische Erhöhung zu verzeichnen.

Beim Übergang von der Lastkonfiguration Λ_2 zur Lastkonfiguration Λ_3 erhöhen sich die Expositionen um etwa 17 dB, entsprechend einem Faktor von 50. Die nutzerspezifische Last erhöht sich um einen Faktor 100 bzw. 20 dB. Damit nehmen die betrachteten statistischen Kenngrößen der Expositionen um 3 dB weniger zu als die nutzerspezifische Last. Hieraus folgt, dass bei der Lastkonfiguration Λ_2 die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ ein nicht zu vernachlässigender Anteil der Sendeleistungen der Basisstationen $P_{\text{T,BS}}$ bzw. der über alle Sektoren summierten Sendeleistung $P_{\text{T,BS,total}}$ sind.

Dies wird auch durch einen Vergleich der Ergebnisse bei den Lastkonfigurationen Λ_0 und Λ_2 deutlich. Die Expositionen und mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ unterscheiden sich für die beiden Lastkonfigurationen lediglich um etwa 3 dB, also einen Faktor zwei. Unter der Annahme einer Gleichverteilung der aktiven Mobilstationen auf die einzelnen Sektoren wären im Fall der Lastkonfiguration Λ_2 die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ und nutzerspezifischen Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,user}}$ damit etwa gleich groß. Ein Vergleich der Ergebnisse für die Lastkonfiguration Λ_3 mit der Lastkonfiguration Λ_4

zeigt, dass sich hier eine Lasterhöhung praktisch linear in einer Erhöhung der betrachteten statistischen Kenngrößen äußert. D.h. bei der Lastkonfiguration Λ_4 sind die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ sicher ein vernachlässigbarer Anteil der Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ bzw. der über alle Sektoren summierten Sendeleistung $P_{T,BS,total}$. Somit wirken sich hier die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ im Vergleich zu den nutzerspezifischen Sendeleistungen $P_{T,BS,user}$ nicht auf die Exposition aus. Die mittlere Sendeleistung von $P_{T,BS,avg} = 56,7$ dBm, welche bei der Lastkonfiguration Λ_4 erforderlich wird, entspricht etwa 500 W. Mobilfunkbasisstationen mit derart hohen Sendeleistungen werden praktisch nicht realisiert, somit lässt sich die Lastkonfiguration Λ_4 mit der Konfiguration des Bestandsnetzes nicht bedienen. Szenarien mit einer derart hohen Last können – wie im Weiteren dargestellt – vorzugsweise durch Netzstrukturen mit kleineren Zellgrößen bedient werden.

10.3 Alternativstandorte und Erweiterungsnetz

Zur Betrachtung des Einflusses einer Änderung der Zellgröße auf die Exposition wird die Anzahl der Basisstationen erhöht. Abweichend von dem Vorgehen in Kapitel 9 können Basisstationen hier aber nicht beliebig platziert werden.

Eine Voraussetzung für die Platzierung einer Basisstation ist die Realisierbarkeit des Standortes. Hierfür bieten sich Positionen auf Dächern, im Bereich größerer freier Plätze oder auch entlang von Straßen auf frei stehenden Masten an. Als ungeeignet werden beispielsweise Standorte unmittelbar über befahrenen Straßen oder innerhalb von Gebäuden angesehen.

Im Rahmen dieser Arbeit werden Basisstationen an Stellen positioniert, die eine gute Versorgung hinreichend großer Bereiche im betrachteten Gebiet erwarten lassen. Zur Versorgung größerer Bereiche oder Plätze, wie im Bereich des Durlacher Tores ($600 \text{ m} \leq x \leq 880 \text{ m}$, $500 \text{ m} \leq y \leq 600 \text{ m}$) oder auf dem KIT-Campus Süd ($x \leq 800 \text{ m}$, $y \geq 580 \text{ m}$), werden die Basisstationen vorzugsweise in Höhen von 16 m oder 18 m angebracht. Im Hinblick auf die gezielte Versorgung entlang von Straßenzügen oder einiger größerer Innenhöfe werden die Mobilfunkbasisstationsantennen in einer Höhe von 9 m positioniert. Tabelle 10.4 listet die Koordinaten der neu geplanten Standorte auf.

Basisstation BS	Sektor s	Koordinaten		
		x in m	y in m	h_{BS} in m
6	16 – 18	237,16	856,04	18,00
7	19 – 21	732,05	821,72	18,00
8	22 – 24	269,81	505,55	16,00
9	25 – 27	454,00	296,00	16,00
10	28 – 30	672,00	971,00	16,00
11	31 – 33	789,50	594,00	16,00
12	34 – 36	1092,50	578,50	16,00
13	37 – 39	1755,00	797,00	16,00
14	40 – 42	192,00	180,50	9,00
15	43 – 45	578,00	777,00	9,00
16	46 – 48	655,00	515,00	9,00
17	49 – 51	903,00	135,00	9,00
18	52 – 54	1078,00	842,00	9,00
19	55 – 57	1162,50	285,50	9,00
20	58 – 60	1175,00	608,50	9,00
21	61 – 63	1220,00	810,00	9,00
22	64 – 66	1230,00	360,00	9,00
23	67 – 69	1320,00	465,00	9,00
24	70 – 72	1394,00	780,00	9,00
25	73 – 75	1522,50	635,00	9,00
26	74 – 78	1608,50	360,50	9,00
27	79 – 81	1860,00	415,00	9,00
28	82 – 84	1930,00	601,00	9,00
29	85 – 87	1931,00	915,50	9,00
30	88 – 90	2099,00	439,00	9,00
31	91 – 93	2109,00	859,00	9,00

Tabelle 10.4: Koordinaten alternativer Basisstationsstandorte. Im Weiteren wird das von diesen Basisstationen gebildete Netz auch als Erweiterungsnetz bezeichnet.

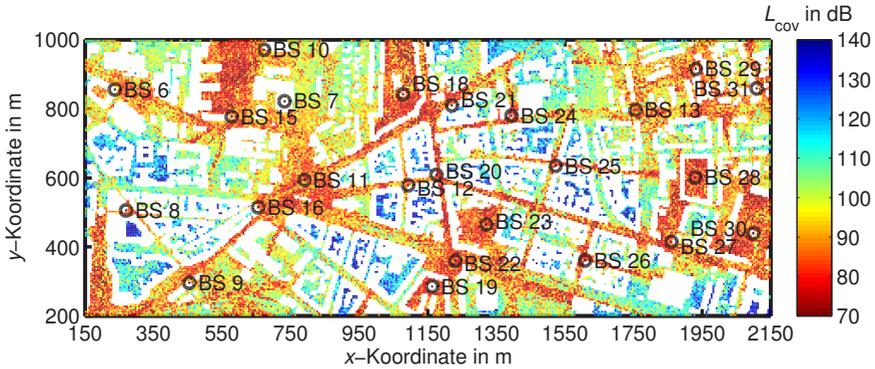


Bild 10.8: Funkfelddämpfungen L_{cov} für das von den Alternativstandorten gebildete Mobilfunknetz. Neigungswinkel an den Mobilfunkbasisstationsantennen $\delta = 0^\circ$.

Da ab Kapitel 10.4 die alternativen Standorte das Bestandsnetz in der Weise einer hierarchischen Netzstruktur erweitern, wird für die neu geplanten Basisstationen auch in diesem Kapitel schon die Bezeichnung „Erweiterungsnetz“ verwendet.

10.3.1 Expositionsanalyse

In Anlehnung an die kontinuierliche Veränderung der Zellgröße in Kapitel 9 werden zur Versorgung des betrachteten Gebietes zunächst ausschließlich die empirisch gewählten Alternativstandorte betrachtet. Standorte des Bestandsnetzes werden nicht genutzt. An allen Standorten wird die mittels FEKO modellierte Mobilfunkbasisstationsantenne im Zusammenhang mit einer dreifachen Sektorisierung und Hauptstrahlrichtungen von $\psi'_{\text{HSR}} = \{0^\circ, 120^\circ, 240^\circ\}$ eingesetzt. Zur Minimierung der Expositionen bezüglich der Antennenneigung werden die Neigungswinkel für alle Mobilfunkbasisstationsantennen zu $\delta = 0^\circ$ gewählt.

Bild 10.8 zeigt die Funkfelddämpfungen L_{cov} für das von den Alternativstandorten gebildete Netz. Die dargestellten Funkfelddämpfungen L_{cov} sind an vielen Betrachtungsorten deutlich geringer als bei einer Versorgung durch das Bestandsnetz (vgl. Bild 10.2). In vereinzelt Bereichen, wie beispielsweise den zwei Innenhöfen bei $(x \approx 280 \text{ m}, y \approx 450 \text{ m})$ und $(x \approx 370 \text{ m}, y \approx 460 \text{ m})$, sind aber auch deutlich höhere Funkfelddämpfungen L_{cov} zu verzeichnen.

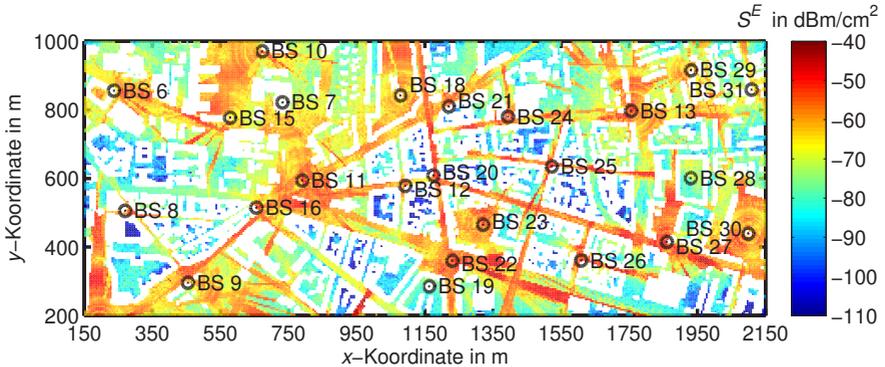


Bild 10.9: Äquivalente Leistungsdichten S^E für die Konfiguration des aus den Alternativstandorten bestehenden Mobilfunknetzes mit Neigungswinkeln $\delta = 0^\circ$ für die Lastkonfiguration Λ_3 .

Bild 10.9 zeigt die äquivalenten Leistungsdichten S^E für die Lastkonfiguration Λ_3 . Tabelle 10.5 fasst die Ergebnisse für die Lastkonfigurationen $\Lambda_0 - \Lambda_4$ zusammen. Im Vergleich zur Situation bei der Versorgung durch das Bestandsnetz (vgl. Tabelle 10.3) ergeben sich hier für die betrachteten Kenngrößen der Exposition – insbesondere bei kleiner Last – deutlich höhere Werte.

Die mittleren Sendeleistungen $P_{T,BS,avg}$ sind in dem von den Alternativstandorten gebildeten Netz für die Lastkonfigurationen Λ_0 und Λ_1 etwas, für die Lastkonfigurationen $\Lambda_2 - \Lambda_4$ erheblich geringer als im Falle des Bestandsnetzes. Insbesondere die deutlichen Abnahmen in den Fällen hoher Last sind auf die Verteilung der aktiven Mobilstationen auf eine größere Anzahl von Sektoren zurückzuführen. Die für die höchste betrachtete Last (Lastkonfiguration Λ_4) erforderliche mittlere Sendeleistung $P_{T,BS,avg}$ liegt mit etwa 32 W in der Größenordnung praktisch realisierter Standorte.

Die über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{T,BS,total}$ sind für das von den Alternativstandorten gebildete Netz lediglich bei den Lastkonfigurationen Λ_3 und Λ_4 geringer, ansonsten aber um bis zu 6 dB – entsprechend einem Faktor vier – höher als für das Bestandsnetz. Die Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink beträgt $\Upsilon_{UL} = 96,1\%$ und liegt damit etwas unterhalb der des Bestandsnetzes.

Lastkonfiguration	S_{avg}^E in dBm/cm ²	$S_{95\%}^E$ in dBm/cm ²	S_{med}^E in dBm/cm ²	$P_{\text{T,BS,avg}}$ in dBm	$P_{\text{T,BS,total}}$ in dBm
Λ_0	-68,3	-61,3	-78,5	16,2	35,1
Λ_1	-68,3	-61,3	-78,5	16,2	35,1
Λ_2	-68,0	-61,1	-78,0	16,5	35,4
Λ_3	-59,7	-52,9	-68,8	25,5	44,4
Λ_4	-40,3	-33,5	-49,5	45,0	63,8

Tabelle 10.5: Betrachtete Kenngrößen der Expositionen, die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ und die über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,total}}$ in Abhängigkeit von der Lastkonfiguration für das von den Alternativstandorten gebildete Mobilfunknetz (Erweiterungsnetz). Die Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink beträgt $\Upsilon_{\text{UL}} = 96,1\%$.

Beim Vergleich von Tabelle 10.5 mit Tabelle 10.3 zeigt sich, dass mit größer werdender Last die Expositionen weniger stark ansteigen als im Falle des Bestandsnetzes. Ein Vergleich der Ergebnisse für die Lastkonfiguration Λ_0 mit den Ergebnissen für die Lastkonfiguration Λ_3 zeigt für die hier betrachtete Konfiguration lediglich um weniger als 10 dB höhere Expositionen, während im Fall des Bestandsnetzes Erhöhungen um etwa 20 dB zu verzeichnen sind. Ebenso zeigt sich beim Vergleich der Ergebnisse für die Lastkonfiguration Λ_0 mit den Ergebnissen für die Lastkonfiguration Λ_4 , dass für die hier vorgestellte Konfiguration die betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition um weniger als 30 dB ansteigen, für das Bestandsnetz hingegen um etwa 40 dB. Die Ursache hierfür liegt in der stark unterschiedlichen Anzahl von Sektoren begründet, auf die sich die einzelnen aktiven Mobilstationen – und damit die von ihnen hervorgerufene Last – verteilen.

Für die Lastkonfigurationen Λ_1 und Λ_2 werden die Expositionen und mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ im Wesentlichen von den Sendeleistungen zur Zellidentifikation, deren Mittelwert $P_{\text{T,BS,cell,avg}} = 16,2$ dBm beträgt, bestimmt. Erst ab der Lastkonfiguration Λ_3 ist der Einfluss der Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ gegenüber den nutzerspezifischen Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,user}}$ vernachlässigbar.

Aufgrund der im Vergleich zum Bestandsnetz höheren Expositionen ist die ausschließliche Verwendung der Alternativstandorte aus Sicht der Exposition nicht befriedigend.

10.4 Emissionsoptimierte Erweiterung des Bestandsnetzes

Im Weiteren wird das Bestandsnetz um die in Tabelle 10.4 angegebenen Alternativstandorte erweitert. Das Netz, welches die Basisstationen an den Alternativstandorten bilden wird daher auch als „Erweiterungsnetz“ bezeichnet.

Die Erweiterung erfolgt zunächst in einer bezüglich der Emission optimierten Weise. Hierbei erfolgt die Zuordnung aktiver Mobilstationen zu einzelnen Sektoren – wie bislang – auf Basis der Funkfelddämpfungen L_{cov} . D.h. eine aktive Mobilstation am jeweiligen Betrachtungsort wird durch den Sektor versorgt, der für die individuelle Verbindung die geringste Sendeleistung benötigt. Gleichfalls werden die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ für alle Sektoren – wie bislang – auf Basis der relevanten Funkfelddämpfungen in den einzelnen Sektoren $L_{\text{cov},95\%,s}$ zur Erzielung der gewünschten Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{DL} = 95\%$ bestimmt.

Die Bezeichnung *emissionsoptimiert* bezieht sich also auf eine Optimierung im Hinblick auf die einzelnen Sendeleistungen für die individuellen Verbindungen, nicht aber auf die Summenleistung aller Standorte. Aufgrund der Zuordnung der aktiven Mobilstationen bzw. der Betrachtungsorte zum jeweils günstigsten Sektor sind zwar für die individuellen Verbindungen lediglich die minimal erforderlichen Sendeleistungen aufzuwenden, der Einfluss der Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ hat aber insbesondere bei kleiner Last einen dominanten Einfluss auf die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ und damit die Expositionen. Die Formulierung *bezüglich der Emission optimierte Wahl der Sendeleistungen* wird hier als Kurzform für die Formulierung *bezüglich der Emission optimierte Wahl der Sendeleistungen für individuelle Verbindungen* verwendet. Da dies impliziert, dass die Zuordnung einer aktiven Mobilstation bzw. eines Betrachtungsortes grundsätzlich zum Sektor mit der geringsten Funkfelddämpfung L_{cov} erfolgt, wird im Weiteren auch die Bezeichnung *bezüglich der Emission optimierte Zuordnung* verwendet. Die Zuordnung bezieht sich in gleicher Weise auf Betrachtungsorte bzw. aktive Mobilstationen.

Darüber hinaus bezieht sich die Bezeichnung *emissionsoptimiert* hierbei ausschließlich auf die Zuordnung der Betrachtungsorte bei einem festen Neigungswinkel der Mobilfunkbasisstationsantennen von $\delta = 0^\circ$. Durch eine Änderung der Neigungswinkel δ wäre – wie schon in Kapitel 10.2.3 aufgezeigt – ggf. eine weitere Reduzierung der Emission möglich. Dies soll hier aber nicht weiter untersucht werden.

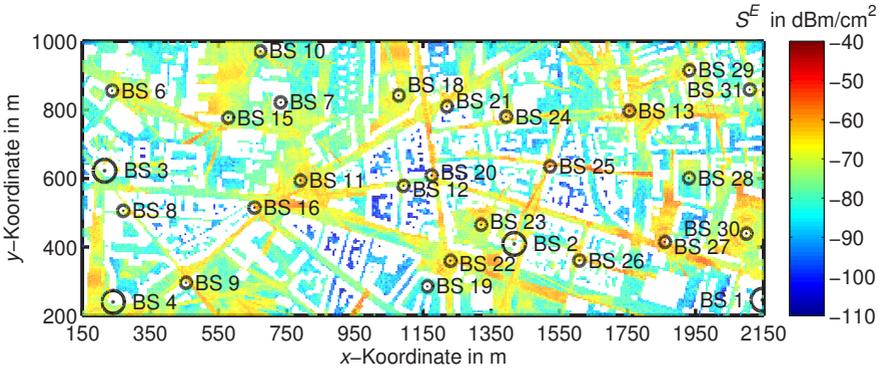


Bild 10.10: Äquivalente Leistungsdichten S^E für das aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz bestehende Netz. Emissionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte. Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$. Lastkonfiguration Λ_3 .

Bild 10.10 zeigt die äquivalenten Leistungsdichten S^E für die aus dem Bestandsnetz und dem Erweiterungsnetz bestehende Konfiguration bei einer hinsichtlich der Emission optimierten Zuordnung der Betrachtungsorte für die Lastkonfiguration Λ_3 . Die Tabellen 10.6 und 10.7 fassen die Ergebnisse für die verschiedenen Lastkonfigurationen zusammen. Tabelle 10.6 enthält die statistischen Kenngrößen der Expositionen, während sich Tabelle 10.7 auf die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ bezieht. Im Vergleich zur Konfiguration des Bestandsnetzes (vgl. Tabelle 10.3) zeigen sich höhere Expositionen für die Lastkonfigurationen $\Lambda_0 - \Lambda_2$. Lediglich für die Lastkonfigurationen Λ_3 und Λ_4 , also bei hinreichend hoher Last, zeigen sich kleinere statistische Kenngrößen der Exposition.

Die mittleren Sendeleistungen $P_{T,BS,avg}$ sind für alle Lastkonfigurationen erheblich geringer als bei ausschließlicher Berücksichtigung des Bestandsnetzes, was auf die größere Anzahl von Sektoren zurückzuführen ist. Bei einer getrennten Betrachtung der Sektoren des Bestandsnetzes und des Erweiterungsnetzes sind die mittleren Sendeleistungen $P_{T,BS,avg}$ bei einer geringen Last vergleichbar. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Versorgungsgebiete derart gewählt werden, dass für die einzelnen Verbindungen jeweils möglichst geringe nutzerspezifische Sendeleistungen $P_{T,BS,user,m}$ aufgewendet werden müssen. Somit sind die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$, welche bei geringer Last durch die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ bestimmt werden, ähnlich.

Lastkon- figuration	S_{avg}^E in dBm/cm ²	$S_{95\%}^E$ in dBm/cm ²	S_{med}^E in dBm/cm ²
Λ_0	-77,7	-70,8	-86,4
Λ_1	-77,7	-70,8	-86,4
Λ_2	-77,4	-70,6	-85,9
Λ_3	-68,7	-62,2	-75,6
Λ_4	-49,3	-42,8	-56,1

Tabelle 10.6: Betrachtete Kenngrößen der Expositionen in Abhängigkeit von der Lastkonfiguration für das Netz aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Emissionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte. Die Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink beträgt $\Upsilon_{\text{UL}} = 99,0\%$.

Lastkon- figuration	$P_{\text{T,BS,avg}}$ in dBm	$P_{\text{T,BS,total}}$ in dBm	$P_{\text{T,BS,avg}}$ in dBm	
			Bestandsnetz	Erweiterungsnetz
Λ_0	6,8	26,4	7,4	6,7
Λ_1	6,8	26,4	7,4	6,7
Λ_2	7,2	26,8	8,5	7,0
Λ_3	17,5	37,1	22,1	15,7
Λ_4	37,2	56,8	42,0	35,2

Tabelle 10.7: Die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ und die über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,total}}$ in Abhängigkeit von der Lastkonfiguration für das Netz aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ werden für die Basisstationen des Bestandsnetzes bzw. des Erweiterungsnetzes separat ausgewiesen. Emissionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte.

Aufgrund der größeren Antennenhöhen der Basisstationen h_{BS} der Sektoren des Bestandsnetzes sind deren Versorgungsgebiete aber größer als die der Sektoren des Erweiterungsnetzes. Bei einer Erhöhung der Last steigen die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ der Sektoren des Bestandsnetzes daher stärker an als die der Sektoren des Erweiterungsnetzes.

Die über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,total}}$, wie auch die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$, sind für die Lastkonfigurationen Λ_0 und Λ_1 im Rahmen der hier angegebenen Genauigkeit – wie auch schon im Falle des Bestandsnetzes – identisch. Dies ist auf die sehr geringe Last im Fall der Lastkonfiguration Λ_1 , verbunden mit der großen Anzahl der Basisstationen, zurückzuführen. Die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{\text{T,BS}}$ werden in diesem Falle durch die Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{\text{T,BS,cell}}$ bestimmt.

Für die Lastkonfiguration Λ_0 und Λ_1 sind die über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,total}}$ im Falle des Bestandsnetzes (vgl. Tabelle 10.3) um knapp 3 dB höher als im Falle des um das Erweiterungsnetz ergänzten Bestandsnetzes. Dieser Unterschied wächst auf über 11 dB in den Fällen der Lastkonfigurationen Λ_3 und Λ_4 an.

Dieses Verhalten zeigt, dass es im Hinblick auf die Emission – insbesondere bei einer großen Last – günstig ist die aktiven Mobilstationen bzw. die Last, durch eine Erhöhung der Anzahl von Basisstationen, auf mehrere Sektoren zu verteilen. Bild 10.11 zeigt die Verteilung der aktiven Mobilstationen auf die einzelnen Sektoren. Die von den einzelnen Sektoren getragenen Anteile der Netzlast Υ_s beziehen sich bis einschließlich Sektor 15 auf Basisstationen des Bestandsnetzes, ab Sektor 16 auf Basisstationen des Erweiterungsnetzes. Eine nähere Analyse zeigt, dass bei der betrachteten emissionsoptimierten Zuordnung der Betrachtungsorte zu den einzelnen Sektoren 19,7 % der aktiven Mobilstationen über die Sektoren des Bestandsnetzes und 80,3 % der aktiven Mobilstationen über die Sektoren des Erweiterungsnetzes versorgt werden.

Die Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink ist $\Upsilon_{\text{UL}} = 99,0\%$ und damit etwa 2 % größer als im Falle der ausschließlichen Versorgung durch das Bestandsnetz. Wenngleich die Sendeleistungen für alle Lastkonfigurationen geringer sind als für das nicht erweiterte Bestandsnetz, so zeigen sich lediglich für die Lastkonfigurationen Λ_3 und Λ_4 Vorteile im Hinblick auf die betrachteten Kenngrößen der Exposition.

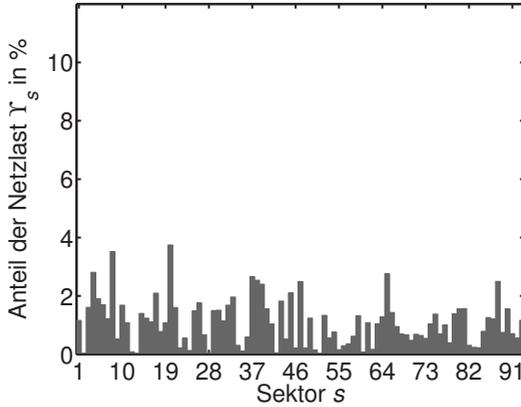


Bild 10.11: Von den einzelnen Sektoren getragene Anteile der Netzlast Υ_s für das Netz aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Emissionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte. Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$. Die dargestellte Verteilung ist unabhängig von der Lastkonfiguration.

10.5 Expositionsoptimierte Erweiterung des Bestandsnetzes

Das in Kapitel 10.4 dargestellte Mobilfunknetz welches – in einer hinsichtlich der Emission für individuelle Verbindungen optimierten Weise – das Bestandsnetz um das Erweiterungsnetz ergänzt, zeigt lediglich für die Lastkonfigurationen Λ_3 und Λ_4 einen Vorteil bezüglich der betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern. Ursache hierfür ist, dass die Zuordnung der aktiven Mobilstationen bzw. Betrachtungsorte zu den einzelnen Sektoren auf Basis der Funkfelddämpfung L_{cov} erfolgt, welche sich auf den Sektor mit der geringsten Funkfelddämpfung bezieht. Diese Zuordnung zieht aber nicht zwangsläufig auch eine geringe Exposition nach sich, da zum einen bei kleineren Funkfelddämpfungen L_{cov} im Allgemeinen auch die Funkfelddämpfungen L_{exp} geringer sind, zum anderen zur Markierung der Versorgungsgebiete weiterhin die kontinuierliche Abstrahlung zellspezifischer Informationen mit den jeweiligen Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ erforderlich ist. Diese Sendeleistungen zur Zellidentifikation $P_{T,BS,cell}$ bestimmen bei kleiner Last die Sendeleistungen der Basisstationen $P_{T,BS}$ – und damit ebenfalls die Expositionen – in einer dominanten Weise.

10.5.1 Optimierungsansatz

Im Gegensatz zur emissionsoptimierten Erweiterung des Bestandsnetzes wäre eine bezüglich der Exposition optimierte Zuordnung der aktiven Mobilstationen bzw. der Betrachtungsorte auf die einzelnen Sektoren wünschenswert. Eine vollständig optimale Zuordnung würde aufgrund der Vielzahl der Betrachtungsorte und einbezogenen Basisstationen einen enorm großen zeitlichen Berechnungsaufwand darstellen. Daher werden im Folgenden zwei zeitlich akzeptable Optimierungsvarianten analysiert, welche aber nicht abschließend optimal sind. Hierbei wird die Anzahl aktiver Mobilstationen – und damit die Last – in den Sektoren des Erweiterungsnetzes beschränkt. Damit wird gleichzeitig die Größe der Versorgungsgebiete der Basisstationen des Erweiterungsnetzes limitiert. Die Beschränkung erfolgt dabei so, dass zu den Funkfelddämpfungen L_{cov}

- aller Sektoren einer Basisstation (Optimierungsvariante 1) bzw.
- eines Sektors einer Basisstation (Optimierungsvariante 2)

aus dem Erweiterungsnetz, temporär eine Zusatzdämpfung addiert wird. Die Addition bewirkt eine Verkleinerung des Versorgungsgebietes der jeweiligen Basisstation bzw. des jeweiligen Sektors.

Zur Ermittlung einer für die jeweilige Konfiguration optimalen Zusatzdämpfung wird diese von 0 dB (keine Dämpfung) bis 30 dB (Faktor 1000) in 1 dB Schritten verändert und jeweils der Mittelwert der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E der Kombination von Bestandsnetz und einzelner Basisstation bzw. einzelner Sektor bestimmt. Die Zusatzdämpfung, bei welcher der Mittelwert der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E ein Minimum annimmt, wird im Weiteren zur Begrenzung des Versorgungsgebietes der jeweiligen Basisstation bzw. des jeweiligen Sektors verwendet. Unter Berücksichtigung dieser individuellen Zusatzdämpfungen für die Sektoren des Erweiterungsnetzes erfolgt dann eine Analyse des Netzes bestehend aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Bei der letztlichen Bestimmung der Sendeleistungen und der Expositionen wird die temporär berücksichtigte Zusatzdämpfung aber wieder herausgerechnet.

Diese Vorgehensweise bietet sich an, da die Mobilfunkbasisstationsantennen des Erweiterungsnetzes niedrig, oftmals sogar unterhalb der Objekthöhen benachbarter Gebäude, angebracht sind. Dadurch sind die Versorgungsgebiete der Basisstationen des Erweiterungsnetzes – insbesondere durch die vorhandene Versorgung des Bestandsnetzes – bei den hier gewählten Basisstationsstandorten zumeist gut getrennt. Eine Zuordnung der aktiven Mobilstationen an den Betrachtungsorten zu mehreren Basisstationen des Erweiterungsnetzes bei der betrachteten Optimierungsvariante 1 ist somit unwahrscheinlich.

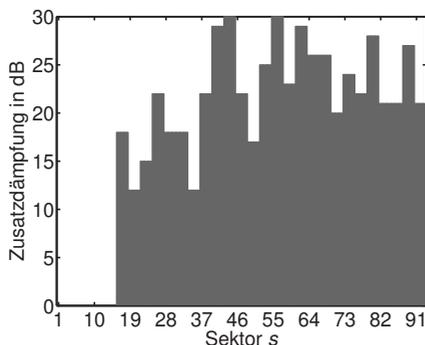
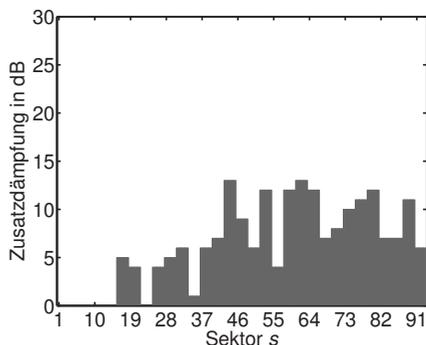
(a) Lastkonfiguration Λ_1 .(b) Lastkonfiguration Λ_3 .

Bild 10.12: Zusatzdämpfungen für die Optimierungsvariante 1.

Diesbezüglich etwas ungünstiger ist die Situation bei der Optimierungsvariante 2. Die Versorgungsgebiete einzelner Sektoren des Erweiterungsnetzes sind dabei – durch die Überlappung der Richtcharakteristiken der benachbarten Sektoren derselben Basisstation und die dominante Mehrwegeausbreitung – weit weniger gut getrennt als die Versorgungsgebiete der in der Gesamtheit betrachteten Basisstationen bei der Optimierungsvariante 1. Im Gegenzug ermöglicht aber die Optimierung auf einzelne Sektoren eine individuellere Wahl der Zusatzdämpfungen.

Die Bilder 10.12 und 10.13 zeigen für die beiden betrachteten Optimierungsvarianten die ermittelten Zusatzdämpfungen für die Lastkonfigurationen Λ_1 und Λ_3 . Für die Sektoren 1 bis 15, welche zu Basisstationen des Bestandsnetzes gehören, werden keine Zusatzdämpfungen berücksichtigt. Mit zunehmender Last werden typischerweise geringere Zusatzdämpfungen gewählt, um die Versorgungsgebiete der Sektoren des Erweiterungsnetzes entsprechend zu vergrößern. Auffällig ist aber, dass bei der Optimierungsvariante 2 für einige Sektoren selbst bei geringer Last lediglich eine kleine bzw. keine Zusatzdämpfung berücksichtigt wird. Dies gilt beispielsweise für die Sektoren 19 (BS 7) sowie 50 und 51 (BS 17). In diesen Fällen erlaubt die Nutzung des Sektors im Erweiterungsnetz unter Berücksichtigung einer kleinen bzw. keiner Zusatzdämpfung – verbunden mit einem größeren Versorgungsgebiet als bei größerer Zusatzdämpfung – eine erhebliche Reduzierung der Sendeleistungen der Sektoren des Bestandsnetzes und damit ebenfalls eine Reduzierung der Exposition.

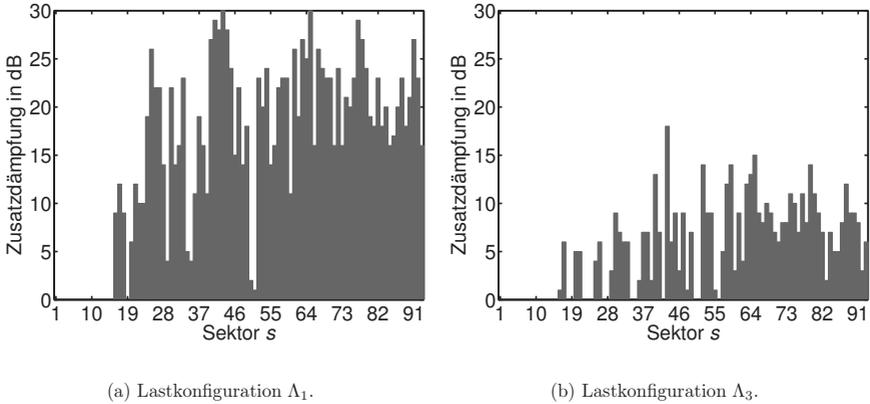


Bild 10.13: Zusatzdämpfungen für die Optimierungsvariante 2.

10.5.2 Expositionsanalyse

Die Bilder 10.14 und 10.15 zeigen die äquivalenten Leistungsdichten S^E für die beiden Optimierungsvarianten unter Berücksichtigung der Lastkonfiguration Λ_3 . Zur näheren Analyse ist in Bild 10.16 ein Teilbereich detaillierter dargestellt. Im Vergleich der beiden Varianten zeigt sich beispielsweise im Bereich des 240°-Sektors der Basisstation 10 (Sektor 30), dass bei der Optimierungsvariante 1 die Expositionen deutlich höher sind als bei der Optimierungsvariante 2. Dies ist u.a. auf den Umstand zurückzuführen, dass eine Optimierung der Zusatzdämpfungen gemäß der Optimierungsvariante 2 für diesen Sektor mit 9 dB einen höheren Wert liefert als für die Optimierungsvariante 1, welcher mit 5 dB für alle Sektoren der Basisstation gleichermaßen gilt (vgl. Bild 10.12(b) mit Bild 10.13(b)). Des Weiteren sind die Verhältnisse für den 0°-Sektor der Basisstation 15 (Sektor 43) ähnlich. Auch hier wird die Zusatzdämpfung bei der individuellen Betrachtung der Sektoren (Optimierungsvariante 2) mit 18 dB für den Sektor 43 höher bestimmt als bei der gemeinsamen Betrachtung aller Sektoren der Basisstation, welche auf eine Zusatzdämpfung von 13 dB führt.

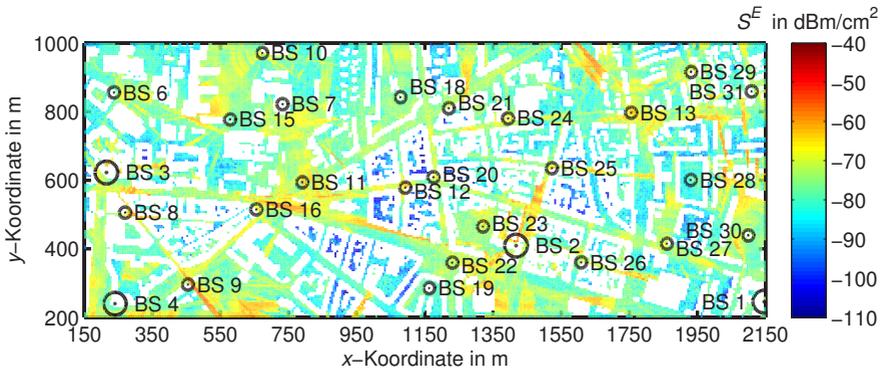


Bild 10.14: Äquivalente Leistungsdichten S^E für das Netz aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Expositionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte (Optimierungsvariante 1). Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$. Lastkonfiguration Λ_3 .

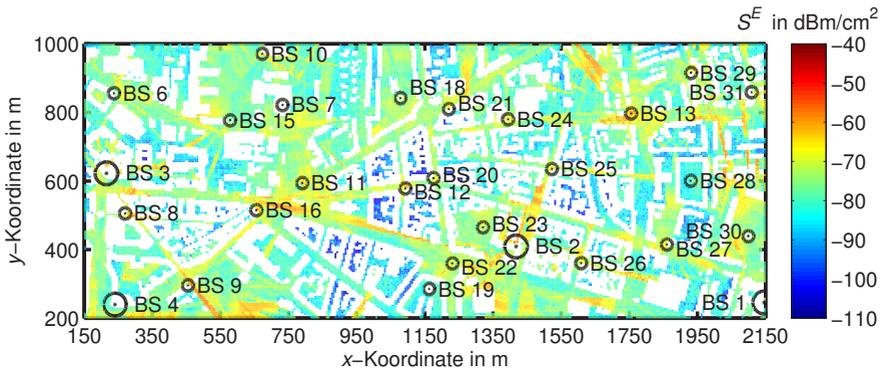


Bild 10.15: Äquivalente Leistungsdichten S^E für das Netz aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Expositionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte (Optimierungsvariante 2). Neigungswinkel $\delta = 0^\circ$. Lastkonfiguration Λ_3 .

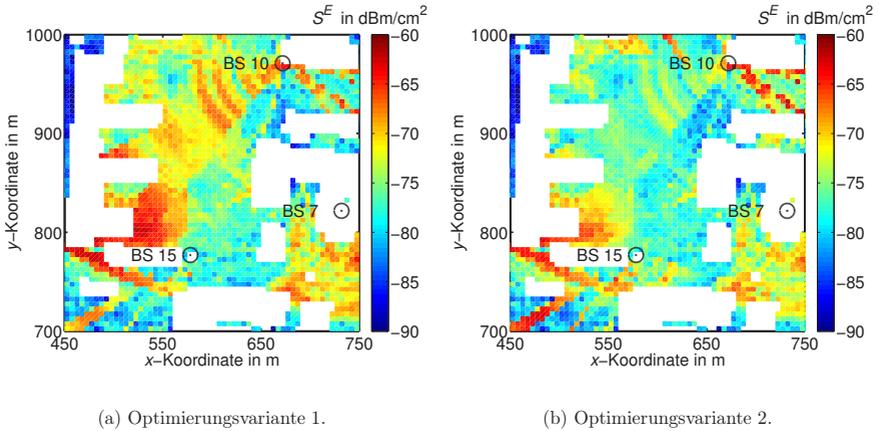


Bild 10.16: Ausschnitte des in Bild 10.14 und Bild 10.15 dargestellten Gebietes.

Für die verschiedenen Lastkonfigurationen fassen die Tabellen 10.8 bis 10.11 die Ergebnisse für beide Varianten zusammen. Im Hinblick auf die verwendete Optimierungsvariante liefert, insbesondere bei den Lastkonfigurationen Λ_3 und Λ_4 , die Optimierungsvariante 2 etwas günstigere Expositionen (vgl. Tabelle 10.8 mit Tabelle 10.10). Die Sendeleistungen für die Lastkonfigurationen $\Lambda_0 - \Lambda_2$ nehmen mit steigender Last typischerweise nur leicht zu. Deutliche Anstiege sind beim Übergang der Lastkonfiguration Λ_2 zur Lastkonfiguration Λ_3 bzw. beim Übergang der Lastkonfiguration Λ_3 zur Lastkonfiguration Λ_4 zu verzeichnen (vgl. Tabelle 10.9 und Tabelle 10.11). Aufgrund der großen Anzahl zur Verfügung stehender Basisstationen, führen erst entsprechend hohe Lasten zu einem deutlichen Anstieg der Expositionen und Sendeleistungen.

Im Vergleich mit Tabelle 10.3, welche die Ergebnisse für das Bestandsnetz enthält, zeigen sich für die Lastkonfigurationen Λ_3 und Λ_4 bei einer hinsichtlich der Exposition optimierten Zuordnung der Betrachtungsorte für die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E und die 95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$ Reduzierungen von jeweils etwa 8 – 9 dB, entsprechend einem Faktor von etwa sechs bis acht. Gegenüber dem hinsichtlich der Emission optimierten Netz aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz (vgl. Tabelle 10.6) ergibt sich immerhin eine Reduzierung von jeweils etwa 3 dB, entsprechend einem Faktor zwei.

Lastkon- figuration	S_{avg}^E	$S_{95\%}^E$	S_{med}^E	Υ_{UL}
	in dBm/cm ²	in dBm/cm ²	in dBm/cm ²	in %
Λ_0	-86,5	-79,8	-93,3	98,2
Λ_1	-86,4	-79,8	-93,2	98,2
Λ_2	-84,6	-78,0	-90,9	98,4
Λ_3	-71,4	-65,0	-77,1	98,7
Λ_4	-51,7	-45,3	-57,5	98,7

Tabelle 10.8: Betrachtete Kenngrößen der Expositionen und Versorgungswahrscheinlichkeiten im Uplink Υ_{UL} in Abhängigkeit von der Lastkonfiguration für das Netz bestehend aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Auf den Standort bezogene, expositionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte (Optimierungsvariante 1).

Lastkon- figuration	$P_{\text{T,BS,avg}}$	$P_{\text{T,BS,total}}$	$P_{\text{T,BS,avg}}$	$P_{\text{T,BS,avg}}$
	in dBm	in dBm	in dBm	in dBm
			Bestandsnetz	Erweiterungsnetz
Λ_0	5,7	25,3	13,6	-6,6
Λ_1	5,7	25,3	13,6	-6,6
Λ_2	6,7	26,3	14,3	-1,9
Λ_3	19,1	38,7	26,4	12,1
Λ_4	38,8	58,4	46,1	31,6

Tabelle 10.9: Die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ und über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,total}}$. Die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ werden zudem für die Basisstationen des Bestandsnetzes bzw. des Erweiterungsnetzes separat ausgewiesen. Auf den Standort bezogene, expositionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte (Optimierungsvariante 1).

Lastkon- figuration	S_{avg}^E in dBm/cm ²	$S_{95\%}^E$ in dBm/cm ²	S_{med}^E in dBm/cm ²	Υ_{UL} in %
Λ_0	-86,5	-79,9	-92,5	98,4
Λ_1	-86,4	-79,9	-92,4	98,4
Λ_2	-84,7	-78,3	-90,2	98,5
Λ_3	-71,8	-65,5	-77,3	98,7
Λ_4	-52,1	-45,8	-57,6	98,7

Tabelle 10.10: Betrachtete Kenngrößen der Expositionen und Versorgungswahrscheinlichkeiten im Uplink Υ_{UL} in Abhängigkeit von der Lastkonfiguration für das Netz bestehend aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Auf einzelne Sektoren bezogene, expositionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte (Optimierungsvariante 2).

Lastkon- figuration	$P_{\text{T,BS,avg}}$ in dBm	$P_{\text{T,BS,total}}$ in dBm	$P_{\text{T,BS,avg}}$ in dBm	$P_{\text{T,BS,avg}}$ in dBm
			Bestandsnetz	Erweiterungsnetz
Λ_0	5,7	25,3	12,5	0,5
Λ_1	5,7	25,3	12,5	0,6
Λ_2	6,5	26,2	13,4	1,5
Λ_3	18,9	38,5	26,0	13,0
Λ_4	38,6	58,3	45,8	32,5

Tabelle 10.11: Die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ und über alle Sektoren summierten Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,total}}$. Die mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ werden zudem für die Basisstationen des Bestandsnetzes bzw. des Erweiterungsnetzes separat ausgewiesen. Auf einzelne Sektoren bezogene, expositionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte (Optimierungsvariante 2).

Für kleine Lasten sind die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E und die 95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$ bei der hinsichtlich der Exposition optimierten Zuordnung der Betrachtungsorte etwa 3 – 4 dB geringer als beim Bestandsnetz. Im Vergleich mit dem hinsichtlich der Emission optimierten Mobilfunknetz zeigen sich hier sogar um etwa 9 dB geringere Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten S_{avg}^E und 95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten $S_{95\%}^E$.

Mit zunehmender Last werden also die Vorteile der hinsichtlich der Exposition optimierten Netze im Vergleich zum Bestandsnetz größer, im Vergleich zu dem hinsichtlich der Emission optimierten Netz jedoch kleiner. Für alle betrachteten Lastkonfigurationen führen aber die hinsichtlich der Exposition optimierten Netze auf die geringsten Expositionen.

Die Tabellen 10.8 und 10.10 zeigen zudem eine ansteigende Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink Υ_{UL} mit zunehmender Last. Diese Zunahme ist darauf zurückzuführen, dass – aus Sicht der Exposition – bei steigender Last eine Verteilung der aktiven Mobilstationen auf mehrere Sektoren günstig ist (vgl. Kapitel 10.3.1). Hierdurch können die Basisstationen des Erweiterungsnetzes Mobilstationen aus einem größeren Versorgungsgebiet akzeptieren. Es sei darauf hingewiesen, dass zur Ermittlung der Exposition aber von einer einheitlichen Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{\text{DL}} = 95\%$ ausgegangen wird.

Eine detailliertere Analyse der mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ (siehe Tabellen 10.9 und 10.11) zeigt auch schon bei geringer Last deutlich geringere mittlere Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ für die Sektoren des Erweiterungsnetzes im Vergleich zu den Sektoren des Bestandsnetzes. Die Wahl der Versorgungsgebiete unterliegt nämlich nicht – wie in Kapitel 10.4 – einer für individuelle Verbindungen erforderlichen Minimierung der nutzerspezifischen Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,user}}$ sondern einer möglichst geringen Exposition. Hieraus resultiert ein erheblich abweichendes Verhalten von dem für das bezüglich der Emission optimierten Netz (vgl. Tabelle 10.7). Im Gegensatz zur Situation bei der ausschließlichen Versorgung durch das Bestandsnetz handelt es sich hier bei den mittleren Sendeleistungen $P_{\text{T,BS,avg}}$ für die Sektoren des Bestandsnetzes um realisierbare Werte.

10.5.3 Lastverteilung

Die Bilder 10.17 und 10.18 zeigen für die Lastkonfigurationen Λ_1 und Λ_3 die von den einzelnen Sektoren getragenen Anteile der Netzlast Υ_s . Bild 10.17 liegt hierbei die Optimierungsvariante 1 zugrunde. Bild 10.18 bezieht sich auf die Optimierungsvariante 2. In den Bildern sind jeweils links die Verteilungen bei der Lastkonfiguration Λ_1 , rechts die Verteilungen bei der Lastkonfiguration Λ_3 dargestellt.

Für beide Optimierungsvarianten zeigt sich, dass bei einer Erhöhung der Last ein abnehmender Anteil von aktiven Mobilstationen über die Sektoren des Bestandsnetzes (Sektoren 1 – 15) und ein zunehmender Anteil über die Sektoren des Erweiterungsnetzes (Sektoren 16 – 93) versorgt wird. Mit zunehmender Last werden also aktive Mobilstationen aus den Sektoren des Bestandsnetzes dem Erweiterungsnetz zugeordnet.

Typischerweise nehmen hier die von den einzelnen Sektoren getragenen Anteile der Netzlast Υ_s für die Sektoren des Erweiterungsnetzes mit steigender Last kontinuierlich zu, während sie für Sektoren des Bestandsnetzes abnehmen. Einen gegenläufigen Trend zeigt beispielsweise, bei der auf den einzelnen Sektor bezogenen Optimierung (Optimierungsvariante 2), der zur Basisstation 10 gehörende Sektor 29. Die Zusatzdämpfung für diesen Sektor nimmt mit zunehmender Last von 4 dB bei den Lastkonfigurationen Λ_0 und Λ_1 auf 3 dB bei den Lastkonfigurationen $\Lambda_2 - \Lambda_4$ nur geringfügig ab (vgl. Bild 10.13 für die Lastkonfigurationen Λ_1 und Λ_3). Aufgrund der geringen Zusatzdämpfung und der über dem Gebäudeniveau liegenden Antennenhöhe der Basisstation h_{BS} können durch diesen Sektor schon bei kleiner Last auch Mobilstationen an weiter entfernt liegenden Betrachtungsorten versorgt werden. Mit steigender Last stehen demgegenüber deutlich größere Abnahmen der Zusatzdämpfungen bei anderen Sektoren, die damit ihr Versorgungsgebiet – relativ betrachtet – stärker vergrößern können und schließlich auch die Versorgung an Betrachtungsorten übernehmen, an denen bei kleiner Last der Sektor 29 als dominanter Sektor die Versorgung übernimmt.

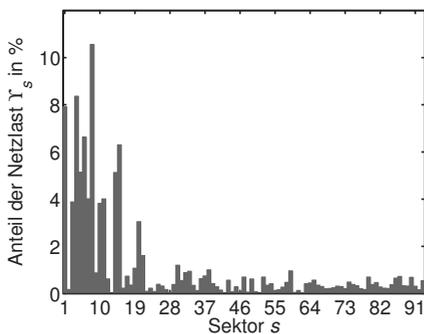
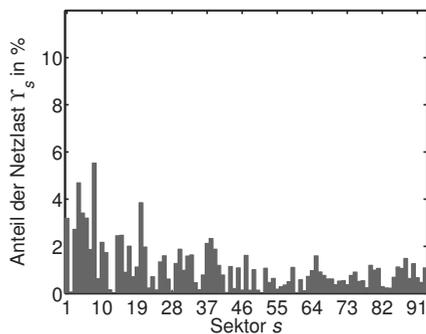
(a) Lastkonfiguration Λ_1 .(b) Lastkonfiguration Λ_3 .

Bild 10.17: Von den einzelnen Sektoren getragene Anteile der Netzlast Υ_s für ein hinsichtlich der Exposition optimiertes Netz bestehend aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Optimierungsvariante 1.

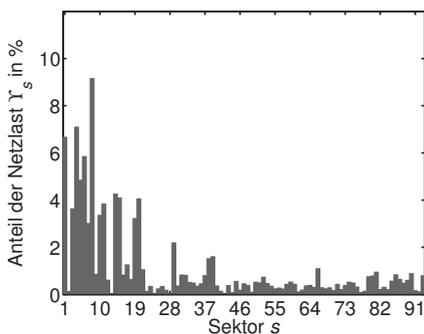
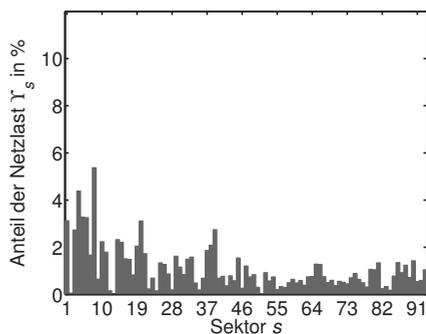
(a) Lastkonfiguration Λ_1 .(b) Lastkonfiguration Λ_3 .

Bild 10.18: Von den einzelnen Sektoren getragene Anteile der Netzlast Υ_s für ein hinsichtlich der Exposition optimiertes Netz bestehend aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Optimierungsvariante 2.

Die Veränderung der Zuordnung der Betrachtungsorte – an denen sich Mobilstationen befinden können – zu den Sektoren des Bestandsnetzes bzw. des Erweiterungsnetzes wird durch die Bilder 10.19 und 10.20 verdeutlicht. Bild 10.19 bezieht sich auf das Szenario mit der Lastkonfiguration Λ_1 während Bild 10.20 das Szenario mit der Lastkonfiguration Λ_3 zugrunde liegt. Die Zuordnung der Betrachtungsorte erfolgt gemäß der Optimierungsvariante 2. Beim Vergleich der beiden Bilder wird deutlich, dass bei der größeren Last der Lastkonfiguration Λ_3 mehr Betrachtungsorte von Sektoren des Erweiterungsnetzes versorgt werden als bei der geringen Last der Lastkonfiguration Λ_1 . Bei der Lastkonfiguration Λ_1 werden von Basisstationen des Bestandsnetzes vorzugsweise die Betrachtungsorte versorgt, welche sich nicht in unmittelbarer Nähe einer Basisstation des Erweiterungsnetzes befinden. Mit zunehmender Last vergrößern sich aber die Versorgungsgebiete der Standorte des Erweiterungsnetzes, entsprechend verkleinern sich die Versorgungsgebiete der Standorte des Bestandsnetzes.

Tabelle 10.12 gibt die bezüglich des Bestandsnetzes bzw. Erweiterungsnetzes summierten Anteile der Netzlast $\sum_s \Upsilon_s$ für die beiden betrachteten Varianten der Optimierung an. Die entsprechend aufgeschlüsselten Lastanteile ergeben sich aus einer Addition der Beiträge der einzelnen Sektoren des Bestandsnetzes bzw. Erweiterungsnetzes. Auch hier zeigt sich, dass mit zunehmender Last mehr Betrachtungsorte von Sektoren des Erweiterungsnetzes versorgt werden.

Lastkonfiguration	Summierte Anteile der Netzlast $\sum_s \Upsilon_s$			
	Optimierungsvariante 1		Optimierungsvariante 2	
	Bestandsnetz	Erweiterungsnetz	Bestandsnetz	Erweiterungsnetz
Λ_0	66,8 %	33,2 %	56,9 %	43,1 %
Λ_1	66,8 %	33,2 %	56,8 %	43,2 %
Λ_2	54,2 %	45,8 %	47,3 %	52,7 %
Λ_3	34,0 %	66,0 %	33,0 %	67,0 %
Λ_4	33,4 %	66,6 %	32,5 %	67,5 %

Tabelle 10.12: Summierte Anteile der Netzlast $\sum_s \Upsilon_s$ für das Bestandsnetz bzw. das Erweiterungsnetz.

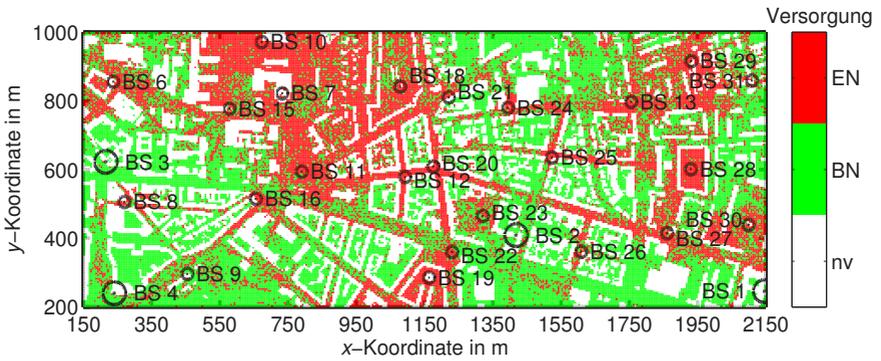


Bild 10.19: Zuordnung der Betrachtungsorte zu den Sektoren des Bestandsnetzes (BN) bzw. Erweiterungsnetzes (EN). Gebäude und nicht versorgte Betrachtungsorte sind weiß markiert (nv). Optimierungsvariante 2. Lastkonfiguration Λ_1 .

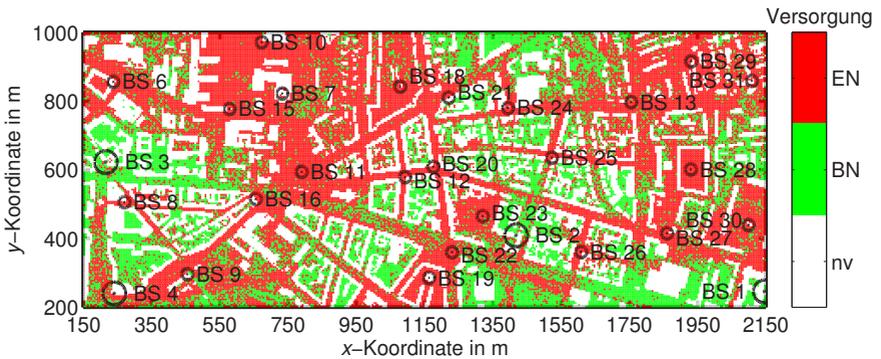


Bild 10.20: Zuordnung der Betrachtungsorte zu den Sektoren des Bestandsnetzes (BN) bzw. Erweiterungsnetzes (EN). Gebäude und nicht versorgte Betrachtungsorte sind weiß markiert (nv). Optimierungsvariante 2. Lastkonfiguration Λ_3 .

Die bezüglich einzelner Sektoren durchgeführte Optimierung (Optimierungsvariante 2) führt auf größere summierte Anteile der Netzlast $\sum_s \Upsilon_s$ für das Erweiterungsnetz als die auf die Basisstation – d.h. den Standort – bezogene Optimierung (Optimierungsvariante 1). Dies ist auf den Umstand zurückzuführen, dass die einzelne Sektoren betrachtende Optimierungsvariante 2 den Einfluss der zur selben Basisstation gehörenden Sektoren nicht berücksichtigt und damit die das Versorgungsgebiet begrenzende Zusatzdämpfung tendenziell kleiner wählt als im Fall der auf den Standort bezogenen Optimierung (Optimierungsvariante 1) (vgl. Bild 10.12 und Bild 10.13).

Bei beiden Optimierungsvarianten bleiben aber für alle hier betrachteten Lastkonfigurationen die summierten Anteile der Netzlast $\sum_s \Upsilon_s$ durch Sektoren des Erweiterungsnetzes deutlich unterhalb des Prozentsatzes von 80,3%, welcher sich bei einer hinsichtlich der Emission optimierten Erweiterung ergibt (siehe Kapitel 10.4).

10.6 Sendeleistungen der Mobilstationen

Bei konstantem Neigungswinkel α des $\lambda/2$ -Dipols neben dem vereinfachten Kopfmodell (vgl. Kapitel 4.2) ist die Sendeleistung der Mobilstation $P_{T,MS}$ direkt proportional zu der Exposition, welche ein benachbarter Mensch aufgrund der Mobilstation erfährt. Wegen der Betrachtung eines ebenen Kopfmodells, dessen Ausdehnung größer ist als die des als Antenne eingesetzten $\lambda/2$ -Dipols, ist gleichzeitig die Exposition weitgehend unabhängig vom Neigungswinkel des $\lambda/2$ -Dipols. Für einen relativen Vergleich der Expositionen genügt es daher, die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ zu betrachten. Die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ werden ausschließlich auf Basis der Funkfelddämpfungen L_{cov} bestimmt.

Die Bilder 10.21 bis 10.24 stellen die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ für einige Netz- bzw. Lastkonfigurationen dar. Tabelle 10.13 fasst die Ergebnisse für die betrachteten statistischen Kenngrößen zusammen. Für die hinsichtlich der Expositionen der Basisstationen optimierten Varianten ergibt sich eine Abhängigkeit von der Lastkonfiguration.

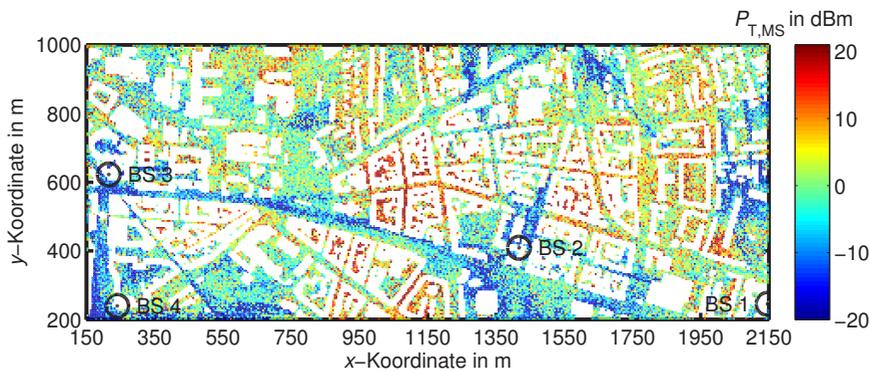


Bild 10.21: Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ bei der Versorgung durch das Bestandsnetz. Die Sendeleistungen sind unabhängig von der Lastkonfiguration.

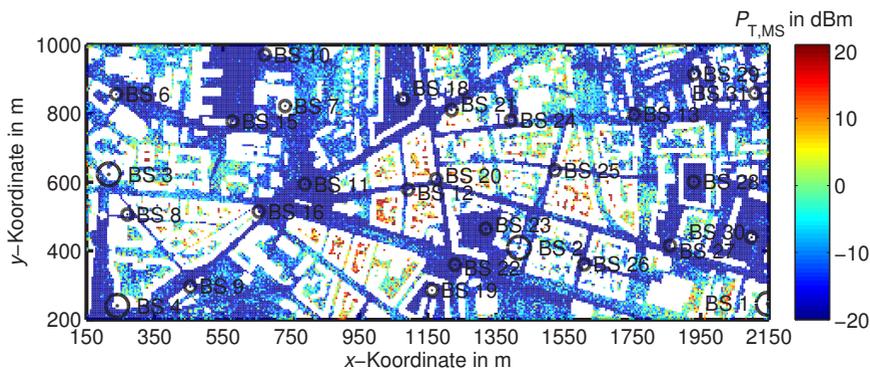


Bild 10.22: Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ bei der Versorgung durch das Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Emissionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte. Die Sendeleistungen sind unabhängig von der Lastkonfiguration.

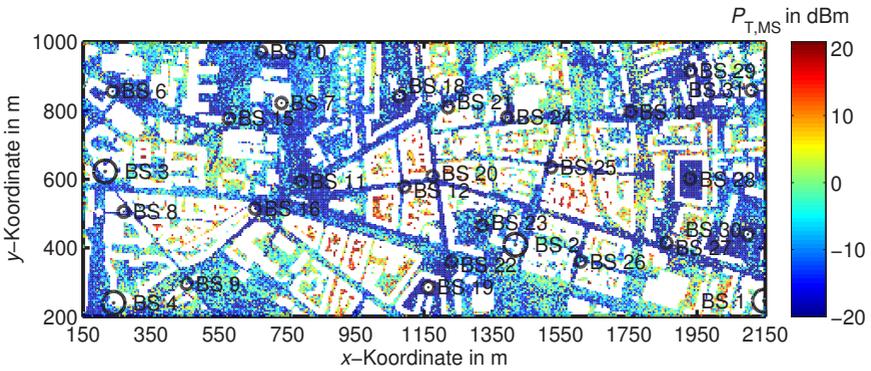


Bild 10.23: Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ bei der Versorgung durch das Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Expositionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte (Optimierungsvariante 2). Lastkonfiguration Λ_1 .

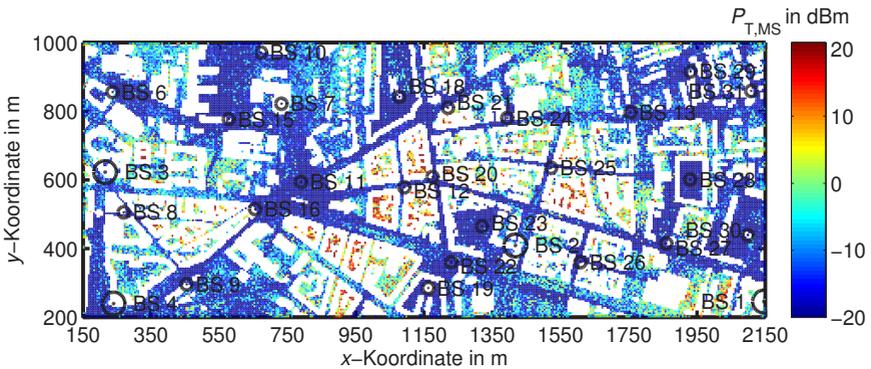


Bild 10.24: Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ bei der Versorgung durch das Bestandsnetz und Erweiterungsnetz. Expositionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte (Optimierungsvariante 2). Lastkonfiguration Λ_3 .

Netzkon- figuration	Lastkon- figuration	Sendeleistungen in dBm		
		$P_{T,MS,avg}$	$P_{T,MS,95\%}$	$P_{T,MS,med}$
Bestandsnetz	alle	6,3	13,5	-0,2
Bestandsnetz & Erweiterungsnetz expositionsoptimiert Optimierungsvariante 1	Λ_0	1,3	8,6	-8,0
	Λ_1	1,3	8,6	-8,0
	Λ_2	-0,4	7,1	-11,7
	Λ_3	-3,3	4,1	-15,4
	Λ_4	-3,5	4,0	-15,4
Bestandsnetz & Erweiterungsnetz expositionsoptimiert Optimierungsvariante 2	Λ_0	-0,1	7,3	-9,9
	Λ_1	-0,1	7,3	-9,9
	Λ_2	-1,4	6,1	-12,7
	Λ_3	-3,5	3,9	-15,1
	Λ_4	-3,6	3,9	-15,2
Bestandsnetz & Erweiterungsnetz emissionsoptimiert	alle	-5,1	2,5	-16,1

Tabelle 10.13: Statistische Kenngrößen der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ für verschiedene Netz- und Lastkonfigurationen. Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink $\Upsilon_{UL} = 95\%$.

Bei der Ermittlung der statistischen Kenngrößen in Tabelle 10.13 werden dabei lediglich die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ berücksichtigt, welche im Rahmen der Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink von $\Upsilon_{DL} = 95\%$ bedient werden, d.h. $\Upsilon_{UL} = \Upsilon_{DL} = 95\%$. Hierdurch können die verschiedenen Konfigurationen bei gleicher Versorgungswahrscheinlichkeit im Uplink Υ_{UL} verglichen werden. Die Bilder 10.21 bis 10.24 zeigen die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$, welche sich aus den vorherrschenden Funkfelddämpfungen L_{cov} ergeben. Hierbei sind auch Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ für Betrachtungsorte dargestellt, die aufgrund der Begrenzung der Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink auf $\Upsilon_{DL} = 95\%$ oder auch der Überschreitung der maximal zulässigen Funkfelddämpfung $L_{cov,MS,max}$ nicht versorgt werden.

Das aus fünf Basisstationen bestehende Bestandsnetz zieht die größten Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ nach sich (siehe Bild 10.21). Demgegenüber zeigen sich für die Fälle, bei denen das Bestandsnetz um die Basisstationen des Erweiterungsnetzes ergänzt sind, erheblich geringere Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ (siehe Bilder 10.22 bis 10.24).

Die Bilder 10.23 und 10.24 beziehen sich auf die Optimierungsvariante 2. Während Bild 10.23 die Lastkonfiguration Λ_1 zugrunde liegt, ist in Bild 10.24 der Sachverhalt für die Lastkonfiguration Λ_3 dargestellt. Bei einer Erhöhung der Last können die Basisstationen des Erweiterungsnetzes ihre Versorgungsgebiete vergrößern und es dadurch den damit zusätzlich versorgten Mobilstationen ermöglichen, ihre Sendeleistungen $P_{T,MS}$ typischerweise zu reduzieren. Besonders deutlich wird dies beispielsweise bei einem Vergleich der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ im Bereich der Basisstation 9 bei ($x = 454 \text{ m}$, $y = 296 \text{ m}$).

Eine nähere Analyse zeigt aber auch, dass in einigen Fällen die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ bei der Lastkonfiguration Λ_3 größer sind als bei der Lastkonfiguration Λ_1 . Dies ist auf den Umstand zurückzuführen, dass die Zuordnung der Betrachtungsorte, an denen sich jeweils Mobilstationen befinden können, zu den jeweiligen Sektoren nicht ausschließlich auf den Funkfelddämpfungen L_{cov} basiert, sondern zudem auf den eingeführten Zusatzdämpfungen welche zur Begrenzung der Versorgungsgebiete berücksichtigt werden (siehe Kapitel 10.5). Dabei kann es sein, dass bei einer Erhöhung der Last die Versorgung eines Betrachtungsortes von einem benachbarten Sektor übernommen wird, welcher tatsächlich aber eine höhere Funkfelddämpfung L_{cov} zu diesem Betrachtungsort aufweist. Dies ist möglich falls bei einer Erhöhung der Last die Zusatzdämpfung für den benachbarten Sektor stärker abnimmt als für den Sektor, welcher bei geringer Last die Versorgung übernimmt, und so eine insgesamt günstigere Versorgungssituation erscheint.

Die nähere Betrachtung zeigt, dass für die Optimierungsvariante 1 bei der Lastkonfiguration Λ_3 an 0,16 % der Betrachtungsorte die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ größer und an 33 % geringer sind als bei der kleineren Last der Lastkonfiguration Λ_1 . Für die Optimierungsvariante 2 sind bei der Lastkonfiguration Λ_3 an 0,52 % der Betrachtungsorte die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ größer und an 29 % geringer als bei der kleineren Last der Lastkonfiguration Λ_1 . Damit sind die untypischen Erhöhungen der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ für die Optimierungsvariante 2 etwa dreimal häufiger als für die Optimierungsvariante 1. Dies ist auf die getrennte Betrachtung der einzelnen Sektoren bei der Optimierungsvariante 2 zurückzuführen.

Tabelle 10.13 zeigt, dass für die hinsichtlich der Exposition durch die Basisstationen optimierten Erweiterungen des Bestandsnetzes die Mittelwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,avg}$, in Abhängigkeit von der Optimierungsvariante und der Lastkonfiguration, in den hier betrachteten Fällen um etwa 5,0 – 9,9 dB gesenkt werden können. Die 95%-Perzentile der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,95\%}$ können zwischen 4,9 – 9,6 dB reduziert werden. Für die Medianwerte der Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS,med}$ ergeben sich Absenkungen im Bereich von 7,8 – 15,2 dB.

Sofern für das aus Bestandsnetz und Erweiterungsnetz gebildete Mobilfunknetz keine hinsichtlich der Exposition optimierte Verteilung der Mobilstationen auf die einzelnen Sektoren stattfindet, sondern eine emissionsoptimierte Zuordnung erfolgt, können die Sendeleistungen der Mobilstationen $P_{T,MS}$ noch etwas weiter gesenkt werden. Für den Mittelwert der Sendeleistungen der Mobilstation $P_{T,MS,avg}$ ergibt sich eine Absenkung um 11,4 dB, für das 95%-Perzentil der Sendeleistungen der Mobilstation $P_{T,MS,95\%}$ kann eine Reduzierung von 11,0 dB erreicht werden und für den Medianwert der Sendeleistungen der Mobilstation $P_{T,MS,med}$ ist eine Abnahme um 15,9 dB zu verzeichnen.

Während im Falle der bezüglich der Exposition optimierten Verfahren lediglich die durch die Basisstationen hervorgerufenen Expositionen – nicht aber die Sendeleistungen – betrachtet werden, findet bei dem bezüglich der Emission optimierten Verfahren automatisch die Zuordnung einer Mobilstation zum Sektor mit der günstigsten Funkfelddämpfung L_{cov} statt. Diese – aus Sicht der aktiven Mobilstationen – günstigste Netzkonfiguration zieht aber höhere Expositionen durch die Basisstationen nach sich.

10.7 Fazit

Das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* erlaubt eine weitaus präzisere Bestimmung der Funkfelddämpfungen als ein empirisches Modell. Bei der Analyse zeigt sich, dass eine Erhöhung der Anzahl der Basisstationen nicht zwangsläufig in einer Reduzierung der Exposition resultiert. Aufgrund der erheblich vom Ort abhängigen Funkfelddämpfungen bietet sich die Realisierung einer hierarchischen Zellstruktur an. Hierbei können gezielt ausgewählte Bereiche von zusätzlichen Basisstationen versorgt werden.

Ein um weitere Standorte erweitertes Bestandsnetz – bei dem die Erweiterung in einer hinsichtlich der Emission optimierten Weise erfolgt – erlaubt eine maximale Reduzierung der Sendeleistungen für individuelle Verbindungen.

Für eine bezüglich der Exposition vorteilhafte Erweiterung eines Bestandsnetzes ist allerdings eine expositionsoptimierte Wahl der Versorgungsgebiete der Basisstationen zwingend erforderlich. Die Exposition kann so, im Vergleich mit der ausschließlichen Versorgung durch ein Bestandsnetz, bei einer lastabhängigen Veränderung der Versorgungsgebiete in erheblicher Weise reduziert werden.

Bezüglich der Exposition durch Mobilstationen stellt eine emissionsoptimierte Zuordnung der Betrachtungsorte zu den Basisstationen im Versorgungsgebiet den günstigsten Fall dar. Diese für die Exposition durch die Basisstationen – insbesondere bei geringer Last – ungünstige Erweiterung eines Bestandsnetzes verdeutlicht, dass eine optimale Reduzierung der Exposition durch die Basisstationen und Mobilstationen im Allgemeinen nicht gleichzeitig realisierbar ist.

11 Schlussfolgerungen

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein auf der Funkfelddämpfung basierendes Konzept zur Expositionsbestimmung im Versorgungsgebiet zellularer Mobilfunknetze entwickelt. Hierbei wird erstmalig die originär für die Versorgung definierte Funkfelddämpfung von der für die Expositionsbestimmung relevanten Funkfelddämpfung unterschieden.

Die gemäß gesetzlicher Vorgaben gleichzeitig einzuhaltenden Grenzwerte für die elektrische Feldstärke und die magnetische Feldstärke unterscheiden sich in sehr guter Näherung um den Freiraumfeldwellenwiderstand. Da sich aber aufgrund der Mehrwegeausbreitung auch im Fernfeld eines Senders das E/H -Verhältnis vom Freiraumfeldwellenwiderstand unterscheidet, kann lokal betrachtet keine Bewertung der Exposition auf der Basis einer einzelnen Feldgröße erfolgen. Für die im Rahmen dieser Arbeit für ein größeres Versorgungsgebiet durchgeführten statistischen Analysen wird hingegen gezeigt, dass die Betrachtung einer Feldgröße ausreichend ist.

Im Hinblick auf eine realitätsnahe Erfassung der Eigenschaften der Mobilfunkbasisstationsantennen und Mobilstationen werden diese mittels einer kommerziellen Software modelliert und deren Gewinne sowie die vektoriellen dreidimensionalen Richtcharakteristiken ermittelt. Unter Berücksichtigung zweier Wellenausbreitungsmodelle wird aufgezeigt, dass die übliche Annahme einer fiktiven isotropen Antenne an der Mobilstation zu einer erheblichen Überschätzung der entnehmbaren Empfangsleistung führen kann. Die für die Versorgung bestimmte Funkfelddämpfung ist an einzelnen Betrachtungsorten um mehr als 30 dB höher als die für die Expositionsbestimmung relevante Funkfelddämpfung.

Zur Analyse des Einflusses der Zellgröße auf die Exposition wird die Dichte der Basisstationen verändert. Hierbei wird für einen fairen Vergleich der verschiedenen Zellkonfigurationen eine konstante Versorgungswahrscheinlichkeit im Downlink gewählt.

Für das empirische COST-Hata Modell, welches durch die Einführung eines Bebauungsparameters zur Beschreibung der Bebauung erweitert wird, zeigt sich, dass im Mobilfunknetz ohne Last eine Änderung der Zellgröße praktisch keinen Einfluss auf die betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition durch die Basisstationen hat. Für Mobilfunknetze mit Last führen kleinere Zellgrößen hingegen zu geringeren Expositionen. Darüber hinaus benötigen die Mobilsta-

tionen in kleineren Zellen geringere Sendeleistungen und führen damit zu einer geringeren Exposition des Nutzers.

Ausgehend von einer real implementierten Konfiguration eines Mobilfunknetzes zeigt das für die Modellierung der Funkwellenausbreitung in einem Teilgebiet der Stadt Karlsruhe eingesetzte strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell, dass eine Erhöhung der Basisstationsdichte bei gleichzeitiger Reduzierung der Antennenhöhen der Basisstationen keinen Vorteil hinsichtlich der Exposition bietet. Im Sinne einer hierarchischen Netzstruktur werden deshalb die Standorte der Basisstationen des realen Bestandsnetzes um weitere Basisstationen mit niedrigeren Antennenhöhen erweitert. Über eine emissionsoptimierte Erweiterung des Bestandsnetzes kann damit eine deutliche Reduzierung der nutzerspezifischen Anteile der Sendeleistungen erfolgen. Bezug nehmend auf die betrachteten statistischen Kenngrößen der Exposition zeigt sich jedoch lediglich für große Netzlasten ein Vorteil gegenüber dem Bestandsnetz.

Die in einem weiteren Schritt präsentierte expositionsoptimierte Erweiterung des Bestandsnetzes führt über eine lastabhängige Zuweisung der aktiven Mobilstationen zu den jeweiligen Sektoren bzw. Basisstationen in allen betrachteten Lastfällen zu geringeren statistischen Kenngrößen der Exposition als bei der Versorgung durch das Bestandsnetz. Bei der hinsichtlich der Exposition optimierten Erweiterung des aus fünf Basisstationen bestehenden Bestandsnetzes auf ein aus 31 Basisstationen bestehendes Mobilfunknetz ergeben sich für die Mittelwerte der äquivalenten Leistungsdichten und die 95%-Perzentile der äquivalenten Leistungsdichten bei geringer Netzlast Reduzierungen von etwa 3 dB und bei hoher Netzlast Reduzierungen von etwa 9 dB. Die Sendeleistungen der Mobilstationen werden aufgrund der lastabhängigen Zuordnung zu den einzelnen Sektoren ebenfalls von der Last abhängig. Eine gleichzeitig optimierte Exposition durch Basisstationen *und* Mobilstationen lässt sich im Allgemeinen nicht erreichen.

Die Arbeit zeigt auf, dass für eine hinsichtlich der Exposition durch Basisstationen und Mobilstationen optimierte Netzstruktur eine hohe Dichte von Basisstationen günstig ist. Je nach konkreten Ausbreitungsverhältnissen ist allerdings eine hierarchische Netzstruktur mit einer von der Last abhängigen Zuweisung der Mobilstationen zu den verfügbaren Basisstationssektoren unerlässlich.

A Bestimmung der 3D-Richtcharakteristik aus 2D-Richtcharakteristiken

Zur flächigen Bestimmung der Exposition ist eine Kenntnis der dreidimensionalen Richtcharakteristik erforderlich. Antennenhersteller liefern die Richtcharakteristiken aber üblicherweise nur für ausgezeichnete Schnitte entlang zweier orthogonaler Ebenen, typischerweise der Vertikal- bzw. Elevationsebene $C_{\text{Ele}}(\theta)$ und der Horizontal- bzw. Azimutebene $C_{\text{Az}}(\psi)$. Die Bestimmung der vollen dreidimensionalen Richtcharakteristik aus der Multiplikation der beiden Richtcharakteristiken entlang der Elevations- und Azimutebene gemäß (4.1) ist gängige Praxis. Im Weiteren werden die teilweise guten Übereinstimmungen der so gewonnenen Daten, aber auch die Grenzen dieser näherungsweise Berechnung aufgezeigt. Für die Betrachtungen wird die in Kapitel 4.1.3 beschriebene und mittels FEKO modellierte Mobilfunkbasisstationsantenne, für welche die volle dreidimensionale Richtcharakteristik vorliegt, herangezogen.

Bild A.1 zeigt die explizit bestimmte dreidimensionale Richtcharakteristik $C(\theta, \psi)$ der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne. In Bild A.2 ist hingegen die dreidimensionale Richtcharakteristik, resultierend aus einer Multiplikation der beiden zweidimensionalen Richtcharakteristiken entlang der Elevations- und Azimutebene $C_{\text{Ele}}(\theta) C_{\text{Az}}(\psi)$, aufgetragen. In den Bildern sind jeweils auf der Abszisse die Azimutwinkel und auf der Ordinate die Elevationswinkel aufgetragen. Die Darstellung ist hierbei so gewählt, dass die Hauptstrahlrichtung der Antenne in der Richtung $(\theta = 90^\circ, \psi = 0^\circ)$ in der Mitte der Bilder liegt. Die Elevationswinkel sind auf der Ordinate von $\theta = 180^\circ$ (unten) bis $\theta = 0^\circ$ (oben) aufgetragen. Durch diese Auftragung wird erreicht, dass unten im Bild die Richtcharakteristiken für Positionen unterhalb der Antenne, oben im Bild für Positionen oberhalb der Antenne, wiedergegeben sind.

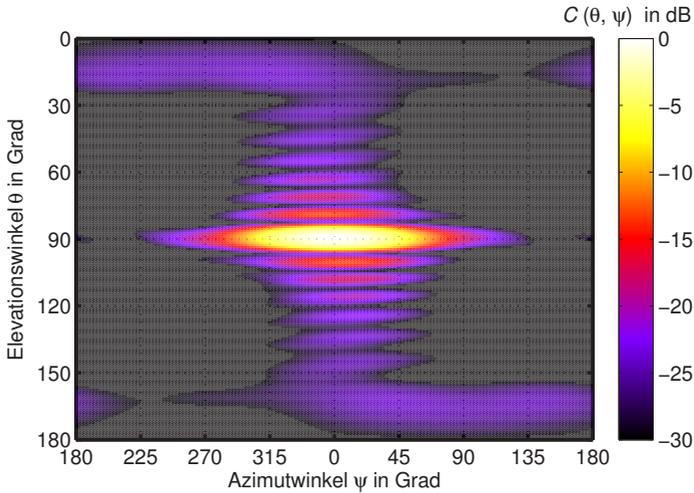


Bild A.1: Richtcharakteristik der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne aus einer expliziten Berechnung. Die Einspeisung erfolgt derart, dass eine $+45^\circ$ -Polarisation in Hauptstrahlrichtung erzielt wird. Die Richtcharakteristik ist punktsymmetrisch bezüglich $(\theta = 90^\circ, \psi = 0^\circ)$.

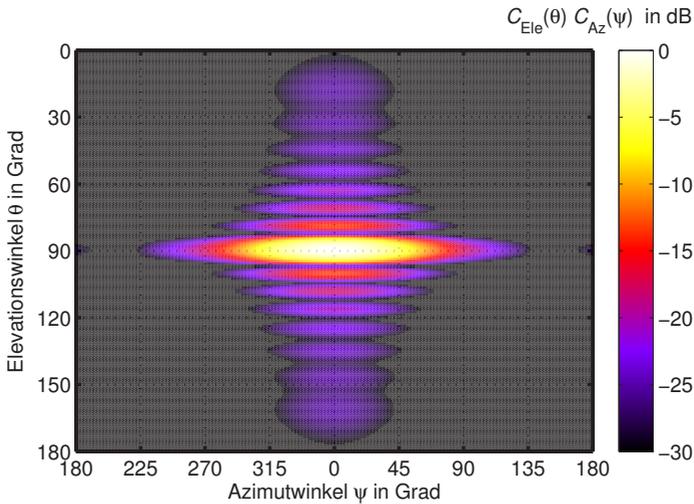


Bild A.2: Richtcharakteristik der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne ermittelt aus einer Multiplikation der Richtcharakteristiken entlang der Azimut- und Elevationsebene. Die Richtcharakteristik ist symmetrisch bezüglich $\psi = 0^\circ$.

In beiden Bildern sind ausgeprägte Maxima zu erkennen. In der Hauptstrahlrichtung ($\theta = 90^\circ, \psi = 0^\circ$) tritt das globale Maximum auf. Während die Multiplikation der aus den beiden Schnitten gewonnenen Richtcharakteristiken (Bild A.2) eine bezüglich $\psi = 0^\circ$ symmetrische Richtcharakteristik aufweist, ist bei der expliziten Bestimmung (Bild A.1) eine Punktsymmetrie bezüglich der Hauptstrahlrichtung, d.h. dem Punkt ($\theta = 90^\circ, \psi = 0^\circ$), zu erkennen.

Diese Punktsymmetrie ist auf die punktsymmetrische Antenne zurückzuführen. Die eingesetzten Dipole strahlen im Freiraum entlang ihrer Längsrichtung nicht, senkrecht dazu jedoch maximal ab. Sehr deutlich wird dies bei den im Bereich der Elevationswinkel um $\theta \approx 15^\circ$ und $\theta \approx 165^\circ$ auftretenden Maxima. Diese sind entweder nur im Bereich von $0^\circ \leq \psi \leq 180^\circ$ oder $180^\circ \leq \psi \leq 360^\circ$ ausgeprägt. Im jeweils anderen Bereich liegt ein Minimum vor.

Für einen in der yz -Ebene liegenden Dipol, welcher im kartesischen Koordinatensystem in der Richtung $(0, 1, 1)$ ausgerichtet ist, gilt im Freiraum, d.h. ohne den Einfluss benachbarter Elemente und des Reflektors, dass die ausgeprägten Maxima und Minima punktsymmetrisch bei Elevationswinkeln von $\theta = 45^\circ$ und $\theta = 135^\circ$ sowie Azimutwinkeln von $\psi = 90^\circ$ und $\psi = 270^\circ$ auftreten. Minima treten auf bei $(\theta = 45^\circ, \psi = 90^\circ)$ und $(\theta = 135^\circ, \psi = 270^\circ)$, Maxima bei $(\theta = 135^\circ, \psi = 90^\circ)$ und $(\theta = 45^\circ, \psi = 270^\circ)$. Im Fall der modellierten Mobilfunkbasisstationsantenne beeinflussen aber der Reflektor sowie die Abstände der Einzelemente die Richtungen der Maxima. Daher sind hier deutliche Abweichungen zu verzeichnen.

Durch den Vergleich der aus der Multiplikation der beiden Schnitte entlang der Elevations- und Azimutebene ermittelten Richtcharakteristik $C_{\text{Ele}}(\theta) C_{\text{Az}}(\psi)$ mit der explizit bestimmten Richtcharakteristik $C(\theta, \psi)$ lässt sich der Fehler der vereinfachten Bestimmungsmethode richtungsabhängig angeben. Der sich im logarithmischen Maßstab ergebende Fehler

$$\Delta(\theta, \psi) = 20 \log_{10} \left(\frac{C_{\text{Ele}}(\theta) C_{\text{Az}}(\psi)}{C(\theta, \psi)} \right) \quad (\text{A.1})$$

ist in Bild A.3 für einen Sektor dargestellt. Entlang der beiden Schnittebenen der Elevations- und Azimutebene ($\theta = 90^\circ$ bzw. $\psi = 0^\circ$) stimmen beide Berechnungsmethoden erwartungsgemäß hervorragend überein. In einem großen Bereich, in dem die näherungsweise bestimmte Richtcharakteristik ausgeprägte Nebenkeulen aufweist (vgl. Bild A.2), ist im Vergleich zur explizit bestimmten Richtcharakteristik eine verschieden große Abweichung zu größeren oder kleineren Werten zu verzeichnen. Die Struktur der Abweichung ist auf die unterschiedlichen Symmetrien der über die verschiedenen Bestimmungsme-

thoden ermittelten Richtcharakteristiken zurückzuführen. Die Fehler betragen typischerweise einige dB.

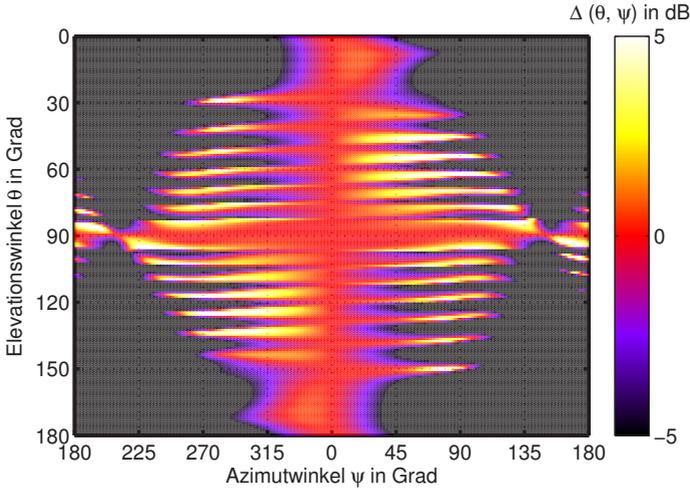


Bild A.3: Vergleich der Bestimmungsmethoden der dreidimensionalen Richtcharakteristik. Berücksichtigung eines Sektors.

Außerhalb des Bereiches der Nebenkeulen ist eine signifikante Abweichung der beiden Berechnungsmethoden zu verzeichnen. Hier unterschätzt die über die Multiplikation bestimmte Richtcharakteristik $C_{\text{Ele}}(\theta)C_{\text{Az}}(\psi)$ die explizit bestimmte dreidimensionale Richtcharakteristik $C(\theta, \psi)$ ganz erheblich. Eine nähere Betrachtung zeigt eine Unterschätzung von bis zu 40 dB. Obwohl der Betrag der Richtcharakteristik in diesen Bereichen vergleichsweise gering ist kann die Bestimmung der lokalen Exposition, unter Berücksichtigung einer Multiplikation der Richtcharakteristiken entlang der beiden Schnittebenen, zu erheblichen Fehlern führen.

Unmittelbar unterhalb der Antenne ($\theta \approx 180^\circ$) wird der (relative) Fehler besonders groß. Aufgrund der in diesem Falle typischerweise geringen Entfernung zur Antenne kann dies aber – insbesondere bei der Annahme eine Freiraumausbreitung – auch gleichzeitig zu einem großen absoluten Fehler führen!

Die Berücksichtigung einer dreifachen Sektorisierung, bei der sich die Hauptstrahlrichtungen der Sektoren in der Azimutebene um jeweils 120° unterscheiden, kann durch eine leistungsbezogene Addition der Richtcharakteristiken erfolgen. Hierzu wird im Weiteren angenommen, dass pro Sektor die gleiche Leistung abgestrahlt wird.

Der Fehler, welcher sich bei einer Multiplikation der Richtcharakteristiken entlang der beiden Schnittebenen ergibt beträgt

$$\Delta(\theta, \psi) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{s=1}^3 (C_{\text{Ele},s}(\theta) C_{\text{Az},s}(\psi))^2}{\sum_{s=1}^3 (C_s(\theta, \psi))^2} \right). \quad (\text{A.2})$$

Der Index s stellt den Zählindex für den jeweiligen Sektor dar. Während in (A.1) der durch die Quadratur bedingte Faktor 2 vor den Logarithmus gezogen werden kann, ist dies aufgrund der leistungsmäßigen Addition der beteiligten Sektoren hier nicht möglich.

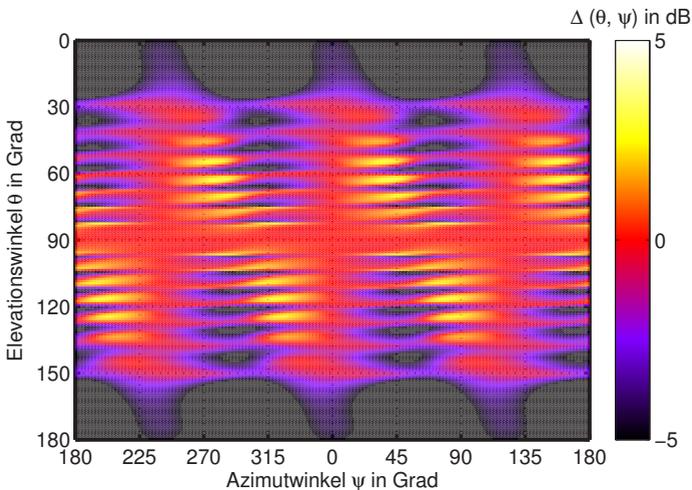


Bild A.4: Vergleich der Bestimmungsmethoden der dreidimensionalen Richtcharakteristik. Berücksichtigung dreier Sektoren.

Bild A.4 stellt das Ergebnis dar. Wenngleich hier in einer großen Anzahl von Richtungen eine recht gute Übereinstimmung der beiden Berechnungsmethoden auftritt, ist insbesondere für die betrachtete Antenne bei sehr kleinen und sehr großen Elevationswinkeln θ , d.h. direkt unterhalb und oberhalb der Antenne, ebenfalls ein erheblicher Unterschied der beiden Berechnungsmethoden zu verzeichnen. Eine nähere Betrachtung zeigt eine Unterschätzung von etwa 10 dB. D.h. hier würde die Bestimmung einer Exposition aus der näherungsweise ermittelten dreidimensionalen Richtcharakteristik $C_{\text{Ele}}(\theta)C_{\text{Az}}(\psi)$, im Vergleich zur expliziten Bestimmung, deutlich zu niedrige Werte liefern. Im Gegensatz hierzu findet im Elevationswinkelbereich von $85^\circ \leq \theta \leq 95^\circ$ tendenziell eine

leichte Überschätzung der quadratisch summierten und normierten Richtcharakteristiken statt. Dies würde, bei einer Berücksichtigung der Multiplikation der zweidimensionalen Richtcharakteristiken, auf geringfügig zu hohe Expositionen führen.

Fazit

Eine Bestimmung der dreidimensionalen Richtcharakteristik durch die Multiplikation der zweidimensionalen Richtcharakteristiken entlang der Azimut- und Elevationsebene ist grundsätzlich nicht geeignet, um lokal die Exposition zu prognostizieren.

Für eine Analyse im Mehrwegeausbreitungsszenario enthalten die reellen skalaren Richtcharakteristiken darüber hinaus keine Informationen über die Polarisationen und Phasen, der entlang einzelner Pfade zum Betrachtungsort gelangenden Beiträge. Eine Abschätzung der Exposition über die näherungsweise Bestimmung der 3D-Richtcharakteristik aus den 2D-Richtcharakteristiken sollte damit lediglich bei einem einzigen dominantem Pfad (z.B. Freiraumfall), welcher zudem im Bereich der Azimutebene auftritt, erfolgen.

B Addition von Feldern

Die zu einer Gesamtexposition führenden Felder sind grundsätzlich zu addieren. Hierbei sind die

- kohärente und
- inkohärente

Addition zu unterscheiden. Beide Varianten werden für die Addition von Empfangsspannungen und elektrischen Feldstärken kurz erläutert.

In Anhang B.1 und Anhang B.2 sei i ein zunächst beliebiger Zählindex. In Anhang B.4 wird dieser für die in dieser Arbeit getroffenen Annahmen dann näher spezifiziert.

B.1 Kohärente Addition

Bei der kohärenten Addition werden die einzelnen Spannungsbeiträge $V_{R,i}$ an einer Empfangsantenne phasenrichtig, d.h. unter Berücksichtigung der einzelnen Phasen, gemäß

$$V_{R,\text{koh}} = \sum_i V_{R,i}, \quad (\text{B.1})$$

zu der an einer Antenne abfallenden Gesamtspannung wie in (5.24) addiert. Bei den einzelnen Spannungsbeiträgen $V_{R,i}$, wie auch der kohärent addierten Gesamtspannung $V_{R,\text{koh}}$, handelt es sich um eine komplexe Größe.

Zur Bestimmung der entnehmbaren Empfangsleistung P_R ist gemäß (5.20), abgesehen von der Berücksichtigung der Impedanz der Antenne, von (B.1) der Betrag zu bilden und zu quadrieren.

Übertragen auf die Addition von Feldstärken bedeutet dies, dass die im Allgemeinen komplexe Gesamtfeldstärke \mathbf{E} durch eine vektorielle Addition der komplexen Einzelbeiträge \mathbf{E}_i zu

$$\mathbf{E} = \sum_i \mathbf{E}_i \quad (\text{B.2})$$

bestimmt werden kann. Für den Effektivwert der elektrischen Feldstärke E_{koh} , welcher aus dieser kohärenten Addition resultiert, gilt dann

$$E_{\text{koh}} = \frac{1}{\sqrt{2}} |\mathbf{E}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \left| \sum_i \mathbf{E}_i \right|. \quad (\text{B.3})$$

Bei der Überlagerung von Feldern mit identischer Frequenz bleiben die Phasenverschiebungen im statischen Szenario über der Zeit konstant, so dass hier eine kohärente Addition anzuwenden ist.

Für die auf verschiedenen Pfaden eines Sektors zum jeweiligen Betrachtungsort gelangenden Signalbeiträge wird diese kohärente Addition berücksichtigt. In diesem Sinne ist bei der Bestimmung der in Kapitel 5.2 definierten Funkfelddämpfungen ausschließlich die kohärente Addition berücksichtigt.

B.2 Inkohärente Addition

Bei der inkohärenten Addition werden die quadrierten Beträge der Spannungen addiert, d.h. [GW98]

$$V_{\text{R,inkoh}}^2 = \sum_i |V_{\text{R},i}|^2. \quad (\text{B.4})$$

Die jeweiligen Phasen der Teilspannungen spielen hierbei keine Rolle. Übertragen auf die Addition von Feldstärken gilt für die elektrische Feldstärke E_{inkoh} :

$$E_{\text{inkoh}} = \sqrt{\sum_i E_i^2} = \sqrt{\sum_i \left(\frac{1}{\sqrt{2}} |\mathbf{E}_i| \right)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_i |\mathbf{E}_i|^2} \quad (\text{B.5})$$

Bei der Überlagerung von Feldern mit verschiedenen Frequenzen sind die Phasenverschiebungen der einzelnen Beiträge nicht über der Zeit konstant, so dass in diesem Fall die inkohärente Addition anzuwenden ist.

Da hier für die von verschiedenen Sektoren abgestrahlten Signale unterschiedliche Frequenzen angenommen werden, werden Beiträge verschiedener Sektoren am jeweiligen Betrachtungsort inkohärent addiert.

B.3 Vergleich

Der Unterschied zwischen beiden Varianten der Addition soll für ein typisches urbanes Szenario beispielhaft dargestellt werden. Da

$$L_{\text{exp}} \propto \frac{1}{E^2} \quad (\text{B.6})$$

gilt, kann anstatt der elektrischen Feldstärke E auch die Funkfelddämpfung L_{exp} betrachtet werden. Gemäß (5.18) ist zur Bestimmung der Funkfelddämpfung L_{exp} die kohärent addierte elektrische Feldstärke \mathbf{E} zu berücksichtigen:

$$L_{\text{exp}} = L_{\text{exp,koh}} \propto \frac{1}{|\mathbf{E}|^2} = \frac{1}{E_{\text{koh}}^2} \quad (\text{B.7})$$

Der Index „koh“ für die Funkfelddämpfung soll in diesem Abschnitt zur besseren Unterscheidbarkeit explizit auf die kohärente Addition hinweisen, welche grundsätzlich für die Bestimmung der Funkfelddämpfungen verwendet wird. Abweichend hiervon wird lediglich für den Vergleich der kohärenten und inkohärenten Addition eine Funkfelddämpfung $L_{\text{exp,inkoh}}$ definiert, für welche die gemäß einer inkohärenten Addition berechnete elektrische Feldstärke E_{inkoh} berücksichtigt wird:

$$L_{\text{exp,inkoh}} \propto \frac{1}{E_{\text{inkoh}}^2} \quad (\text{B.8})$$

Bild B.1 zeigt die unter der Annahme einer kohärenten Addition von Feldstärken bestimmte Funkfelddämpfung $L_{\text{exp,koh}}$. Bild B.2 liegt für die Bestimmung der Funkfelddämpfung $L_{\text{exp,inkoh}}$ eine inkohärente Addition zugrunde. Als Sender ist hierbei an der markierten Position eine fiktive isotrope Antenne angenommen, welche in alle Richtungen mit einer -45° -Polarisation abstrahlt. Der Standort entspricht der Position der Basisstation 3 des in Kapitel 10 betrachteten Mobilfunknetzes. Für beide Berechnungsvarianten stellt Bild B.3 die Ergebnisse in einem kleineren Ausschnitt des betrachteten Gebietes dar.

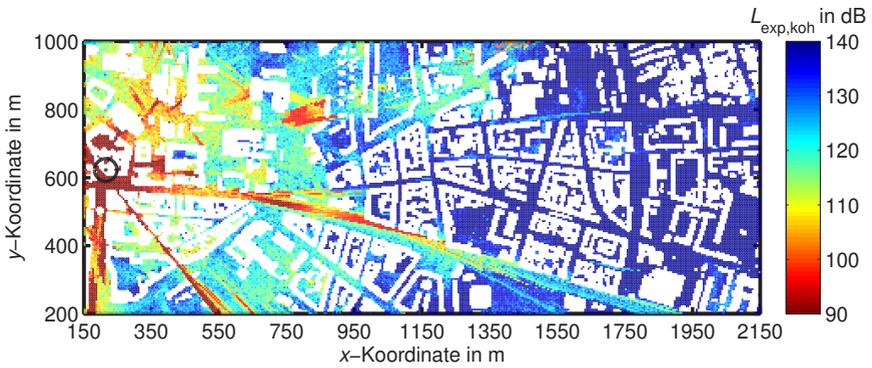


Bild B.1: Flächige Darstellung der Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp,koh}}$ bei kohärenter Addition der Feldstärken. Benachbarte Betrachtungsorte weisen oftmals deutlich verschiedene Werte der Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp,koh}}$ auf.

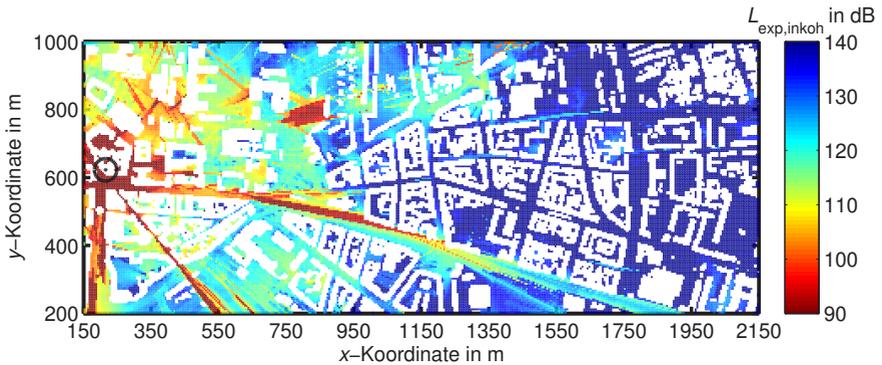


Bild B.2: Flächige Darstellung der Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp,inkoh}}$ bei inkohärenter Addition der Feldstärken. Benachbarte Betrachtungsorte weisen typischerweise vergleichbare Werte der Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp,inkoh}}$ auf.

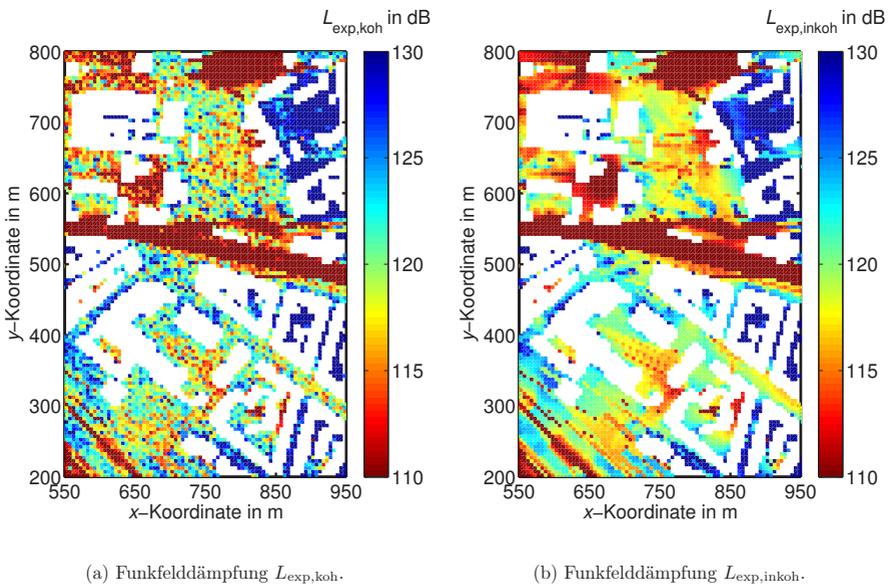


Bild B.3: Ausschnitte des in Bild B.1 und Bild B.2 dargestellten Gebietes.

Im Fall der kohärenten Addition (Bild B.1 bzw. Bild B.3(a)) zeigen sich für benachbarte Betrachtungsorte bisweilen sehr verschiedene Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp,koh}}$. Dies ist auf die – im Vergleich zur Wellenlänge – große Distanz der Betrachtungsorte zurückzuführen. Hingegen sind für die Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp,inkoh}}$ die Unterschiede benachbarter Betrachtungsorte erheblich geringer (Bild B.2 bzw. Bild B.3(b)). Durch die inkohärente Addition werden die typischerweise auftretenden konstruktiven und destruktiven Interferenzeigenschaften, welche auf einer Längenskala in der Größenordnung der Wellenlänge zu ausgeprägten Maxima und Minima der Feldstärke bzw. Funkfelddämpfung führen, nicht mehr erschließbar.

Bild B.4 zeigt für den Quotienten der beiden Funkfelddämpfungen an den einzelnen Betrachtungsorten die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion. Der Quotient entspricht im logarithmischen Maßstab der Differenz. Die Funkfelddämpfung $L_{\text{exp,koh}}$ ist tendenziell etwas höher als die Funkfelddämpfung $L_{\text{exp,inkoh}}$. D.h. unter Berücksichtigung der Funkfelddämpfung $L_{\text{exp,inkoh}}$ anstatt der Funkfelddämpfung $L_{\text{exp,koh}}$ würden die Ausbreitungseigenschaften für die Funkkommunikation etwas zu günstig eingeschätzt werden. Im Mittel beträgt der Unterschied etwa 1 dB.

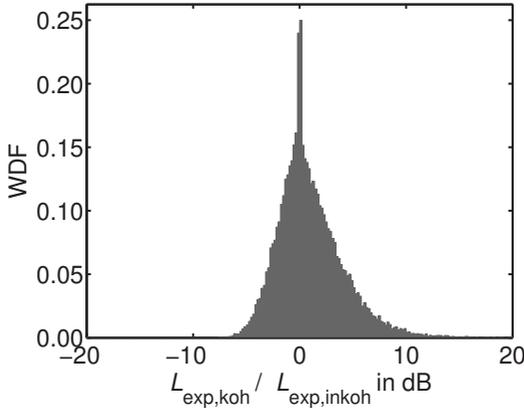


Bild B.4: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Quotienten der mittels kohärenter und inkohärenter Addition bestimmten Funkfelddämpfungen $L_{\text{exp,koh}}$ bzw. $L_{\text{exp,inkoh}}$ für die Fälle der Bilder B.1 und B.2. Bei der inkohärenten Addition sind die Funkfelddämpfungen tendenziell etwas geringer als im Fall der kohärenten Addition. Der Mittelwert des Quotienten beträgt etwa 1 dB.

Für die Funkfelddämpfung L_{cov} würde sich hinsichtlich der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion ein ähnliches Verhalten zeigen. Da hierbei allerdings noch der Einfluss des Menschen an der Mobilstation berücksichtigt wird, ist mit einer deutlich breiteren Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion zu rechnen.

Häufig wird für Berechnungen der Empfangsfeldstärke die Berücksichtigung der inkohärenten Addition vorgeschlagen (siehe z.B. [GW98, Kapitel 4.1.2.2]). Begründet wird dies damit, dass bei bewegten Empfängern die zur Gesamtspannung beitragenden Einzelspannungen an den verschiedenen Positionen nicht in ihrer Phase korreliert sind. Wenngleich diese Argumentation für den Mittelwert der Empfangsleistung sicherlich richtig ist, so soll hier dennoch an der kohärenten Addition für die auf einen Sektor zurückzuführenden Felder festgehalten werden. Gerade die tatsächlich vorhandenen ortsabhängigen Schwankungen der Funkfelddämpfung L_{cov} zwingen moderne interferenzbegrenzte Funkssysteme bei bewegten Teilnehmern zum schnellen und kontinuierlichen Nachregeln der Sendeleistung. Bei einer inkohärenten Addition hingegen kann das real vorhandene, ortsabhängige Interferenzmuster nicht modelliert werden. Tendenzial zieht zwar die hier angewandte kohärente Addition eine etwas höhere Funkfelddämpfung nach sich, statistisch betrachtet wirkt sich die Anwendung der kohärenten Addition bei den hier durchgeführten statistischen Analysen vorrangig in geringfügig höheren Sendeleistungen aus.

B.4 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit werden die von einer Sektorantenne auf verschiedenen Pfaden i zum Betrachtungsort gelangenden Beiträge gemäß

$$\mathbf{E}_s = \sum_i \mathbf{E}_{s,i} \quad (\text{B.9})$$

kohärent addiert. Die Beiträge verschiedener Sektoren s werden hingegen gemäß

$$E = \sqrt{\sum_s E_s^2} \quad (\text{B.10})$$

inkohärent addiert.

C Materialparameter für das strahlenoptische Wellenausbreitungsmodell *ihert3d*

Grundlage einer zuverlässigen Modellierung der Funkwellenausbreitung mit dem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell *ihert3d* ist nicht nur die Kenntnis der Koordinaten vorhandener Objekte sondern auch die Berücksichtigung realitätsnaher Materialparameter. Die der einschlägigen Literatur entnommenen Materialparameter [Did00, DEGD⁺04, UD89] konnten über umfangreiche Messkampagnen für das zugrunde gelegte Teilgebiet der Stadt Karlsruhe verifiziert werden [Fü10]. Tabelle C.1 fasst die hier berücksichtigten Materialparameter zusammen. Materialparameter sind im Allgemeinen von der Frequenz abhängig. Die angegebenen Werte sind für die in dieser Arbeit zugrunde gelegte Frequenz von $f = 2 \text{ GHz}$ gültig.

Die relative Permeabilität aller Materialien beträgt $\mu_r = 1$. Der Boden und die Gebäude bestehen jeweils aus Beton, wobei für den Boden eine geringere Standardabweichung der Höhe σ_h angesetzt wird als für die Gebäude. Die von der Frequenz unabhängige Standardabweichung der Höhe der als rau angenommenen Oberfläche σ_h wird bei der Bestimmung der modifizierten Fresnel-Reflexionsfaktoren einbezogen [GW98]. Eine Streuung wird nur durch Gebäude und Baumkronen betrachtet. Der kohärent gestreute Anteil wird über den Rayleigh-Faktor R beschrieben, der inkohärent gestreute Anteil über die Streumatrix \mathbf{S} , deren Elemente

$$\mathbf{s} = \begin{pmatrix} S_{\theta\theta} & S_{\theta\psi} \\ S_{\psi\theta} & S_{\psi\psi} \end{pmatrix} \quad (\text{C.1})$$

polarisationsabhängig sind.

Objekt	ϵ_r	σ_h in mm	R	$(S_{\theta\theta} = S_{\psi\psi}; S_{\theta\psi} = S_{\psi\theta})$
Boden	$5 - j0,1$	0,4	–	–
Gebäude	$5 - j0,1$	1	0,6	(0,4; 0,2)
Baumkronen	–	–	0	(0,15; 0,075)

Tabelle C.1: Materialparameter der Objekte bei der Umgebungsmodellierung mit dem strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodell *ihert3d*. Frequenz $f = 2$ GHz.

Literaturverzeichnis

- [ABH⁺07] Henrik Asplund, Jan-Erik Berg, Fredrik Harrysson, Jonas Medbo und Mathias Riback. Propagation Characteristics of Polarized Radio Waves in Cellular Communications. In *Proceedings of the Vehicular Technology Conference, 2007. VTC-2007 Fall. 2007 IEEE 66th*, S. 839 – 843, 30. September - 3. Oktober 2007.
- [ARR03] ARRL. *The ARRL Antenna Book*. The ARRL, Inc, Newington, Connecticut, 20. Auflage, 2003.
- [Bal89] Constantine A. Balanis. *Advanced engineering electromagnetics*. Wiley, 1. Auflage, 1989.
- [Bal05] Constantine A. Balanis. *Antenna theory*. John Wiley & Sons, 3. Auflage, 2005.
- [BHW01] Michael A. Baldauf, Alexander Herschlein und Werner Wiesbeck. Schutzabstände in der Mobilkommunikation. *Frequenz*, 55(11-12):310–316, 2001.
- [BKK⁺06] Michael A. Baldauf, Sandra Knörzer, Thorsten Kayser und Werner Wiesbeck. Transmit Power Control in Mobile Communications and its Potential for a Reduction of EMF Exposure. In *Proceedings of the 4th International Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields*, Band 1, S. 231–239, Crete, Greece, Oktober 2006.
- [BKP⁺07] Michael A. Baldauf, Sandra Knörzer, Juan A. Pontes und Werner Wiesbeck. Safety Distances Underneath Vertically Polarized Base Station Antennas. In *Proceedings of the 18th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2007. EMC Zurich 2007*, S. 191 – 194, 24. -28. September 2007.
- [BKS⁺06] Michael A. Baldauf, Christiane Kuhnert, Stephan Schulteis und Werner Wiesbeck. Multiple Antenna Systems in Mobile Phones and their Performance in Terms of EMF Exposure. In *Proceedings of the 4th International Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields*, Band 1, S. 775–783, Crete, Greece, Oktober 2006.
- [BNS02] Christian Bornkessel, Michael Neikes und Annette Schramm. Messverfahren zur Ermittlung der Immissionen durch Mobilfunk Basis-

- stationen. Studie erstellt für das Ministerium für Umwelt und Naturschutz, Landwirtschaft und Verbraucherschutz des Landes Nordrhein-Westfalen, 2002.
- [BPF⁺08] Michael A. Baldauf, Juan A. Pontes, Thomas Fügen und Thomas Zwick. A comparison of several exposure scenarios modeled by ray-tracing. In *Proceedings of the 5th International Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields*, CD-ROM, Palermo, Italy, September 2008.
- [BPT⁺07] Michael A. Baldauf, Juan A. Pontes, Jens Timmermann und Werner Wiesbeck. Mobile MIMO phones and their human exposure to electromagnetic fields. In *Proceedings of the 10th International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2007*, S. 9–12, Torino, Italy, September 2007.
- [BPZ08] Michael A. Baldauf, Juan A. Pontes und Thomas Zwick. Intelligent antenna systems in mobile phones. In *Proceedings of the 5th International Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields*, CD-ROM, Palermo, Italy, September 2008.
- [BS05] Christian Bornkessel und Markus Schubert. Entwicklung von Mess- und Berechnungsverfahren zur Ermittlung der Exposition der Bevölkerung durch elektromagnetische Felder in der Umgebung von Mobilfunk Basisstationen. Bericht für das Bundesamt für Strahlenschutz, 2005.
- [BSW⁺06] Christian Bornkessel, Markus Schubert, Matthias Wuschek und Peter Schmidt. Bestimmung der realen Feldverteilung von hochfrequenten elektromagnetischen Feldern in der Umgebung von UMTS-Sendeanlagen. Bericht für das Bundesamt für Strahlenschutz, 2006.
- [BSW12] Christian Bornkessel, Markus Schubert und Matthias Wuschek. Bestimmung der Exposition der allgemeinen Bevölkerung durch neue Mobilfunktechniken. Zwischenbericht „Aufarbeitung des relevanten Standes der Technik“ erstellt für das Bundesamt für Strahlenschutz, 2012.
- [BSW13] Christian Bornkessel, Markus Schubert und Matthias Wuschek. Bestimmung der Exposition der allgemeinen Bevölkerung durch neue Mobilfunktechniken. Abschlussbericht, erstellt für das Bundesamt für Strahlenschutz, 2013.

- [Bun96] Bundesrepublik Deutschland. Verordnung über elektromagnetische Felder vom 16. Dezember 1996 (BGBl. I S. 1966); Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BImSchV), Dezember 1996.
- [Bun05] Bundesrepublik Deutschland. Verordnung über das Nachweisverfahren zur Begrenzung elektromagnetischer Felder vom 20. August 2002 (BGBl. I S. 3366), geändert durch Artikel 3 Abs. 20 des Gesetzes vom 7. Juli 2005 (BGBl. I S. 1970), 2005.
- [Bun12] Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahn. Jahresbericht 2011, 2012.
- [Bun13a] Bundesrepublik Deutschland. Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln vom 26. Februar 2008 (BGBl. I S. 220), das durch Artikel 4 Absatz 119 des Gesetzes vom 7. August 2013 (BGBl. I S. 3154) geändert worden ist, August 2013.
- [Bun13b] Bundesrepublik Deutschland. Verordnung über das Nachweisverfahren zur Begrenzung elektromagnetischer Felder vom 20. August 2002 (BGBl. I S. 3366), die zuletzt durch Artikel 2 der Verordnung vom 14. August 2013 (BGBl. I S. 3259) geändert worden ist, August 2013.
- [Bun13c] Bundesrepublik Deutschland. Verordnung über elektromagnetische Felder in der Fassung der Bekanntmachung vom 14. August 2013 (BGBl. I S. 3266); Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BImSchV), August 2013.
- [Bun14a] Bundesamt für Strahlenschutz, Salzgitter. Deutsches Mobilfunk Forschungsprogramm (DMF). <http://www.emf-forschungsprogramm.de/>, 2014.
- [Bun14b] Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahn. EMF-Datenbank. <http://emf3.bundesnetzagentur.de/>, 2014.
- [Bun14c] Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahn. Internetauftritt. <http://www.bundesnetzagentur.de/>, 2014.
- [Bun14d] Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahn. Jahresbericht 2013, 2014.

- [BWN⁺05] Christian Bornkessel, Matthias Wuschek, Michael Neikes, Annette Schramm, Markus Schubert und Peter Schmidt. Feldmessungen im Umfeld von UMTS-Mobilfunksendeanlagen. Studie erstellt für das Ministerium für Umwelt und Naturschutz, Landwirtschaft und Verbraucherschutz des Landes Nordrhein-Westfalen, 2005.
- [C9506] IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz, 2006.
- [COS99] COST 231. Digital mobile radio towards future generation systems. European Commission, Directorate General XIII, EUR 18957, 1999.
- [DEGd⁺04] V. Degli-Esposti, D. Guiducci, A. deMarsi, P. Azzi und F. Fuschini. Capability of 3-D Ray Tracing for Defining Parameter Sets for the Specification of Future Mobile Communications Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(7):1717–1728, Juli 2004.
- [DEM⁺01] DeTeMobil Deutsche Telekom Mobilnet GmbH, E-Plus Mobilfunk GmbH & Co. KG, Mannesmann Mobilfunk GmbH, Mobilcom Multimedia GmbH, Quam Group 3G UMTS GmbH und VIAG Intercom GmbH und Co. Maßnahmen zur Verbesserung von Sicherheit und Verbraucher-, Umwelt, und Gesundheitsschutz, Information und vertrauensbildende Maßnahmen beim Ausbau der Mobilfunknetze, 2001.
- [Did00] Dirk Didascalou. *Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels*. Dissertation. Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik; Band 24. Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), 2000.
- [DIM⁺79] Carl H. Durney, Magdy F. Iskander, Habib Massoudi und Curtis C. Johnson. An Empirical Formula for Broad-Band SAR Calculations of Prolate Spheroidal Models of Humans and Animals. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27(8):758–763, August 1979.
- [DMI86] Carl H. Durney, Habib Massoudi und Magdy F. Iskander. *Radiofrequency Radiation Dosimetry Handbook*. USAF School of Aerospace Medicine, Aeorspace Medical Division (AFSC), Brooks Air Force Base, TX78235-5301, 4. Auflage, 1986.

- [Dur80] Carl H. Durney. *Electromagnetic Dosimetry for Models of Humans and Animals: A Review of Theoretical and Numerical Techniques. Proceedings of the IEEE*, 68(1):33–40, Januar 1980.
- [EN507] Grundnorm zum Nachweis der Übereinstimmung von stationären Einrichtungen für Funkübertragungen (110 MHz bis 40 GHz), die zur Verwendung in schnurlosen Telekommunikationsnetzen vorgesehen sind, bei ihrer Inbetriebnahme mit den Basisgrenzwerten oder den Referenzwerten bezüglich der Exposition der Allgemeinbevölkerung gegenüber hochfrequenten elektromagnetischen Feldern; Deutsche Fassung EN 50400:2006; DIN EN 50400; VDE 0848-400:2007-01, 2007.
- [EN509] Grundnorm zu Mess- und Berechnungsverfahren der Exposition von Personen in elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern (0 Hz bis 300 GHz); Deutsche Fassung EN 50413:2008. DIN EN 50413 (VDE 0848-1):2009-08, 2009.
- [EN511a] Grundnorm für die Berechnung und Messung der elektromagnetischen Feldstärke und SAR in Bezug auf die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Telekommunikationsanlagen (110 MHz bis 40 GHz); Deutsche Fassung EN 50383:2002; DIN EN 50383; VDE 0848-383:2011-06, 2011.
- [EN511b] Verfahren zur Beurteilung der Exposition von Arbeitnehmern mit aktiven implantierbaren medizinischen Geräten (AIMD) gegenüber elektromagnetischen Feldern – Teil 1: Allgemeine Festlegungen; Deutsche Fassung EN 50527-1:2010; DIN EN 50527-1; VDE 0848-527-1:2011-01, 2011.
- [EN512] Verfahren zur Beurteilung der Exposition von Arbeitnehmern mit aktiven implantierbaren medizinischen Geräten (AIMD) gegenüber elektromagnetischen Feldern – Teil 2-1: Besondere Beurteilung für Arbeitnehmer mit Herzschrittmachern; Deutsche Fassung EN 50527-2-1:2011; DIN EN 50527-2-1; VDE 0848-527-2-1:2012-05, 2012.
- [EN513] Grundnorm zum Nachweis der Übereinstimmung von stationären Einrichtungen für Funkübertragungen (110 MHz bis 40 GHz), die zur Verwendung in schnurlosen Telekommunikationsnetzen vorgesehen sind, bei ihrer Inbetriebnahme mit den Basisgrenzwerten oder den Referenzwerten bezüglich der Exposition der Allgemeinbevölkerung gegenüber hochfrequenten elektromagnetischen Fel-

- dern; Deutsche Fassung EN 50400:2006 + AC:2011 + A1:2012; DIN EN 50400; VDE 0848-400:2013-08, 2013.
- [EN607a] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-1: Fachgrundnormen – Störfestigkeit für Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe (IEC 61000-6-1:2005); Deutsche Fassung EN 61000-6-1:2007. DIN EN 61000-6-1; VDE 0839-6-1:2007-10, 2007.
- [EN607b] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-2: Fachgrundnormen – Störfestigkeit für Industriebereiche (IEC 61000-6-2:2005); Deutsche Fassung EN 61000-6-2:2005. DIN EN 61000-6-2; VDE 0839-6-1:2006-03, 2007.
- [EN607c] Sicherheit von Personen in hochfrequenten Feldern von handgehaltenen und am Körper getragenen schnurlosen Kommunikationsgeräten - Körpermodelle, Messgeräte und Verfahren - Teil 1: Verfahren zur Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate (SAR) von handgehaltenen Geräten, die in enger Nachbarschaft zum Ohr benutzt werden (Frequenzbereich von 300 MHz bis 3 GHz) (IEC 62209-1:2005); Deutsche Fassung EN 62209-1:2006; DIN EN 62209-1; VDE 0848-209-1:2007-03, 2007.
- [EN611] Sicherheit von Personen in hochfrequenten Feldern von handgehaltenen und am Körper getragenen schnurlosen Kommunikationsgeräten - Körpermodelle, Messgeräte und Verfahren - Teil 2: Verfahren zur Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate (SAR) von schnurlosen Kommunikationsgeräten, die in enger Nachbarschaft zum menschlichen Körper verwendet werden (Frequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz) (IEC 62209-2:2010 + Coe.:2010); Deutsche Fassung EN 62209-2:2010; DIN EN 62209-2; VDE 0848-209-2:2011-03, 2011.
- [ETS12a] ETSI 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception (3GPP TS 45.005 version 10.5.0 Release 10). ETSI TS 145 005 V10.5.0 (2012-07), 2012.
- [ETS12b] ETSI 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.104 version 10.6.0 Release 10). ETSI TS 125 101 V10.6.0 (2012-07), 2012.

- [ETS12c] ETSI 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) radio transmission and reception (TDD) (3GPP TS 25.105 version 10.4.0 Release 10). ETSI TS 125 104 V10.6.0 (2012-07), 2012.
- [ETS12d] ETSI 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.101 version 10.6.0 Release 10). ETSI TS 125 101 V10.6.0 (2012-07), 2012.
- [ETT+08] E-Plus Mobilfunk GmbH & Co. KG, Telefónica O2 Germany GmbH & Co. OHG, T-Mobile Deutschland GmbH und Vodafone D2 GmbH. Fortschreibung der Selbstverpflichtung von 2001, Maßnahmen zur weiteren Verbesserung von Sicherheit und Verbraucher-, Umwelt- und Gesundheitsschutz, Information und vertrauensbildende Maßnahmen beim Mobilfunk, 2008.
- [ETT+12] E-Plus Mobilfunk GmbH & Co. KG, Telefónica O2 Germany GmbH & Co. OHG, T-Mobile Deutschland GmbH und Vodafone D2 GmbH. Maßnahmen im Hinblick auf Forschung mit dem Schwerpunkt „Wissensmanagement und Risikokommunikation“, 2012.
- [Fed14] Federal Communications Commission. Tissue Dielectric Properties. <http://www.fcc.gov/oet/rfsafety/dielectric.html>, 2014.
- [FEK14] FEKO. EM Software & Systems-S.A. (Pty) Ltd., Stellenbosch, Südafrika. Internetauftritt. <http://www.feko.info>, 2014.
- [FMK+06] Thomas Fügen, Jürgen Maurer, Thorsten Kayser und Werner Wiesbeck. Capability of 3-D Ray Tracing for Defining Parameter Sets for the Specification of Future Mobile Communications Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(11):3125–3137, November 2006.
- [Fü10] Thomas Fügen. *Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten*. Dissertation. Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik; Band 56. KIT Scientific Publishing, Karlsruhe, 2010.
- [GW98] Norbert Geng und Werner Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer, 1. Auflage, 1998.

- [Hat80] M. Hata. Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Services. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 29:317–325, 1980.
- [IAR13] IARC Working Group on the Evaluation of Carcinogenic Risks to Humans (2011: Lyon, France), Hrsg. *Non-ionizing radiation, Part II: Radiofrequency electromagnetic fields*, Band 102 of *IARC monographs on the evaluation of carcinogenic risks to humans*. International Agency for Research on Cancer (IARC), 2013.
- [ICN98] ICNIRP. Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz). *Health Physics*, 74(4):494–522, 1998.
- [ICN99] ICNIRP. Richtlinien für die Exposition der Bevölkerung durch zeitlich veränderliche elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder (bis 300 GHz). *Berichte der Strahlenschutzkommission, Heft 23, Schutz der Bevölkerung bei Exposition durch elektromagnetische Felder (bis 300 GHz)*, (23):39–108, 1999. Deutsche Übersetzung der ICNIRP-Guidelines.
- [ICN09a] ICNIRP. *Exposure to high frequency electromagnetic fields, biological effects and health consequences (100 kHz – 300 GHz) – Review of the Scientific Evidence and Health Consequences*. International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, München, 2009.
- [ICN09b] ICNIRP. ICNIRP Statement on the “Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)“. *Health Physics*, 97(3):257–258, 2009.
- [ICN10] ICNIRP. Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz – 100 kHz). *Health Physics*, 99(6):818–836, 2010.
- [ICN14] ICNIRP. The International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP). Internetauftritt. <http://www.icnirp.org>, 2014.
- [IEE69] IEEE standard definitions of terms for antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 17(3):262–269, 1969.
- [IEE03] IEEE Standards Coordinating Committee 34. IEEE Recommended Practice for Determining the Peak Spatial-Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Human Head from Wireless Com-

- munications Devices: Measurement Techniques, IEEE Std 1528-2003, 2003.
- [IEE07] IEEE Standards Activities Department. Draft Recommended Practice for Determining the Peak Spatial-Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Human Body from Wireless Communications Devices, 30 MHz - 6 GHz: General Requirements for using the Finite Difference Time Domain (FDTD) Method for SAR Calculations; P1528.1TM/D1.0; Prepared by the Working Group 2 of the TC34/SC2 Committee, 2007.
- [JDM75] Curtis C. Johnson, Carl H. Durney und Habib Massoudi. Long-Wavelength Electromagnetic Power Absorption in Prolate Spheroidal Models of Man and Animals. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 23(9):739 – 747, September 1975.
- [JG72] Curtis C. Johnson und Arthur W. Guy. Nonionizing electromagnetic wave effects in biological materials and systems. *Proceedings of the IEEE*, 60(6):692–718, Juni 1972.
- [KAT13] KATHREIN-Werke KG. KATHREIN-Mobilfunkantennen. CD-ROM, Januar 2013. Stand: Dezember 2012, Version: 17, Edition 01/13.
- [KAT14] KATHREIN-Werke KG. Internetauftritt. <http://www.kathrein.com/>, 2014.
- [Kit01] Ronald Kitchen. *RF and Microwave Radiation Safety*. Newnes, Oxford, 2. Auflage, 2001.
- [KJC⁺09] Sven Kühn, Wayne Jennings, Andreas Christ und Niels Kuster. Assessment of induced radio-frequency electromagnetic fields in various anatomical human body models. *Physics in Medicine and Biology*, (54):875–890, Januar 2009.
- [KM02] John D. Kraus und Ronald J. Marhefka. *Antennas: For All Applications*. McGraw-Hill, 3. Auflage, 2002.
- [Knö09] Sandra Knörzer. *Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen*. Dissertation. Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik; Band 55. KIT Scientific Publishing, Karlsruhe, 2009.
- [KSL⁺02] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekas, J. Krogerus und P. Vainikainen. Angular power distribution and mean effective gain

- of mobile antenna in different propagation environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 51(5):823–838, September 2002.
- [Lei00] Norbert Leitgeb. *Machen elektromagnetische Felder krank?* Springer, 3. Auflage, 2000.
- [Lüd01] Christian Lüders. *Mobilfunksysteme*. Vogel, 1. Auflage, 2001.
- [LWN06] Juaana Laiho, Achim Wacker und Tomas Novosad, Hrsg. *Radio network planning and optimisation for UMTS*. Wiley, 2. Auflage, 2006.
- [Man04] Dirk Manteuffel. A concept to minimize the user interaction of mobile phones. In *Antenna Measurements and SAR, 2004, AMS 2004, IET Conferences*, S. 1–4, 2004.
- [Mau05] Jürgen Maurer. *Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation*. Dissertation. Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik; Band 43. Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), 2005.
- [MEJ⁺91] P. E. Mogensen, P. Eggers, C. Jensen und J. B. Andersen. Urban area radio propagation measurements at 955 and 1845 MHz for small and micro cells. In *Proceedings of the Global Telecommunications Conference, 1991. GLOBECOM '91. Countdown to the New Millennium. Featuring a Mini-Theme on: Personal Communications Services*, Band 2, S. 1297–1302, 1991.
- [MH07] Heinrich Menges und Matrin Hoffmann. Elektromagnetische Felder und Hörphänomene. <http://www.lubw.de/servlet/is/6515/>, LUBW Landesanstalt für Umwelt, Messungen und Naturschutz Baden-Württemberg, 76231 Karlsruhe, Februar 2007.
- [OOK⁺68] Yoshihisa Okumura, Eiji Ohmori, Tomihiko Kawamo und Kaneharu Fukuda. Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service. *Review of the Electrical Communication Laboratory*, 16:825–873, 1968.
- [Piv05] Florian Pivit. *Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen*. Dissertation. Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik; Band 44. Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH), 2005.

- [Pon10] Juan Pontes. *Analysis and Design of Multiple Element Antennas for Urban Communication*. Dissertation. Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik; Band 59. KIT Scientific Publishing, Karlsruhe, 2010.
- [Rat99] Rat der europäischen Union. Empfehlung des Rates zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz - 300 GHz), 1999. 1999/519/EG.
- [Reg03] Reg TP MV 09/EMF/03e - Messvorschrift für bundesweite EMVU-Messreihen der vorhandenen Umgebungsfeldstärken. Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post, 2003.
- [Rot84] Karl Rothammel. *Antennenbuch*. Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., 8. Auflage, 1984.
- [SAJE⁺92] A. Stettler, G. Amann-Jennson, A. Egloff, U. Feller, F. Gardiol, H. Jossen, E. Joye, Ch. Patry, Y. Rollier, J. Siegenthaler und J. Baumann. *Messung nichtionisierender elektromagnetischer Strahlung; 1. Teil: Frequenzbereich 100 kHz bis 300 GHz*, „Bericht der Arbeitsgruppe Messung nichtionisierender elektromagnetischer Strahlung in der Umwelt“. Schriftenreihe Umwelt Nr. 164 Luft; Bundesamt für Umwelt, Wald und Landschaft (BUWAL), Bern, Mai 1992.
- [Sau13] Martin Sauter. *Grundkurs Mobile Kommunikationssysteme, UMTS, HSDPA und LTE, GSM, GPRS, Wireless LAN und Bluetooth*. Springer, 5. Auflage, 2013.
- [Sch03] Thomas M. Schäfer. *Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken*. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2003.
- [Sch14] Schmid und Partner Engineering AG. DASY-Systeme. Internetauftritt. <http://www.speag.com/products/dasy/dasy-systems/>, 2014.
- [SFG⁺11] Anthony J. Swerdlow, Maria Feychting, Adele C. Green, Lekka Kheifets und David A. Savitz. Mobile Phones, Brain Tumours and the Interphone Study: Where Are We Now? *Environmental Health Perspectives*, 119(11):1534–1538, 2011.
- [SJK⁺03] Tapan K. Sarkar, Zong Ji, Kyungjung Kim, Abdellativ Medouri und Magdalena Salzar-Palma. A Survey of Various Propagation Models for Mobile Communication. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 45(3):51 – 82, Juni 2003.

- [SK11] Adolf J. Schwab und Wolfgang Kürner. *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer, 6. Auflage, 2011.
- [Skl01] Bernard Sklar. *Digital Communications*. Prentice Hall PTR, 2. Auflage, 2001.
- [Sla91] Dan Slater. *Near-Field Antenna Measurements*. Artech House, Inc., 1991.
- [STB11] Stephania Sesia, Issam Toufik und Matthew Baker. *LTE, The UMTS Long Term Evolution*. John Wiley & Sons, 2. Auflage, 2011.
- [Tag90] T. Taga. Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 39:117–131, Mai 1990.
- [TD02] François Trotti und Bertrand Daout. Schutz der Bevölkerung vor nichtionisierender Strahlung. In *TEST KOMPENDIUM 2002*, S. 117–119. publish-industry Verlag GmbH, München, 2002.
- [UD89] F. T. Ulaby und M. C. Dobson. *Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain*. Artech House, Norwood, 1989.
- [Vog06] Sven O. Vogeler. *Verfahren zur Kompensation von Dopplereinflüssen in Mehrträger-Übertragungssystemen*. Dissertation. Forschungsberichte aus dem Arbeitsbereich Nachrichtentechnik der Universität Bremen; Band 14. Shaker Verlag, Bremen, Juli 2006.
- [Wer09] Phillipp Wertz. *Planung von Mobilfunknetzen unter Berücksichtigung der Bevölkerungsexposition und Versorgungsgüte*. Dissertation. Verlag Dr. Hut, München, Universität Stuttgart, 2009.
- [Wie03] Werner Wiesbeck. *Alternative Funkssysteme mit minimaler Strahlungsleistungsdichte im digitalen Rundfunk, Mobilfunk, drahtlosen LANs: BMBF Vorhaben; miniWatt; Abschlussbericht*. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), 2003.
- [Wie08] Werner Wiesbeck. *Minimierung der Immission künftiger Funkdienste: BMBF Vorhaben; miniWatt II; Abschlussbericht*. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), 2008.
- [Wus02] Matthias Wusheck. Feldstärkemessungen in der Umgebung von GSM-Mobilfunkbasisstationen. In *EMV 2002, 10. Internationale*

-
- Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, S. 683–692, 2002.
- [Wus12a] Matthias Wuschek. Elektromagnetische Immissionen durch Mobilfunksendeanlagen. Bericht über durchgeführte Feldmessungen, Projektnummer: 12/013, August 2012.
- [Wus12b] Matthias Wuschek. Messungen in der Umgebung von orstfesten Funksendeanlagen. Application Note. Narda Safety Test Solutions GmbH, 2012.
- [Zwi13] Thomas Zwick. *Antennen und Antennensysteme*. Skriptum zur Vorlesung, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), Karlsruher Institut für Technologie, 2013.



Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die enorme Attraktivität der Mobilfunktechnik führt durch den kontinuierlich wachsenden Bedarf an dem zu übertragenden Datenvolumen zu einer Zunahme der Exposition. In der vorliegenden Arbeit wird der Einfluss der Zellgröße beim Mobilfunk auf die Exposition gegenüber elektromagnetischen Feldern untersucht. Die Ermittlung statistisch relevanter Kenngrößen der Exposition erfolgt im Rahmen einer Funknetzplanung. Hierzu wird in einem neuartigen Ansatz die Funkfelddämpfung für die Versorgung von der Funkfelddämpfung für die Exposition unterschieden. Das dabei entwickelte Modell wird auf diverse Zellstrukturen angewandt und die Ergebnisse verglichen. Darüber hinaus werden verschiedene Möglichkeiten der Zuordnung aktiver Nutzer zu den Basisstationen im Hinblick auf die Exposition analysiert.

Michael A. Baldauf studierte bis zum Jahr 2000 Physik an der Universität Karlsruhe (TH). Nach einer Tätigkeit in einem Labor für EMV- und Umweltprüfungen wechselte er im Jahr 2001 als wissenschaftlicher Mitarbeiter an das Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik. Die Schwerpunkte seiner Forschungsarbeiten lagen in den Bereichen elektromagnetische Umweltverträglichkeit und Funkwellenausbreitung. Seit 2009 arbeitet er als Entwickler in der Qualitätssicherung für eine Anwendersoftware für Infrarot-Spektrometer.

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-0308-8

