







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

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

Christian Waldschmidt

**Systemtheoretische und  
experimentelle Charakterisierung  
integrierbarer Antennenarrays**

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

alle Rechte vorbehalten

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

ISSN: 0942-2935

## **Vorwort des Herausgebers**

Die Kommunikation hat sich in den vergangenen 15 Jahren zu einer Perfektion entwickelt, wie man sie in den 80-iger Jahren kaum ahnen konnte. Aber ist sie wirklich perfekt? Ingenieure tendieren dazu, eher die verbesserungswürdigen Zustände zu sehen, als die Perfektion. Eines der großen Probleme der Kommunikation ist nach wie vor das Fading. Damit wird das orts- und zeitabhängige starke Schwanken des Empfangssignals beschrieben. Es resultiert aus der Überlagerung zweier oder mehr Wellen, welche am Empfänger eintreffen. Das Schwinden des Signals bedingt, um eine gute Kommunikation aufrecht zu erhalten, erheblich höhere Sendeleistungen als es im Mittel erforderlich wäre. Diesem abzuhelpfen, sind mehrere Maßnahmen bekannt. So kann z.B. durch Verteilen des Signals auf große Bandbreiten, das üblicherweise schmale Fading problemlos toleriert werden. Eine andere, noch effizientere Maßnahme ist die Nutzung aller ankommenden Wellen. Sie beinhalten alle Energie und sind nur örtlich und zeitlich gegeneinander versetzt. Diese Technik wird mit zusätzlichen Erweiterungen als MIMO, Multiple Input Multiple Output, bezeichnet. Dahinter verbergen sich Mehrantennensysteme zur Nutzung aller möglichen Wellen für Senden und Empfangen zur Eliminierung des Fadings.

Die vorliegende Arbeit von Dr. Christian Waldschmidt beschäftigt sich insbesondere mit der Realisierbarkeit derartiger Systeme durch eine detaillierte theoretische und experimentelle Darstellung der Abhängigkeiten und Zusammenhänge. Die erzielbaren Verbesserungen sind signifikant. Deshalb steht zu erwarten, dass der Arbeit von Dr. Waldschmidt mittelfristig neben dem wissenschaftlichen Erfolg auch ein wirtschaftlicher Erfolg in Zusammenarbeit mit den Kollegen und der Industrie folgen wird.

Ich wünsche der Arbeit eine gute Aufnahme in den Fachkreisen und Herrn Dr. Waldschmidt weiter viel Erfolg im Beruf.

Prof. Dr.-Ing. W. Wiesbeck

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

---

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

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

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

---

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

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

---

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



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

---

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



# Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTOR-INGENIEURS**

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

genehmigte

**DISSERTATION**

von

**Dipl.-Ing. Christian Waldschmidt**  
aus Basel

Tag der mündlichen Prüfung:

3. Mai 2004

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

Korreferenten:

Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral

Prof. Dr.-Ing. Michael A. Jensen



# Vorwort

Die Arbeit *Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays* entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH).

Für die Unterstützung bei den Forschungsarbeiten, die vielen wertvollen Ideen und die Übernahme des Hauptreferats gilt mein besonderer Dank Herrn Prof. Dr. Werner Wiesbeck, dem Leiter des Instituts. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr. Michael Jensen für die vielen fruchtbaren Diskussionen auf Konferenzen während meiner Forschungstätigkeit und die Übernahme des Korreferats sowie Herrn Prof. Dr. Friedrich Jondral ebenfalls für die Übernahme des Korreferats.

Das sehr angenehme Arbeitsklima am Institut sowie die Unterstützung aller Mitarbeiter haben entscheidend zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Besonders bedanken möchte ich mich bei meinen Kollegen Stephan Schulteis, Christiane Kuhnert, Werner Sörgel, Thomas Fügen und Jürgen Maurer für die hervorragende Zusammenarbeit und Hilfe bei allen möglichen Fragen und Problemen. Des Weiteren gilt mein Dank den vielen Diplomanden, Studenten und Hiwis, die Wesentliches zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Bedanken möchte ich mich auch bei Herrn Priv.-Doz. Dr. Geng und Priv.-Doz. Dr. J. v. Hagen für die Unterstützung bei der Einarbeitung in die Themen Mehrantennensysteme und MIMO, für das Korrekturlesen der Dissertation und die vielen wertvollen Diskussionen.

Schließlich gilt mein herzlicher Dank meiner Freundin Betty und meinen Eltern für die Unterstützung und den nötigen Rückhalt in den letzten Jahren.

Karlsruhe, Mai 2004

Christian Waldschmidt



# Inhaltsverzeichnis

<b>Inhaltsverzeichnis</b>	<b>i</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>v</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Mehrantennensysteme in der Kommunikation . . . . .	2
1.2 Aufgabenstellung . . . . .	5
1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit . . . . .	7
<b>2 MIMO, Antennen und Kanäle</b>	<b>11</b>
2.1 MIMO-Systeme . . . . .	11
2.1.1 Kanalmatrix . . . . .	12
2.1.2 Kapazität mit und ohne Kanalkennntnis am Sender . .	13
2.1.3 Korrelation und Struktur der Kanalmatrix . . . . .	18
2.1.4 Zusammenhang zwischen MIMO und Diversität . . . .	20
2.2 Antennenarrays . . . . .	20
2.2.1 Klassische Beschreibung der Antennen . . . . .	21
2.2.2 Kopplungseffekte . . . . .	22
2.2.3 Antennentypen . . . . .	24
2.3 Kanalmodelle und Messungen . . . . .	24
2.3.1 Pfadbasierte und richtungsauflösende Kanalmodelle .	25
2.3.2 Extrapolation von SISO auf MIMO . . . . .	27
2.3.3 Indoor-Kanalmodell . . . . .	29
2.3.4 Outdoor-Kanalmodell . . . . .	29
2.3.5 Normierung . . . . .	30
2.3.6 Messungen der MIMO-Übertragungskanäle . . . . .	32

<b>3</b>	<b>Das Netzwerkmodell zur Systembeschreibung</b>	<b>35</b>
3.1	Komponenten des Netzwerkmodells . . . . .	36
3.1.1	Sendeeinheit . . . . .	37
3.1.2	Sendenantennen . . . . .	38
3.1.3	Kanal . . . . .	40
3.1.4	Empfangsantennen . . . . .	41
3.1.5	Empfangseinheit . . . . .	41
3.2	Zusammenfassung der Komponenten . . . . .	41
3.2.1	Kettenschaltung der inneren Komponenten . . . . .	41
3.2.2	Abschluss der inneren Schaltung . . . . .	44
3.3	Erweiterte Kanalmatrix . . . . .	45
3.4	Leistungsbetrachtungen . . . . .	48
3.4.1	Übertragungsgewinn für MIMO-Systeme . . . . .	48
3.4.2	Mittlerer effektiver Array Gewinn . . . . .	50
3.5	Anbindung an pfadbasierte Kanalmodelle . . . . .	51
3.6	Rauschen und Interferenz im Netzwerkmodell . . . . .	52
<b>4</b>	<b>Analyse gekoppelter Dipole für Raumdiversität</b>	<b>55</b>
4.1	Vergleichbarkeit der Ergebnisse . . . . .	55
4.2	Zwei parallele Dipole . . . . .	56
4.2.1	Richtcharakteristik, Antennengewinn und Kopplungs- impedanzen . . . . .	57
4.2.2	Korrelation . . . . .	60
4.2.3	Leistungsmerkmale . . . . .	63
4.2.4	Kapazität . . . . .	64
4.3	Mehrere parallele Dipole . . . . .	66
4.3.1	Leistungsmerkmale . . . . .	67
4.3.2	Kapazität . . . . .	67
4.4	Messungen mit parallelen Dipolen . . . . .	69
4.4.1	Leistungsmerkmale . . . . .	70
4.4.2	Kapazität . . . . .	70
4.5	Schlussfolgerung . . . . .	70
<b>5</b>	<b>Polarisations- und Patterndiversität in MIMO-Systemen</b>	<b>73</b>
5.1	Polarisationsdiversität . . . . .	73
5.1.1	Einfluss der Kanalparameter . . . . .	75
5.1.2	Vergleich der Kapazität und des Übertragungsgewinns mit MIMO-Systemen für räumliche Diversität . . . . .	77



5.2	Patterndiversität . . . . .	79
5.3	Kombination verschiedener Diversitäten . . . . .	82
5.3.1	Kapazität . . . . .	82
5.3.2	Leistungsmerkmale . . . . .	85
5.4	Messungen mit verschiedenen Dipolanordnungen . . . . .	86
5.5	Schlussfolgerung . . . . .	87
<b>6</b>	<b>Das Antennenkonzept Multimodediversität</b>	<b>89</b>
6.1	Antennen für Multimodediversität . . . . .	90
6.1.1	Spiralantennen . . . . .	91
6.1.2	Sinusantennen . . . . .	94
6.2	Korrelation zwischen den Moden . . . . .	96
6.2.1	Korrelation der Moden der Spiralantenne . . . . .	98
6.2.2	Korrelation der Moden der Sinusantenne . . . . .	101
6.3	Mittlerer effektiver Gewinn der Moden . . . . .	102
6.4	MIMO-Systeme mit Multimodediversität . . . . .	103
6.4.1	Simulationen der Kapazität und des Übertragungsgewinns . . . . .	103
6.4.2	Messungen mit der Spiralantenne . . . . .	104
<b>7</b>	<b>Systemstudien mit integrierten Antennen</b>	<b>109</b>
7.1	Strategie für die Entwicklung leistungsfähiger Antennenarrays	109
7.2	Mobiles Gerät und Antennenarrays für die Systemstudien . .	110
7.2.1	Modell des mobilen Geräts . . . . .	111
7.2.2	Modell mit drei Inverted-F Antennen . . . . .	112
7.2.3	Modell mit vier Inverted-F Antennen . . . . .	113
7.3	Elektromagnetische Charakterisierung . . . . .	115
7.3.1	Anpassung und Kopplung . . . . .	115
7.3.2	Richtcharakteristik und aktiver Gewinn . . . . .	116
7.4	Einsatz in MIMO-Systemen . . . . .	116
7.4.1	Szenarien . . . . .	116
7.4.2	Simulationsergebnisse . . . . .	118
7.4.3	Vergleich mit Messungen . . . . .	121
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>125</b>

<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>129</b>
A.1	Simulationsparameter für das Indoor-Kanalmodell . . . . .	129
A.2	Messsystem und Messszenarien . . . . .	129
A.2.1	Aufbau des Messsystems . . . . .	129
A.2.2	Szenarien für die Messungen . . . . .	131
A.3	Berechnungen für das Netzwerkmodell . . . . .	132
A.3.1	Kettenschaltung von Matrizen mit ungleich großen Torgruppen . . . . .	132
A.3.2	Abschluss der inneren Schaltung . . . . .	134
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>137</b>

# Verzeichnis der wichtigsten Abkürzungen und Symbole

In dieser Arbeit werden für reelle und komplexe Größen dieselbe Schreibweise verwendet.

## Abkürzungen

DOA	Empfangsrichtung eines Pfades (engl. <i>direction of arrival</i> )
DOD	Senderichtung eines Pfades (engl. <i>direction of departure</i> )
DUT	betrachtetes Objekt (engl. <i>device under test</i> )
FDD	Frequenzduplex (engl. <i>frequency division duplex</i> )
HWB	Halbwertsbreite
IEE	The Institution of Electrical Engineers
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LOS	Sichtverbindung (engl. <i>line of sight</i> )
MEAG	mittlerer effektiver Array Gewinn
MEG	mittlerer effektiver Gewinn (engl. <i>mean effective gain</i> )
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NLOS	keine Sichtverbindung (engl. <i>no line of sight</i> )
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis (eng. <i>signal to noise ratio</i> )
SVD	Singulärwertzerlegung (engl. <i>singular value decomposition</i> )
TDD	Zeitduplex (engl. <i>time division duplex</i> )
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
XPR	Kreuzpolarisationsverhältnis (engl. <i>cross-polarization ratio</i> )
akt	aktiv für aktiver Gewinn
lhc	links zirkular (engl. <i>left hand circular</i> )
norm	normiert
rhc	rechts zirkular (engl. <i>right hand circular</i> )

## Lateinische Symbole

$C$	Kapazität
$C$	Richtcharakteristik
$D$	Abstand der äußeren Antennen in einem Array
$\mathbf{E}$	Einheitsmatrix
$E$	elektrisches Feld
$G$	Gewinn (durch Index genauer spezifiziert)
$\mathbf{H}$	komplexe Kanalmatrix
$M$	Anzahl der Sendeantennen
$N$	Anzahl der Empfangsantennen
$P_T$	gesamte Sendeleistung (engl: <i>total transmit power</i> )
$R$	Radius der Antennen
$\mathbf{R}_x$	Kovarianzmatrix von $\vec{x}$
$\mathbf{S}$	Streumatrix
$\mathbf{S}$	Diagonalmatrix der SVD
$U$	Spannung
$\mathbf{U}$	Beamformingmatrix am Empfänger
$\mathbf{V}$	Beamformingmatrix am Sender
$Z_{F0}$	Freiraumwellenwiderstand
$Z$	Impedanz
$a$	einlaufende Welle
$b$	auslaufende Welle
$d$	Antennenabstand
$f$	Frequenz
$h$	Element einer Kanalmatrix, Übertragungskoeffizient
$i$	Strom
$k$	Wellenzahl
$\vec{n}$	Vektor mit Rauschsignalen und Interferenz
$p$	Sendeleistung für einen Subkanal
$p$	Leistungs-Winkel-Spektrum
$r$	Radius, Abstand zu einer Antenne
$r$	Reflexionsfaktor
$s$	Sendesignal
$t$	Zeit
$\vec{x}$	Ortsvektor in kartesischen Koordinaten
$x$	x-Komponente des Ortsvektors $\vec{x}$
$y$	y-Komponente des Ortsvektors $\vec{x}$

$y$	Empfangssignal
$z$	z-Komponente des Ortsvektors $\vec{x}$

## Griechische Symbole

$\Gamma$	Pfadübertragungsfaktor
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz
$\Upsilon$	Anzahl der Pfade
$\Omega$	Raumwinkel
$\alpha$	geometrische Größe der Sinusantenne
$\vartheta$	Elevationswinkel in Kugelkoordinaten
$\lambda$	Wellenlänge
$\mu$	Mittelwert
$\rho$	Korrelationskoeffizient
$\sigma^2$	Rauschleistung
$\sigma$	Standardabweichung
$\tau$	Laufzeit
$\psi$	Azimutwinkel in Kugelkoordinaten

## Operatoren und mathematische Symbole

$a$	skalare Größe
$\vec{a}$	Vektor
$\mathbf{A}, \mathbf{a}$	Matrix
$(\cdot)^\dagger$	konjugiert komplex transponiert
$(\cdot)^*$	konjugiert komplex
$(\cdot)^T$	transponiert
$\operatorname{Re}\{..\}$	Realteil
$E\{..\}$	Erwartungswert
$\operatorname{Tr}$	Spur einer Matrix (engl. <i>trace</i> )
$\log_2$	Logarithmus Dualis
$\det$	Determinante
$\max$	Maximum
$\min$	Minimum
$\operatorname{prob}$	Wahrscheinlichkeit
$(x)^+$	$\max(0, x)$

$\ \cdot\ _F$	Frobenius-Norm
$\text{si}(x)$	$\sin(x)/x$

## Allgemeine Indizes

0	Freiraum (Wellenzahl oder Impedanz)
A	Antennen
E	Empfänger
P	Leistung
S	Sender
U	Übertragung
com	komplex
h	horizontale Polarisation
i	Zählindex
j	Zählindex
k	Zählindex
l	Zählindex
m	Zählindex für die Sendeantennen
n	Zählindex für die Empfangsantennen
v	vertikale Polarisation
$\nu$	Zählindex für die Pfade

## Indizes des Netzwerkmodells

AE	Empfangsantennen
AS	Sendeantennen
E	Empfangseinheit
FE	Fernfeldtore Empfangsantennen
FS	Fernfeldtore Sendantennen
H	Zusammenschaltung der inneren drei Komponenten
K	Kanal
S	Sendeeinheit

**Konstanten und Naturkonstanten**

$Z_{F0}$	Wellenwiderstand im Vakuum $Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 377\Omega$
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum: $2,997925 \cdot 10^8$ m/s
$e$	Eulersche Zahl 2,718...
$\varepsilon_0$	Permittivität des Vakuums: $8,854 \cdot 10^{-12}$ As/(Vm)
$\mu_0$	Permeabilitätskonstante des Vakuums: $4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am)
$\pi$	Pi 3,1415...





# 1 Einleitung

„*It is dangerous to put limits on wireless*“<sup>1</sup>, Guglielmo Marconi, 1932. Rund 90 Jahre nach den ersten Experimenten Marconis zur drahtlosen elektronischen Kommunikation bekommt diese Aussage neue Aktualität. 1995 zeigte Teletar [Tel95, Fos96], dass mit Kommunikationssystemen, die sowohl mehrere Senders als auch mehrere Empfangsantennen haben, wesentlich höhere Kapazitäten im Sinne einer Datenrate als mit konventionellen Systemen mit je einer Antenne erreicht werden können. Dies bietet die Möglichkeit, die Nachfrage im heutigen Informationszeitalter nach immer höheren Datenraten und einer höheren spektralen Effizienz zu befriedigen.

Bei Mehrantennensystemen werden die räumlichen Eigenschaften eines Übertragungskanal ausgenutzt. Hierdurch wird für eine Steigerung der Datenraten nicht wie bisher eine größere Frequenzbandbreite oder mehr Sendeleistung für ein größeres Signal-zu-Rauschverhältnis benötigt. Die Versteigerung der UMTS-Lizenzen im Jahr 2000 hat den Wert und die Begrenztheit der Ressource Frequenzspektrum deutlich gemacht. Für die Befriedigung der immer weiter steigenden Nachfrage nach höheren Datenraten kommen aus diesem Grund keine größeren Bandbreiten der Kommunikationssysteme in Frage. Eine Erhöhung der Sendeleistung für eine Verbesserung des Signal-zu-Rauschverhältnis ist gesellschaftlich nicht gewollt und ohnehin nur bei nicht-interferenzbegrenzten Systemen sinnvoll. Die Ressource Raum dagegen ist bisher weitestgehend ungenutzt, birgt aber ein großes Potenzial. In der zweiten und dritten Generation des Mobilfunks spielen Mehrantennensysteme zur Ausnutzung der Ressource Raum noch eine untergeordnete Rolle. Falls Mehrantennensysteme zum Einsatz kommen, dann nur Diversität im klassischen Sinne, das heißt es werden Signale von verschiedenen Antennen für eine direkte Verbesserung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (SNR) kombiniert. In Weiterentwicklungen der dritten Generation und in der vierten Generation

---

<sup>1</sup>Frei übersetzt: „Die Möglichkeiten für die drahtlose Kommunikation sind nicht abschätzbar.“

jedoch werden Mehrantennensysteme einen entscheidenden Beitrag zur technischen Innovation leisten.

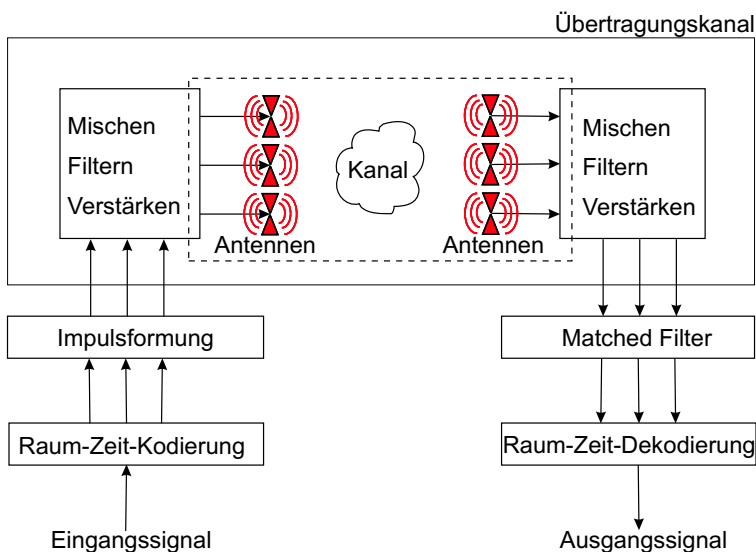
Es ist seit langem bekannt, wie Diversität als eine einfache Form eines Mehrantennensystems für die Verbesserung der Qualität, d.h. des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses einer Übertragungsstrecke, eingesetzt werden kann. Die entscheidende neue Komponente für MIMO-Systeme (Multiple Input Multiple Output) ist aber der Einsatz mehrerer Antennen sowohl am Sender als auch am Empfänger und der Einsatz relativ aufwändiger Signalverarbeitung für die optimale Kombination der Signale der einzelnen Antennen. Letzteres ist nur durch die immer schneller und leistungsfähiger werdende digitale Signalverarbeitung möglich.

Die Untersuchung von MIMO-Systemen ist ein interdisziplinäres Thema. Signalverarbeitung, Informationstheorie und verschiedene Aspekte der Hochfrequenztechnik wie Wellenausbreitung, Antennen und Schaltungstechnik finden hier zusammen. Es ist nicht möglich, die einzelnen Aspekte losgelöst voneinander zu betrachten. Es stellt sich die Herausforderung, das Zusammenspiel der einzelnen Fachrichtungen, die sich mit MIMO auseinandersetzen, zu verstehen. Für die Untersuchung der kompakten Antennenarrays in dieser Arbeit wurden dazu nicht nur Antennenkenntnisse eingesetzt, sondern auch das Thema im Gesamtzusammenhang betrachtet. Dazu werden hier insbesondere Kenntnisse der Wellenausbreitung und informationstheoretische Grundlagen benötigt.

Die Betrachtung von Mehrantennensystemen beschränkt sich in der derzeitigen wissenschaftlichen Diskussion nicht nur auf die Kommunikation, sondern umfasst auch die Radartechnik mit militärischen Anwendungen [IT02, Fis03] und mit Anwendungen aus dem Kraftfahrzeugbereich [RHLS02].

### 1.1 Mehrantennensysteme in der Kommunikation

Bereits 1987 zeigte Winters [Win87] in einer damals wenig beachteten Veröffentlichung, dass mit Antennenarrays auf beiden Seiten einer Übertragungsstrecke höhere Kapazitäten im Vergleich zu konventionellen Systemen mit

Bild 1.1: Schema eines  $3 \times 3$  MIMO-Übertragungssystems

je einer Antenne erreicht werden können. In dieser Arbeit wurde die Möglichkeit erörtert, mit mehreren Sende- und Empfangsantennen parallel Übertragungskanäle bei der gleichen Frequenz aufzubauen. Telatar und Foschini [Fos96, FG98] erregten mit ihren Arbeiten 1996 wesentlich mehr Aufsehen. Sie konnten zeigen, dass die Kapazität eines Übertragungssystems mit mehreren Antennen auf beiden Seiten der Übertragungsstrecke, d.h. eines MIMO-Systems, für eine große Anzahl von Antennen linear mit der Anzahl der Antennen steigt<sup>2</sup>.

Bild 1.1 zeigt das Schema eines MIMO-Kommunikationssystems. Charakteristisch sind die  $M$  Sendeantennen und die  $N$  Empfangsantennen. Solch ein System wird als  $M \times N$  MIMO-System bezeichnet. Zunächst soll der Übertragungskanal als Black Box angesehen werden. Auf der Sendeseite werden das Eingangssignal bzw. die Sendesymbole im Raum-Zeit-Kodierer auf meh-

<sup>2</sup>Zum Vergleich: Bei konventionellen Systemen steigt die Kapazität bei ausreichend großem SNR um etwa ein Bit pro Sekunde und Hertz bei einer Erhöhung des SNR um 3 dB.

rere parallele Datenströme aufgeteilt und kodiert, wobei die Anzahl der Datenströme sinnvollerweise kleiner oder gleich dem Minimum aus Sende- und Empfangsantennenanzahl gewählt wird. In der Impulsformungsstufe werden diese parallelen, zeitlich diskreten Datenströme moduliert. Nach der Übertragung werden die Empfangssignale dem Matched Filter zugeführt, um die Impulsformung rückgängig zu machen, und schließlich im Raum-Zeit-Dekodierer wieder zu einem Datenstrom zusammengesetzt.

Der Übertragungskanal besteht aus der analogen Hochfrequenzschaltung des Senders, dem Sendeantennenarray, dem Kanal, dem Empfangsarray und der Hochfrequenzschaltung des Empfängers. In den Schaltungen werden die Signale verstärkt, vom Basisband in das Übertragungsfrequenzband oder umgekehrt gemischt und gefiltert.

Ein Maß für die Leistungsfähigkeit eines MIMO-Systems ist die Kapazität, siehe Kapitel 2.1.2. Die Kapazität, wie sie in dieser Arbeit verwendet wird, ist eine theoretische Grenze im Sinne einer Kapazität nach Shannon, [Sha49] und [Jon01]. Reale Übertragungssysteme erreichen diese Kapazitäten nicht, da ideale Empfänger vorausgesetzt werden. In der aktuellen wissenschaftlichen Diskussion werden viele verschiedene Konzepte für konkrete Übertragungssysteme und Empfänger diskutiert, z.B. BLAST<sup>3</sup> [WFGV98] und Space Time Codes [Ala98, TJC99], die sich stark unterscheiden und verschiedene Vor- und Nachteile haben. Aus diesem Grund ist es nicht sinnvoll, die Untersuchung der Antennen und Kanäle an ein konkretes System zu binden, sondern das allgemeingültige Maß Kapazität sollte als Bewertungsgrundlage dienen. Die Methoden, die in dieser Arbeit für die Untersuchung und Bewertung der Antennen und Kanäle entwickelt werden, können später auch auf konkrete Übertragungssysteme angewendet werden.

Da in der einschlägigen Literatur die Begriffe Übertragungskanal und Kanal unterschiedlich verwendet werden, sollen sie hier festgelegt werden. In dieser Arbeit beinhaltet der Begriff *Übertragungskanal*, wie in Bild 1.1 gezeigt, den Kanal, die Antennenarrays und die analogen Schaltungen des Senders und Empfängers. Der Begriff *Kanal* wird für den Übertragungsweg zwischen den Sendeantennen und den Empfangsantennen verwendet. Diese Festlegung ist willkürlich, aber eindeutig.

---

<sup>3</sup>Bell Labs Layered Space Time

In den letzten Jahren ist eine unüberschaubare Anzahl an wissenschaftlichen Veröffentlichungen zu MIMO-Kommunikationssystemen entstanden. Die meisten Arbeiten beschäftigen sich dabei mit den informationstheoretischen Grundlagen, wie etwa [Tel95], [FG98] und [ZT03], siehe Kapitel 2.1.2 und Empfänger- bzw. Senderkonzepten, siehe z.B. [WFGV98] und [Ala98]. Ein weiteres wichtiges Forschungsgebiet sind die Arbeiten über Kanäle und Kanalmodelle, z.B. in [HLS<sup>+</sup>02], [WJ02a] und [FWW03], die in Kapitel 2.3 erläutert werden. Antennen wurden in den bisherigen Arbeiten zu MIMO-Systemen weitestgehend vernachlässigt bzw. als isotrope Kugelstrahler angenommen. Allerdings nannte Foschini bereits in seiner ersten Veröffentlichung zu MIMO den Einfluss der Antennen als eine der offenen Fragen. In [WW02] und [PJHvH02] wird auf den Einfluss der Antennen auf den Übertragungskanal und damit wiederum auf die Kapazität eines MIMO-Systems hingewiesen. In [SR01] und [Lei02] wurden erste Teilaspekte des Einflusses der Verkopplung zwischen den Antennen in einem Array auf den Signalfuss in MIMO-Systemen untersucht. Die Verwendung verschiedener Polarisationen in einem MIMO-System wurde in [Sva02a] und [WSW02] vorgeschlagen. Allerdings wurden diese Untersuchungen ohne Berücksichtigung realer Antennen durchgeführt. Die Antennenarrays ermöglichen eine mehr oder weniger gute Ausnutzung der räumlichen Eigenschaften des Kanals, je nach Antennenanordnung, Richtcharakteristik, Kopplungseffekten und Antennenanzahl. Je größer die Abstände der Antennen in einem Antennenarray sind, desto besser lassen sich die räumlichen Eigenschaften eines Kanals ausnutzen, siehe [PJHvH02]. Allerdings sind große Antennenabstände für nahezu alle Anwendungen, bei denen mobile bzw. tragbare Sender oder Empfänger eingesetzt werden, nicht realisierbar. Daraus ergibt sich die Herausforderung, kleine Antennenarrays zu entwickeln, die zu leistungsfähigen MIMO-Systemen führen.

## 1.2 Aufgabenstellung

Ziel dieser Arbeit ist es, Methoden, Entwurfsstrategien und Bewertungsmaßstäbe für die Entwicklung kleiner, kompakter Antennenarrays für MIMO-Systeme in mobilen Endgeräten zu zeigen. Nur wenn mehrere Antennen in kleine Endgeräte integriert werden können, können die Vorteile von MIMO gegenüber konventionellen mobilen Kommunikationssystemen genutzt werden.

In dieser Arbeit wird primär von einem Indoor- und einem Outdoor- (Microcell) Szenario ausgegangen. In einem Indoor-Szenario kommen z.B. schnurlose Telefone und Datenverbindungen zwischen elektronischen Geräten zum Einsatz. In einem Outdoor-Szenario wird der Mobilfunk als Anwendungsbeispiel herangezogen.

Die ersten Mehrantennensysteme in tragbaren Kleingeräten werden zunächst nur eine geringe Anzahl von Antennen haben, da der Aufwand an Hardware und digitaler Signalverarbeitung und der Platzbedarf stark mit Anzahl der Antennen steigt. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit primär Arrays mit weniger als fünf Antennen untersucht.

Antennen, wie sie heute in tragbaren Kleingeräten eingesetzt werden, müssen folgende Anforderungen erfüllen:

- eine hohe Effizienz, um letztlich eine lange Energieversorgung der Kleingeräte mittels Akku zu ermöglichen,
- eine omnidirektionale und polarisationsunabhängige Abstrahlung, eventuell mit einer Aussparung in Richtung des Nutzers des Gerätes und
- ein geringes Gewicht sowie kleine Abmessungen.

Einige dieser Anforderungen sind widersprüchlich. So lässt sich eine hohe Effizienz über eine gewisse Bandbreite einer Antenne nur erreichen, wenn die Antenne eine bestimmte Mindestgröße hat, siehe [Har60]. Diese Mindestgröße ist in der Regel größer als der in tragbaren Kleingeräten zur Verfügung stehende Platz.

Alle Anforderungen an die Antennen lassen sich auf Antennenarrays für MIMO-Systeme übertragen. Allerdings muss bei Antennenarrays das Zusammenwirken der Antennen berücksichtigt werden. Insbesondere bei kleinen Arrays führen Kopplungseffekte zwischen den Antennen dazu, dass die Antennen nicht als unabhängige Elemente betrachtet werden können, siehe [Bal82] und [Kra88]. Folgende Anforderungen an ein Antennenarray ergeben sich für den Einsatz in MIMO-Systemen:

- Sowohl die einzelnen Antennen als auch das ganze Array müssen eine hohe Effizienz haben.

- Das Array sollte eine omnidirektionale Richtwirkung haben. Dies bedeutet erstens, das Array sollte in keine Richtung einen besonders niederen Gewinn aufweisen. Zweitens sollte es keine Richtung geben, in die eine besonders geringe Anzahl von Antennen strahlt.
- Die Arrays müssen klein und leicht sein.
- Die Kopplungseffekte zwischen den Antennen müssen gering sein, so dass verschiedene Signale empfangen werden können.
- Das Verhalten eines MIMO-Systems sollte durch ein geeignetes Antennenarray möglichst robust gegen Änderungen der Kanaleigenschaften sein.

Diese Anforderungen sind hier sehr allgemein formuliert, werden aber im Laufe der Arbeit konkretisiert und an Beispielen erläutert. Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Antennenarrays ist ein Vergleich verschiedener Arrays unumgänglich. Letztlich kann als Zielvorgabe für solch einen Vergleich folgende Frage formuliert werden: „Welche Kapazität ist mit einem Array, bei fest vorgegebenem Kanal und fest vorgegebener Sendeleistung erreichbar?“. Die vorgegebene Sendeleistung ist ein entscheidender Punkt. Bei der Entwicklung eines kompakten Antennenarrays ist es nicht ausreichend, alleine die räumlichen Eigenschaften zu betrachten, sondern die Leistungsbilanz der Übertragungsstrecke und damit die Effizienz der Antennenarrays muss mit einfließen. Wird der Abstand zwischen zwei Antennen eines Arrays immer weiter verkleinert, so bricht die Empfangsleistung (bzw. reziprok die Sendeleistung) bei kleinen Antennenabständen stark ein, weil anschaulich die gleiche Empfangsleistung auf zwei Antennen aufgeteilt wird. Dieser Effekt gehört zu den verschiedenen Kopplungseffekten zwischen den Antennen. Dies zeigt, dass es elementar wichtig ist, die Kopplung bei der Entwicklung kleiner Antennenarrays zu berücksichtigen.

## 1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

Um die Kopplung bei der Entwicklung kleiner Antennenarrays zu berücksichtigen, muss der Übertragungskanal als ein System aufgefasst werden. Sowohl die Kanaleigenschaften als auch die an die Antennen angeschlossenen Lastimpedanzen beeinflussen die Leistungsfähigkeit der Antennenarrays bzw. der

MIMO-Systeme. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit ein Netzwerkmodell des gesamten Übertragungskanals erarbeitet. Die analogen Schaltungen im Übertragungskanal werden als ideal angenommen, so dass sie letztlich als Impedanz- bzw. Lastnetzwerke, die an die Antennen angeschlossen sind, wirken. Damit sind die wichtigsten Komponenten für diese Arbeit durch die gestrichelte Umrahmung in Bild 1.1 gegeben. Mit Hilfe des Netzwerkmodells ist es möglich, die genaue Leistungsbilanz des Übertragungskanals zu analysieren und zu bewerten. Daneben werden aus der Literatur bekannte Bewertungsgrößen wie die Korrelation eingesetzt, um die räumlichen Eigenschaften der Arrays zu analysieren. Klassische Ansätze für Arrays, die Diversität ausnutzen, werden mit dem Netzwerkmodell auf ihre Leistungsfähigkeit für MIMO-Systeme untersucht. Daraus können Strategien für die Entwicklung konkreter Antennenlösungen für die je nach Anwendung anderen Einbauumgebungen der Arrays abgeleitet werden. Abschließend werden Beispiele für sehr kleine mobile MIMO-Endgeräte mit drei und vier Antennen gezeigt. Im Folgenden ist der Aufbau dieser Arbeit dargelegt:

In Kapitel 2 werden die Grundlagen, gegliedert in drei Punkte, gelegt. Zunächst werden MIMO-Systeme, deren informationstheoretische Grundlagen und die Kapazität als Bewertungsmaß eingeführt. Zweitens werden Antennenkenngrößen vorgestellt und die verschiedenen Kopplungseffekte erläutert. Die dritte Säule der Grundlagen sind die Kanäle. Um ein breites Anwendungsspektrum der MIMO-Systeme zu berücksichtigen, werden sowohl ein Outdoor- als auch ein Indoor-Kanalmodell verwendet. Die Erläuterung des Messsystems zur Verifikation der Simulationen folgt abschließend.

Das Netzwerkmodell für die Modellierung des kompletten Übertragungskanals wird in Kapitel 3 erläutert. Der Übertragungskanal, bestehend aus Sendeinheit, Sendeantennen, Kanal, Empfangsantennen und Empfangseinheit, wird dabei als ein System betrachtet. Dies ermöglicht eine genaue Analyse der Leistungsbilanz der Arrays. Das Netzwerkmodell der Übertragungsstrecke wird für alle folgenden Kapitel als Grundlage herangezogen.

In Kapitel 4 wird der Einsatz von Arrays aus parallel angeordneten Dipolen für MIMO-Systeme diskutiert. Anhand dieser relativ einfachen Arrays kann die Anwendung des Netzwerkmodells detailliert erläutert werden. Die Auswirkungen der elektromagnetischen Eigenschaften der Dipol-Arrays auf die Kapazität von MIMO-Systemen wird gezeigt. Daraus können wichtige



Schlussfolgerungen für die Integration kleiner Arrays in tragbare Kleingeräte gezogen werden.

Der Einsatz von Polarisations-, Pattern- und räumlicher Diversität wird in Kapitel 5 gezeigt. Dabei zeigt sich, dass Kombinationen dieser Diversitäten zu sehr kleinen und gleichzeitig leistungsfähigen Arrays für MIMO-Systeme führen.

Kapitel 6 präsentiert eine völlig neue Anwendung von Spiral- und Sinusantennen mit mehreren Moden für MIMO-Systeme. Beim Einsatz der sogenannten Multimodediversität werden verschiedene Moden einer Antenne verwendet, um unterschiedliche Richtcharakteristiken zu erzeugen. Der Vorteil dieser Technik ist, dass die verwendeten Antennen nahezu frequenzunabhängig sind und deswegen über einen sehr großen Bereich des Frequenzspektrums verwendet werden können.

In Kapitel 7 wird der Einbau von Antennenarrays in tragbare Kleingeräte wie zum Beispiel in ein Mobiltelefon gezeigt. Dazu wird exemplarisch ein Modell eines Kleingerätes verwendet. In dieses Gerät werden drei bzw. vier Inverted-F Antennen integriert. Der Einsatz dieser integrierten Antennen in MIMO-Systemen sowohl im Indoor- als auch im Outdoor-Bereich wird analysiert. Es zeigt sich, dass leistungsfähige und gleichzeitig kompakte Antennenarrays aufgebaut und integriert werden können.

Kapitel 8 schließt die Arbeit mit einer Zusammenfassung.



## 2 MIMO, Antennen und Kanäle

Im folgenden Kapitel werden die Grundlagen, auf denen diese Arbeit basiert, erläutert. Zunächst wird eine Zusammenfassung der wichtigsten informationstheoretischen Zusammenhänge von MIMO-Systemen gegeben. Die maximale Kapazität nach Shannon wird als Bewertungsmaß für MIMO-Systeme eingeführt.

Antennen und Kanäle sind die Kernkomponenten eines MIMO-Übertragungssystems aus hochfrequenztechnischer Sicht. Deswegen werden hier beide in einem Unterkapitel eingeführt und behandelt. Die Antennen werden sowohl klassisch im Fernfeld beschrieben als auch mit Kopplungseffekten zwischen den Antennen für kleinen Antennenabstände.

Kanäle in verschiedenen Szenarien erlauben es, ein breites Anwendungsspektrum der MIMO-Systeme zu simulieren und zu analysieren. Eine Frage von besonderer Bedeutung stellt die Leistungsnormierung der Kanäle dar, da es oft nur durch eine geeignete Normierung möglich ist, gezielt den Einfluss einzelner Kanalparameter zu analysieren. Andererseits stellt jede Normierung der Kanäle eine Manipulation dar, deren Folgen diskutiert werden. Abschließend werden das für die MIMO-Übertragungskanalmessungen verwendete Messsystem und -verfahren erläutert.

### 2.1 MIMO-Systeme

MIMO-Systeme werden systemtheoretisch durch eine Kanalmatrix mit Übertragungsfunktionen beschrieben. Aus dieser Matrix lässt sich die maximale Kapazität eines MIMO-Systems ableiten, wie im Folgenden gezeigt wird.

### 2.1.1 Kanalmatrix

Ein Übertragungskanal mit einer Sende- und einer Empfangsantenne ist ein lineares und zeitvariantes System. Folglich wird es durch eine zeitvariante Übertragungsfunktion im Frequenzbereich [GW98] beschrieben. Diese Bandpass-Übertragungsfunktion<sup>1</sup> ergibt sich aus dem Verhältnis der komplexen Spannungen  $U$  an den Toren der Sende- und Empfangsantenne.

$$h_{ES}(t, f) = \frac{U_E(t, f)}{U_S(f)} \quad (2.1)$$

Diese Übertragungsfunktion ist allgemein sowohl zeit- als auch frequenzabhängig. Bei den hier angestellten MIMO-Systemsimulationen werden einzelne diskrete Zeitpunkte betrachtet. Verschiedene sich zeitlich ändernde Kanäle werden durch einen großen Umfang an Kanalrealisationen berücksichtigt. Geht man von nicht frequenzselektivem Schwund aus, d. h. wird innerhalb der betrachteten Systembandbreite keine Frequenzabhängigkeit angenommen oder wird ein breites Spektrum in frequenzunabhängige Kanäle aufgeteilt, so geht die frequenzabhängige Übertragungsfunktion in einen Übertragungskoeffizienten über. Die Übertragungskoeffizienten  $h$  zwischen allen  $M$  Sende- und allen  $N$  Empfangsantennen eines MIMO-Systems werden in der Kanalmatrix  $\mathbf{H}$  zusammengefasst, siehe Bild 2.1.

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

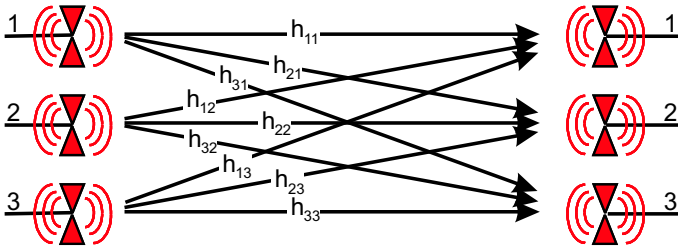
$h_{nm}$  beschreibt den Übertragungskoeffizienten für die  $n$ -te Empfangsantenne und die  $m$ -te Sendeantenne mit  $n = 1..N$  und  $m = 1..M$ . Damit beschreibt folgende Gleichung das Übertragungsverhalten eines MIMO-Systems

$$\vec{y} = \mathbf{H}\vec{s} + \vec{n} \quad (2.3)$$

d.h. der Sendesignalvektor  $\vec{s}$  wird mittels der Matrix  $\mathbf{H}$  auf den Empfangssignalvektor  $\vec{y}$  abgebildet, zuzüglich des Rauschvektors  $\vec{n}$ .  $\vec{n}$  setzt sich zusammen aus der Interferenz im Kanal, d.h. Störsignalen, die auf das Empfangsarray einfallen, und dem Rauschen mit unabhängig voneinander Gaußverteilten Elementen in  $\vec{n}$  der Varianz  $\sigma^2$ . Im Gegensatz zum Rauschen sind

---

<sup>1</sup>Im Folgenden kurz: Übertragungsfunktion

Bild 2.1: Aufbau der Kanalmatrix  $\mathbf{H}$  eines  $3 \times 3$  MIMO-Systems.

die Interferenzsignale an den einzelnen Empfangsantennen miteinander korreliert. Die Kanalmatrix enthält alle relevanten Informationen über den Kanal und erlaubt, eine Kapazität im Sinne von Shannon anzugeben.

## 2.1.2 Kapazität mit und ohne Kanalkennntnis am Sender

Die Kapazität eines MIMO-Übertragungskanals ist nach [FFLV01] gegeben durch<sup>2</sup>

$$C = \max_{\{\mathbf{R}_s: \text{Tr}(\mathbf{R}_s) < P_T\}} \log_2 \left( \frac{\det(\mathbf{H}\mathbf{R}_s\mathbf{H}^\dagger + \mathbf{R}_n)}{\det(\mathbf{R}_n)} \right) \quad (2.4)$$

wobei  $\mathbf{R}_s = E\{\vec{s}\vec{s}^\dagger\}$  die Kovarianzmatrix der als Gauss-verteilt angenommenen Sendesignale  $\vec{s}$  ist. Die Kapazität ergibt sich aus der Kanalmatrix  $\mathbf{H}$ , der Kovarianzmatrix der Sendesignale  $\mathbf{R}_s$  und der Rauschkovarianzmatrix  $\mathbf{R}_n$ . Die Summe der Elemente der Hauptdiagonalen von  $\mathbf{R}_s$ , d.h. die Spur  $\text{Tr}(\mathbf{R}_s)$ , ist die gesamte Sendeleistung, die kleiner als eine maximal zulässige Sendeleistung  $P_T$  sein muss. Dies bedeutet  $\text{Tr}(\mathbf{R}_s) < P_T$ .  $\mathbf{R}_n = E\{\vec{n}\vec{n}^\dagger\}$  ist die Kovarianzmatrix des Rausch- und Interferenzvektors  $\vec{n}$ . Ohne Interferenz geht sie für unabhängig voneinander Gauss-verteilte Rauschsignale mit der gleichen Varianz  $\sigma^2$  an allen Empfangsantennen in  $\sigma^2\mathbf{E}$  über<sup>3</sup>. Mit der Annahme, dass keine Interferenz auftritt, folgt aus Gleichung (2.4) für die

<sup>2</sup> $(\cdot)^\dagger$  bedeutet konjugiert komplex transponiert und  $\text{Tr}(\cdot)$  steht für Spur, engl. *trace*,  $E\{\cdot\}$  bezeichnet den Erwartungswertoperator.

<sup>3</sup> $\mathbf{E}$  bezeichnet die Einheitsmatrix.

Kapazität, siehe [CTKV02],

$$C = \max_{\{\mathbf{R}_s: \text{Tr}(\mathbf{R}_s) < P_T\}} \log_2 \det \left( \mathbf{E} + \frac{\mathbf{H}\mathbf{R}_s\mathbf{H}^\dagger}{\sigma^2} \right) \quad (2.5)$$

Die Wahl der Verteilung der Sendeleistung auf die Antennen d.h. die Wahl der Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}_s$  des Sendesignalvektors  $\vec{s}$  und damit die Kapazität ist abhängig von der Kanalkenntnis am Sender.

Ist der Kanal am Sender nicht bekannt, so ist die einzig sinnvolle Lösung die Sendeleistung gleichmäßig auf alle Sendeantennen zu verteilen. Dies führt zur bekannten Kapazitätsformel nach Foschini [FG98]

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{E} + \frac{P_T}{\sigma^2 M} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \right) \quad (2.6)$$

Ist der Kanal am Sender bekannt, so kann die Übertragung auf mehrere orthogonale, d.h. voneinander unabhängige, Subkanäle aufgeteilt werden. Über jeden Subkanal können Daten unabhängig von den anderen Subkanälen übertragen werden. Mathematisch bedeutet dies, dass die Kanalmatrix diagonalisiert wird. Die Singulärwertzerlegung von  $\mathbf{H}$  führt auf

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^\dagger \quad (2.7)$$

$\mathbf{U}$  und  $\mathbf{V}$  sind die unitären<sup>4</sup> links- und rechtsseitigen Singulärmatrizen.  $\mathbf{S}$  ist eine Diagonalmatrix mit den Singulärwerten. Durch Auflösen der Gleichung nach  $\mathbf{S}$  und Ausnutzung der Unitarität folgt

$$\mathbf{S} = \mathbf{U}^\dagger \mathbf{H}\mathbf{V} \quad (2.8)$$

Durch Gleichung (2.8) wird die Diagonalisierung des Kanals deutlich.  $\mathbf{V}$  und  $\mathbf{U}^\dagger$  sind die Beamformingmatrizen am Sender und Empfänger. Das bedeutet, die Sende- bzw. Empfangssignale werden mit den Elementen von  $\mathbf{V}$  und  $\mathbf{U}^\dagger$  gewichtet. Dies soll anhand eines Beispiels verdeutlicht werden. Angenommen wird ein Szenario mit vier Pfaden zwischen dem Sende- und Empfangsarray. Beide Arrays bestehen aus jeweils fünf  $\lambda/2$ -Dipolen mit  $\lambda/2$  Antennenabstand. Bild 2.2 zeigt die Richtcharakteristiken der ersten drei Subkanäle am Sender und Empfänger des  $5 \times 5$  MIMO-Systems. Sie ergeben sich aus den

---

<sup>4</sup>Eine Matrix  $\mathbf{A}$  heißt genau dann unitär, wenn  $\mathbf{A}\mathbf{A}^\dagger = \mathbf{E}$  gilt.

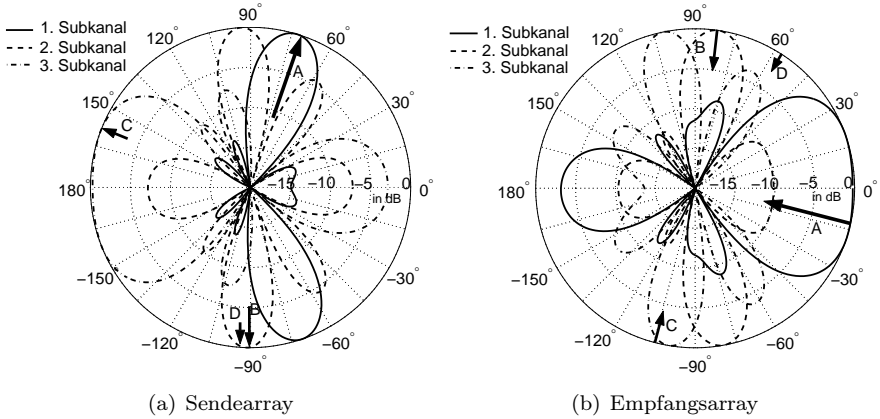


Bild 2.2: Beispiele der Richtcharakteristiken der ersten drei Subkanäle eines Sende- und Empfangsarrays für ein  $5 \times 5$  MIMO-System. Gleiche Buchstaben an den Pfeilen kennzeichnen den selben Pfad an Sender und Empfänger.

Beamformingmatrizen  $\mathbf{U}^\dagger$  am Empfänger und  $\mathbf{V}$  am Sender. Das Sendesignal  $s_i$  des  $i$ -ten Subkanals wird dabei auf die Sendeantennen aufgeteilt. Vor dem Senden wird es für die  $m$ -te Sendeantenne mit  $V_{im}$  multipliziert. Das dazugehörige Empfangssignal  $y_i$  wird im Empfänger an der  $n$ -ten Antenne mit  $U_{ni}^*$  multipliziert. Die Pfeile in Bild 2.2 geben die Sende- und Empfangsrichtung der Pfade für das Beispielszenario an. Die Pfeillängen stehen für den normierten Kehrwert der Pfaddämpfung. Gleiche Pfeile in Bild 2.2 (a) und (b) stehen für den selben Pfad (mit Großbuchstaben gekennzeichnet). Deutlich zu erkennen ist, wie ein Subkanal einem oder mehreren Pfaden zugeordnet wird. In komplexeren Szenarien mit vielen Pfaden ist die Zuordnung der Pfade zu den Subkanälen oft nicht so eindeutig wie in obigem Beispiel.

Die Quadrate der Singulärwerte in  $\mathbf{S}$  entsprechen den Gewinnen der Subkanäle, d.h.  $1/S_{ii}^2$  ist die Dämpfung des  $i$ -ten Subkanals. Des Weiteren sind die Eigenwerte von  $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$  gleich den Quadraten der Singulärwerte in  $\mathbf{S}$ , siehe [BS85].

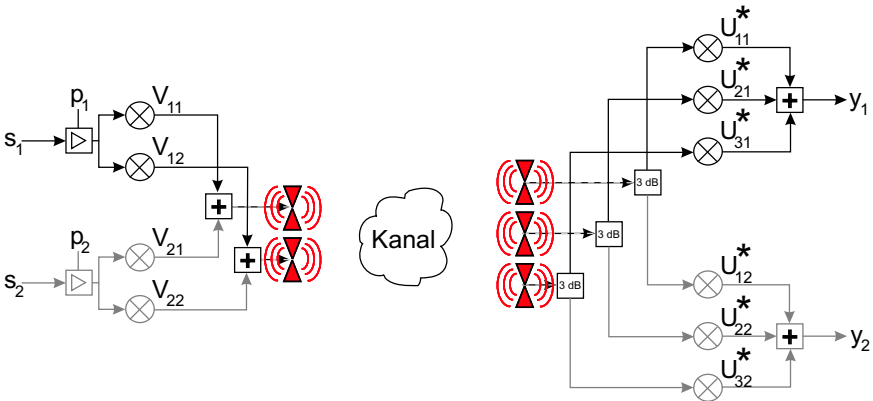


Bild 2.3: Abstraktes Blockschaltbild eines  $2 \times 3$  MIMO-Systems mit Kanalkenntnis am Sender.

Gleichung (2.4) vereinfacht sich durch Anwendung der Singulärwertzerlegung zu

$$C = \max_{\{\vec{p}: \sum_i p_i < P_T\}} \sum_{i=1}^{\min(N,M)} \log_2 \left( 1 + \frac{p_i S_{ii}^2}{\sigma^2} \right) \quad (2.9)$$

wobei  $p_i$  den dem  $i$ -ten Subkanal zustehenden Anteil der Sendeleistung beschreibt. Die optimale Verteilung der Sendeleistung, beschrieben durch  $\vec{p}$ , auf die Subkanäle und damit indirekt auch auf die Antennen ist gegeben durch das Maximierungsproblem in Gleichung (2.9) unter der Annahme, dass der Kanal  $\mathbf{H}$  am Sender bekannt ist. Die Lösung dieses Optimierungsproblems beschreibt der so genannte Waterfilling Algorithmus, siehe [And00] und [KBJR01] bzw. mit Berücksichtigung von Interferenz [FLFV00]. Für den jedem Subkanal zustehenden Leistungsanteil  $p_i$  der Gesamtsendeleistung  $P_T$  ergibt sich damit<sup>5</sup>

$$p_i = \left( \nu - \frac{\sigma^2}{S_{ii}^2} \right)^+ \quad (2.10)$$

wobei die Unbekannte  $\nu$  so gewählt wird, dass  $\sum_i p_i = P_T$  erfüllt ist. Bild 2.3 zeigt ein Blockschaltbild eines  $2 \times 3$  MIMO-Systems mit orthogonalen Sub-

---

<sup>5</sup> $(\alpha)^+ = \begin{cases} \alpha, & \alpha \geq 0 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$



kanälen und Leistungsregelung für jeden Subkanal. Dabei werden die Signale  $s_1$  und  $s_2$  der beiden Subkanäle zunächst durch  $p_1$  und  $p_2$  in der Leistung geregelt und anschließend auf die Antennen verteilt. Durch die Multiplikation der Signale mit den Elementen von  $\mathbf{V}$  und  $\mathbf{U}^\dagger$  wird das Beamforming am Sender und Empfänger für jeden Subkanal durchgeführt.

Im Gegensatz zu SISO-Systemen, d.h. Übertragungssystemen mit je einer Sende- und Empfangsantenne (single input single output), kann einem MIMO-System für ein bestimmtes SNR nicht eine Kapazität zugeordnet werden, da die Kapazität sowohl vom SNR als auch von der Struktur und den Korrelationseigenschaften von  $\mathbf{H}$  abhängt. Die Kapazität eines MIMO-Systems kann deswegen für ein bestimmtes SNR nur statistisch beschrieben werden. Als Kennwert der Kapazitätsverteilung hat sich die 10% Ausfallkapazität  $C^{10\%}$  etabliert. Sie ist definiert als<sup>6</sup>

$$\text{prob}\{C < C^{10\%}\} = 10\% \quad (2.11)$$

und ist der Kapazitätswert, der in 90% aller Fälle überschritten wird.

Bei dem beschriebenen Verfahren basierend auf orthogonalen Subkanälen und Waterfilling wird von instantaner Kanalkennntnis ausgegangen, d.h. der Kanal ist zu jedem Zeitpunkt am Sender vollständig bekannt. Dies setzt eine fehlerfreie, permanente Kanalschätzung voraus. In FDD-Systemen muss der Kanal sowohl im Uplink als auch im Downlink geschätzt werden. Bei TDD-Systemen kann die Reziprozität des Übertragungskanals ausgenutzt werden. Eine Kanalschätzung in eine Übertragungsrichtung ist damit ausreichend. Allerdings kann auch mit partieller bzw. Langzeit-Kanalkennntnis gearbeitet werden, siehe [IN02] und [KJUN02], wodurch die maximal erreichbare Kapazität, je nach Zeitvarianz des Kanals, leicht abnimmt.

Bei einem Vergleich der Systeme mit und ohne instantane Kanalkennntnis am Sender zeigt sich, dass bei hohem SNR die Unterschiede in der Kapazität gering sind. Bei abnehmendem SNR nehmen die Unterschiede jedoch zu, siehe [CTKV02]. Bild 2.4 zeigt die 10% Ausfallkapazität für verschiedene MIMO-Systeme mit und ohne Kanalkennntnis am Sender. Die Kanalmatrizen bestehen dabei aus unkorrelierten Rayleigh-verteilten Übertragungskoeffizienten mit gleicher mittlerer Leistung.

---

<sup>6</sup>*prob* steht für Wahrscheinlichkeit, engl. *probability*

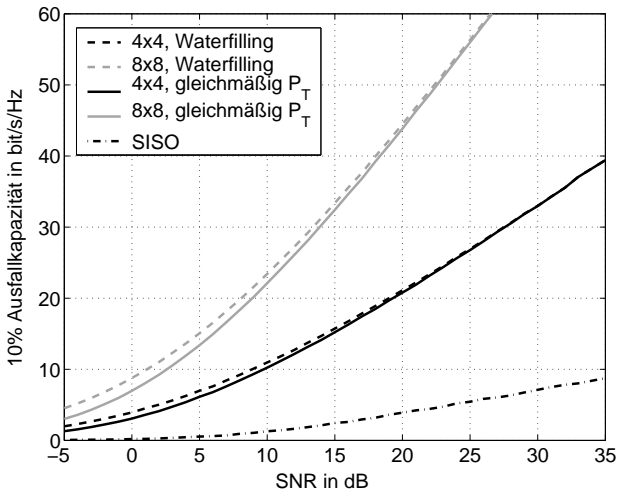


Bild 2.4: Kapazität verschiedener MIMO-Systeme mit und ohne Kanalkennnis am Sender für unkorrelierte Rayleigh-verteilte Kanalkoeffizienten.

### 2.1.3 Korrelation und Struktur der Kanalmatrix

Die maximale Kapazität eines MIMO-Systems nach Gleichung (2.4) ist vom SNR und den Korrelationseigenschaften der Kanalmatrix  $\mathbf{H}$  abhängig. Für die Bewertung der Korrelationseigenschaften werden verschiedene Korrelationskoeffizienten benutzt. Der komplexe Korrelationskoeffizient  $\rho_{com}$  zwischen zwei Übertragungskoeffizienten  $h_{ij}$  und  $h_{kl}$  mit dem Mittelwert 0 ist definiert als, siehe [CRSJP98]

$$\rho_{com} = \frac{E\{h_{ij}h_{kl}^*\}}{\sqrt{E\{h_{ij}h_{ij}^*\}E\{h_{kl}h_{kl}^*\}}} \quad (2.12)$$

und der Leistungskorrelationskoeffizient als

$$\rho_P = \frac{E\{|h_{ij}|^2|h_{kl}|^2\}}{\sqrt{E\{|h_{ij}|^2|h_{ij}|^2\}E\{|h_{kl}|^2|h_{kl}|^2\}}} \quad (2.13)$$

Der Leistungskorrelationskoeffizient ist nach [VA87] das Betragsquadrat des komplexen Korrelationskoeffizienten. Der ebenfalls häufig verwendete Korrelationskoeffizient  $\rho_{env}$  der Amplitude von  $h$  ergibt sich aus  $|\rho_{env}|^2 \approx \rho_P$ , siehe [PS60]. Wird die Korrelation zwischen allen Kanalkoeffizienten von  $\mathbf{H}$  berechnet, resultiert die Korrelationsmatrix mit der Dimension  $(NM \times NM)$ . Für die Untersuchung von Antennenarrays für MIMO-Systeme werden häufig nur die Sende- bzw. Empfangskorrelationskoeffizienten für das Array angegeben. Dies sind die Korrelationskoeffizienten zwischen  $h_{ki}$  und  $h_{kj}$  für den Sendefall und  $h_{ik}$  und  $h_{jk}$  für den Empfangsfall.

Die Erfahrung zeigt, dass hohe MIMO-Übertragungskapazitäten für Systeme ohne Kanalkennntnis am Sender erreicht werden, wenn die Korrelation zwischen allen Übertragungskoeffizienten gering ist, d.h. wenn die Korrelationsmatrix von  $\mathbf{H}$  einer Einheitsmatrix ähnelt bzw. die Kovarianzmatrix Diagonalform hat<sup>7</sup>. In [JB03] wird dies für MIMO-Systeme ohne Kanalkennntnis am Sender für die mittlere Kapazität explizit bewiesen. Des Weiteren konnte der Zusammenhang zwischen Korrelation und Kapazität für bestimmte asymptotische Grenzfälle gezeigt werden, siehe [CTKV02] und [ONBP02]. Ist der Kanal am Sender bekannt, so führt eine hohe Korrelation bei sehr niedrigem SNR zu höheren Kapazitäten als eine niedrige Korrelation. Bei hohem SNR wiederum sind niedrige Korrelationen besser, siehe [CTKV02] und [IN02].

Unter Struktur der Kanalmatrix wird in dieser Arbeit die Verteilung der Erwartungswerte der Betragsquadrate der Kanalkoeffizienten  $E\{|h_{ij}|^2\}$  innerhalb der Kanalmatrix  $\mathbf{H}$  verstanden. Dieser Erwartungswert beschreibt die mittlere Dämpfung bzw. den mittleren Übertragungsgewinn zwischen den jeweiligen Sende- und Empfangsantennen. Sind für eine Zeile oder Spalte der Kanalmatrix alle Elemente  $E\{|h_{ij}|^2\}$  klein im Vergleich zu den anderen Elementen, so führt dies zu einer reduzierten Kapazität. Anschaulich bedeutet dies, dass eine Sende- (Spalte) oder eine Empfangsantenne (Zeile) schlechtere Übertragungseigenschaften als die anderen Antennen hat.

---

<sup>7</sup>Dies gilt nicht mehr, wenn der Sender Langzeiteigenschaften des Kanals kennt.

### 2.1.4 Zusammenhang zwischen MIMO und Diversität

Der grundlegende Unterschied zwischen MIMO-Systemen und Übertragungssystemen, die Diversität im klassischen Sinne, siehe z.B. [Jak74] und [FJ94], ausnutzen, liegt in der parallelen Übertragung verschiedener Datenströme bei der gleichen Frequenz und zur gleichen Zeit bei MIMO-Systemen. Diversität im klassischen Sinne wird dazu genutzt, das SNR des Empfangssignals zu verbessern. Bei MIMO hingegen werden die hohen Datenraten durch das parallele Übertragen mehrerer Datenströme (Multiplexing) und gleichzeitiger Ausnutzung der Diversität erreicht. Der sich daraus ergebende Multiplexing-Gewinn sinkt allerdings mit dem SNR. Bei kleinem SNR kann reine Diversität im Sinne von Maximum Ratio Combining auf beiden Seiten des Kanals besser sein als eine Multiplexübertragung mit MIMO ohne Kanalkennntnis am Sender. Ist in diesem Fall Kanalkennntnis am Sender vorhanden, so teilt der Waterfilling Algorithmus dem besten Subkanal die gesamte Sendeleistung zu. Das MIMO-System reduziert sich auf ein System mit beidseitigem Beamforming. Weitere Details zu dieser Thematik sind unter [GVK02] und [ZT03] zu finden.

## 2.2 Antennenarrays

Antennen sind das Bindeglied zwischen dem Kanal und der Hochfrequenzschaltung. Sind die Abstände zwischen den Antennen innerhalb eines Antennenarrays ausreichend groß, wie dies z.B. an Basisstationen realisiert werden kann, so können die Antennen als voneinander unabhängige Einzelstrahler modelliert werden. Hierzu können die von SISO-Systemen bekannten klassischen Modellierungsansätze gewählt werden. Der Einfluss der Antennentopologie und der Richtcharakteristik auf MIMO-Systeme bei großen Antennenabständen wird in [WW02] behandelt.

Gegenstand dieser Arbeit sind kompakte Antennenarrays. Die Modellierung und Analyse kompakter Antennengruppen ist von besonderer Schwierigkeit, da die Antennen nicht als Einzelelemente, sondern als ein gekoppeltes System agieren. Die auftretenden Kopplungseffekte sind vielfältig und werden nach der Einführung der klassischen Antennenkenngößen erläutert.

### 2.2.1 Klassische Beschreibung der Antennen

Bei der klassischen Beschreibung der Antennen für Kommunikationssysteme sind die Fernfeldeigenschaften entscheidend. Im Folgenden werden die Begriffe komplexe Richtcharakteristik, Gewinn und mittlerer effektiver Gewinn, wie sie in dieser Arbeit verwendet werden, erklärt.

Die polarimetrische komplexe Richtcharakteristik  $\vec{C}$  einer Antenne im Ursprung eines Kugelkoordinatensystems ist definiert als die ortsabhängige elektrische Feldstärke  $\vec{E}(r, \psi, \vartheta)$ , normiert auf ihr Maximum bei einem festen Abstand  $r$  im Fernfeld zum Phasenzentrum der Antenne <sup>8</sup>

$$\begin{aligned}\vec{C}(\psi, \vartheta) &= \frac{\vec{E}(r, \psi, \vartheta)e^{jk_0r}}{\max\{|\vec{E}(r, \psi, \vartheta)|\}} \Big|_{r \rightarrow \infty} \\ &= C_\psi(\psi, \vartheta) \cdot \vec{e}_\psi + C_\vartheta(\psi, \vartheta) \cdot \vec{e}_\vartheta\end{aligned}\quad (2.14)$$

Der Term  $e^{jk_0r}$  sorgt dabei für die Unabhängigkeit der Phase von  $\vec{C}$  vom Abstand  $r$  zum Phasenzentrum der Antenne.  $\vec{C}$  beschreibt die Amplitude und Phase der polarimetrischen Richtcharakteristik.

Der Antennengewinn  $G^A$  einer Antenne ist das Verhältnis der maximalen Leistungsdichte des abgestrahlten Feldes zur Leistungsdichte eines verlustfreien isotropen Kugelstrahlers für einen bestimmten Radius im Fernfeld.<sup>9</sup>

$$G^A = 2\pi r^2 \frac{\max\{|\vec{E}(r, \psi, \vartheta)|\}^2}{Z_{F0}P_T} \Big|_{r \rightarrow \infty}\quad (2.15)$$

Das bedeutet, dass beim Antennengewinn im Gegensatz zum Richtfaktor einer Antenne Verluste in der Antenne berücksichtigt werden. Weitere Details zum Antennengewinn und zur Richtcharakteristik sind zu finden z.B. in [Bal82] und [GW98].

Der mittlere effektive Gewinn (MEG, engl. *mean effective gain*) ist ein Maß, das den oben definierten Antennengewinn  $G^A$  und die räumliche Anpassung der Richtcharakteristik an den Kanal kombiniert. Der MEG ist definiert als

<sup>8</sup>  $k_0 = \frac{2\pi f}{c_0}$  ist die Wellenzahl im Freiraum.

<sup>9</sup>  $Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi\Omega$  ist der Freiraumwellenwiderstand.

das Verhältnis der Mittelwerte der Empfangsleistungen  $P_{E,\text{DUT}}$  einer zu untersuchenden Antenne zum Mittelwert der Empfangsleistung einer bekannten Antenne  $P_{E,i}$ , z.B. eines Dipols, wenn beide Antennen im gleichen Kanal mit der gleichen Sendeantenne verwendet werden.

$$G^{\text{MEG}} = \frac{E\{P_{E,\text{DUT}}\}}{E\{P_{E,i}\}} \quad (2.16)$$

Diese Definition geht zurück auf [AH77, Tag90] und [FJ94]. Am einfachsten ist der MEG messtechnisch zu bestimmen. Dabei wird die Empfangsleistung beider Antennen bei einer großen Zahl an Messpunkten bestimmt und verglichen. Der Vorteil des MEG gegenüber dem Antennengewinn ist, dass beurteilt wird, wie gut die Richtcharakteristik einer Antenne auf einen Kanal und dessen relevanten Pfade, siehe Kapitel 2.3.1, ausgerichtet ist. Die Definition des MEG wird in dieser Arbeit in Kapitel 3.4.2 auf Arrays erweitert.

## 2.2.2 Kopplungseffekte

Kopplungseffekte zwischen Antennen sind auf Wechselwirkungen in der Regel zwischen den Nahfeldern der Antennen zurückzuführen. Für die Untersuchung kompakter Arrays für MIMO-Systeme müssen diese Effekte berücksichtigt werden. Sie können wie folgt beschrieben werden.

Ein Antennenarray mit  $Q$  Antennen wird als ein lineares Netzwerk betrachtet, siehe [Kra88]. Hierin sind alle Antennen des Antennenarrays an ihren Speisestoren durch Impedanzen miteinander verbunden, die in der Antennenimpedanzmatrix  $\mathbf{Z}^A$  mit der Dimension  $(Q \times Q)$  dargestellt werden.

$$\mathbf{Z}^A = \begin{pmatrix} Z_{11}^A & \cdots & Z_{1Q}^A \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{Q1}^A & \cdots & Z_{QQ}^A \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Die Impedanzen auf der Hauptdiagonalen  $Z_{ii}^A$  entsprechen den Eigenimpedanzen der Antenne. Die Eigenimpedanz einer Antennen wiederum entspricht der Eingangsimpedanz, wenn die Antenne von ihrer Umwelt isoliert betrachtet wird. Dies bedeutet, dass sich die Eingangsimpedanz einer Antennen in einem Array in Abhängigkeit aller Antennen des Arrays ändert. Die anderen

Elemente der Impedanzmatrix  $Z_{ij}^A$ ,  $i \neq j$  sind die sogenannten Kopplungsimpedanzen.  $\mathbf{Z}^A$  ist auf Grund der Reziprozität symmetrisch. Die Antennenimpedanzmatrix  $\mathbf{Z}^A$  geht auf [Car32] zurück. Sie wird im Laufe dieser Arbeit häufig Anwendung finden.

Alle Antennen seien nun zusätzlich mit einem Lastnetzwerk verbunden. Zunächst bestehe das Lastnetzwerk nur aus Impedanzen, die direkt mit den Antennen verbunden sind. Folglich gibt es keine Kopplung zwischen den Lastimpedanzen. An jede Antenne ist somit die Lastimpedanz  $Z^L$  angeschlossen, d.h. die Lastimpedanzmatrix  $\mathbf{Z}^L$  ist eine Diagonalmatrix. Es ergeben sich die folgenden Maschengleichungen, wobei  $\vec{y}$  ein auf die Antennen einfallendes Signal darstellt.

$$\mathbf{Z}^{L(Q \times Q)} \vec{i} = -\mathbf{Z}^{A(Q \times Q)} \vec{i} + \vec{y} \quad (2.18)$$

$Z_{kk}^L i_k$  ist die Empfangsspannung in der Last, die an Antennen  $k$  angeschlossen ist. Das Produkt  $Z_{kl}^A i_l$  beschreibt, welcher Beitrag der Empfangsspannung an der Antenne  $k$  anliegt, wenn in Antenne  $l$  der Strom  $i_l$  eingespeist wird. Eine Verallgemeinerung des Lastnetzwerkes, so dass auch innerhalb der Last Kopplungseffekte auftreten können, folgt in Abschnitt 3.1.

Durch diese Netzwerkmodellierung der Antennen ist es möglich, die Veränderung des Signalfluss innerhalb des Arrays und der Eingangsimpedanzen durch Kopplungseffekte zu berücksichtigen. Für ideale lineare Antennen können die Kopplungs- und Eigenimpedanzen analytisch berechnet werden, siehe [Kra88]. Für alle anderen Antennentypen muss ein Simulations- oder Messansatz gewählt werden.

Neben der Beeinflussung des Signalflusses im Antennennetzwerk kommt es zu anderen Effekten auf Grund der Kopplung. Die Richtcharakteristiken und Antennengewinne der Antennen ändern sich. Da benachbarte Antennen wie Reflektoren und Direktoren wirken bzw. Abschattungen durch einzelne Antennenelemente des Antennenarrays entstehen, wird die Richtcharakteristik einer einzelnen Antenne im Array gegenüber einer isolierten Antenne verzerrt. Die Beeinflussung des Antennengewinns ist von besonderer Bedeutung, da bei kleinen Antennenabständen die von einer Antenne gesendete bzw. empfangene Energie von den benachbarten Antennen direkt absorbiert werden kann. Bei kleiner werdenden Antennenabständen zwischen omnidirektionalen

Antennen erhöht sich in der Regel der Antennengewinn zunächst, da die benachbarten Antennen zu einer fokussierten Abstrahlung führen. Dieser Effekt wird z.B. bei Yagi-Uda Antennen ausgenutzt, um hohe Antennengewinne zu erzielen. Während die Richtcharakteristik für sehr kleine Antennenabstände wieder omnidirektional wird, bricht der Antennengewinn völlig ein, weil benachbarte Antennen die Energie absorbieren. Dieses Phänomen wird in Kapitel 4.2.1 detailliert erörtert und an einem Beispiel gezeigt. Sowohl die klassischen Antennenkenngrößen als auch sämtliche Kopplungseffekte werden durch eine Streuparametermodellierung des Antennenarrays in MIMO-Systemsimulationen eingebracht, siehe Kapitel 3.1.2.

### 2.2.3 Antennentypen

Für den Einbau in kompakte Antennenarrays kommen lediglich kleine Antennen in Frage. In tragbaren Kleingeräten werden häufig lineare Antennen, d.h. Monopole und Dipole [AKWJ97], Schleifenantennen [BKTB97] sowie Inverted-F Antennen [SWKW03] und Modifikationen davon [Heb01] eingesetzt. Alle diese kleinen Antennen haben prinzipiell eine geringe Richtwirkung, strahlen nahezu omnidirektional und werden in ihren Eigenschaften sehr stark durch die Umgebung des jeweiligen Einbauortes beeinflusst. Aus diesem Grund werden in den ersten Kapiteln dieser Arbeit  $\lambda/2$ -Dipolantennen exemplarisch verwendet. Sie zeichnen sich durch die typische omnidirektionale Richtwirkung im Azimut aus und lassen sich zudem in bestimmten Maße analytisch beschreiben. Der Einfluss der Einbauumgebung der Antennen sowie Inverted-F Antennen werden in Kapitel 7 diskutiert.

## 2.3 Kanalmodelle und Messungen

Für die korrekte Beschreibung von MIMO-Systemen ist eine realitätsnahe und detaillierte Beschreibung der Kanäle notwendig. Diese Beschreibung geht über viele herkömmliche Kanalmodelle hinaus, da richtungsabhängige Informationen über den Kanal benötigt werden. Die Verteilungsdichtefunktion der Leistung über dem Azimutwinkel wird als Leistungs-Azimut-Spektrum und über dem Elevationswinkel als Leistungs-Elevation-Spektrum bezeichnet. Der Kennwert dieser Verteilungsdichtefunktionen ist deren Standardabweichung, die Winkelspreizung genannt wird. Messungen der Leistungs-Winkel-Spektren sind zu finden in [PMF97, PMF98, LKT<sup>+</sup>02]. Durch die



Messungen zeigt sich, dass das Leistungs-Azimut-Spektrum häufig Laplaceverteilt ist [LKT<sup>+</sup>02]. Für das Elevations-Spektrum sind keine eindeutigen Angaben in der Literatur zu finden. Da jedoch die Winkelspreizung in der Elevation i.d.R. klein ist, spielt die genaue Verteilungsdichtefunktion eine untergeordnete Rolle. In [ZFW02] wird eine Sinus-Verteilung, ansonsten meist eine Gauss-Verteilung angenommen.

In den letzten Jahren sind eine Vielzahl von MIMO-Kanalmodellen entstanden. Der einfachste Ansatz für ein Kanalmodell ist, unkorrelierte Rayleighverteilte Übertragungskoeffizienten mit gleicher Varianz zu wählen, um die Kanalmatrizen zu erzeugen [FG98]. In realistischen Szenarien zeigt sich jedoch, dass unkorrelierte Übertragungskoeffizienten zu einer zu optimistischen Bewertung der MIMO-Systeme führen. Aus dieser Beobachtung heraus ergibt sich eine zweite Gruppe von Kanalmodellen. Hier wird versucht, direkt die Korrelation zwischen den Übertragungskoeffizienten zu generieren, z.B. mit Hilfe des Kronecker-Produkts, siehe [PAKM00] und [KSP<sup>+</sup>02]. Dieser Ansatz führt bereits zu relativ guten Ergebnissen beim Kapazitätsvergleich zwischen Messungen und Simulationen [YBOB02], jedoch nur für eine geringe Antennenanzahl ( $< 4$ ), siehe [RAW<sup>+</sup>03]. In [OHW<sup>+</sup>03] wurde gezeigt, dass der Kronecker-Produkt Ansatz oft zu einer Kapazitätsunterschätzung und zu überschätztem Diversitätsgewinn führt.

Die besten Ergebnisse beim Vergleich zwischen Messung und Kanalsimulation wurden bisher mit pfadbasierten Kanalmodellen erreicht, auf die im Folgenden detailliert eingegangen wird. Anschließend werden die in dieser Arbeit verwendeten pfadbasierten Indoor- und Outdoor-Kanalmodelle vorgestellt und das verwendete Messsystem für MIMO-Übertragungskanäle eingeführt.

### 2.3.1 Pfadbasierte und richtungsauflösende Kanalmodelle

Als Alternative zu den oben genannten Kanalmodellen kommen die pfadbasierten Ansätze von Modellen, die von Ray-Tracing Simulationen abgeleitet sind, bis zu geometrisch stochastischen Modellen in Frage. Bei diesen Ansätzen wird versucht, die physikalischen Ausbreitungsmechanismen wie Beugung, Brechung, Reflexion, Transmission, Streuung und Absorption für die einzelnen Ausbreitungspfade zwischen Sender und Empfänger zu berücksichtigen. Die einzelnen Ausbreitungspfade werden strahlenoptisch analysiert.

Dazu müssen alle geometrischen Abmessungen der Gegenstände im Kanal elektrisch groß für eine gegebene Frequenz sein. Ein Überblick über aktuelle richtungsauflösende und pfadbasierte Kanalmodelle ist in [ECS<sup>+</sup>98] und [SMB01] gegeben.

Jedes Szenario bzw. jede Kanalrealisation wird bei einem pfadbasierten Kanalmodell durch eine gewisse Anzahl verschiedener Ausbreitungspfade beschrieben. Die einzelnen Pfade  $v = 1..Y$  eines Übertragungskanals besitzen eine Verzögerungszeit  $\tau_v$ , die sich aus der Weglänge des Pfads ergibt. Des Weiteren werden die Sende- und die Empfangsrichtung  $\Omega_S$  und  $\Omega_E$  für die richtungsauflösende Beschreibung benötigt. Das Übertragungsverhalten eines Pfads wird durch die vollpolarimetrische Pfadübertragungsmatrix

$$\mathbf{\Gamma}_v(t, f) = \begin{pmatrix} \Gamma_{\vartheta\vartheta}(t, f) & \Gamma_{\vartheta\psi}(t, f) \\ \Gamma_{\psi\vartheta}(t, f) & \Gamma_{\psi\psi}(t, f) \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

gegeben. Die vier Matrixelemente beschreiben jeweils den komplexen Übertragungsfaktor der einzelnen Pfade für beide Copolarisationen  $\Gamma_{\vartheta\vartheta}$  und  $\Gamma_{\psi\psi}$  und beide Kreuzpolarisationen  $\Gamma_{\vartheta\psi}$  und  $\Gamma_{\psi\vartheta}$ . Hieraus ergibt sich die Übertragungsfunktion  $h_{ES}$  mit den in Kapiteln 2.2.1 und 2.2.2 definierten Antennenkenngrößen für ein SISO-System, [GW98].

$$h_{ES}(t, f, \Omega_E, \Omega_S) = \sqrt{\frac{\text{Re}\{Z_E^A\}}{\text{Re}\{Z_S^A\}}} \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 G_E^A G_S^A \sum_{v=1}^Y \vec{C}_E^T(\Omega_{E_v}) \cdot \mathbf{\Gamma}_v \cdot \vec{C}_S(\Omega_{S_v}) \quad (2.20)$$

Wie in [SGWJ01], [CTKV02], [FWW03] und [TSP03] gezeigt, eignet sich Ray-Tracing zur Simulation von MIMO-Systemen. Da allerdings oft nicht alle relevanten Pfade gefunden werden, neigt Ray-Tracing zu einer leichten Unterschätzung der Kapazitäten. Der Vergleich mit feldtheoretischen Simulationsverfahren zeigt, dass in der Regel 20 bis 30 Pfade für die MIMO-Kapazität relevant sind, siehe [WJ03]. Obwohl schwach ausgeprägte Pfade oft nur wenig zur Kanaldämpfung beitragen, bestimmen sie die Korrelationseigenschaften der Kanalmatrix mit. In einer großen Anzahl von Veröffentlichungen z.B. in [ZTK01] wird gezeigt, dass Ray-Tracing die Pfadeigenschaften Sende- und Empfangsrichtung (DOD und DOA) genau vorhersagt, was essenziell für MI-

MO ist. In [WJ02a] sowie in [WFW02] werden verschiedene pfadbasierte stochastische Kanalmodelle mit MIMO-Messungen verglichen und es zeigt sich eine gute Übereinstimmung.

Ein Problem bei der Anwendung von Ray-Tracing für die Simulation von MIMO-Kanälen ist die Rechenzeit, da für jede Sende- und Empfangsantennenkombination eine neue Simulation durchgeführt werden muss. Die Komplexität und damit Rechen- bzw. Simulationszeit pfadbasierter Ansätze hängt stark von den jeweiligen zu Grunde liegenden Modellen und ihrem Einsatzgebiet ab. Ray-Tracing, basierend auf exakten Vektordaten einer bestimmten Umgebung, ist sehr aufwändig und komplex im Vergleich zu statistischen Modellen, wie z.B. [Sva02a], [FMB98], bei denen keine genauen Topologien berücksichtigt werden. Im Folgenden wird eine Methodik erklärt, die es erlaubt, die Wellenausbreitung von SISO auf MIMO zu extrapolieren. Dadurch kann z.B. in Ray-Tracing Simulationen deutlich an Rechenzeit gewonnen werden, da nur der SISO-Fall simuliert werden muss. Des Weiteren können mit dieser Methodik richtungsauflösende Kanalmodelle für den SISO-Fall auf MIMO erweitert werden.

### 2.3.2 Extrapolation von SISO auf MIMO

Die Extrapolation wird im Folgenden am Beispiel des Empfangsantennenarrays erläutert, lässt sich jedoch ohne Einschränkung auf das Sendeantennenarray anwenden. Eine wichtige Annahme für die Extrapolation ist, dass die selben ebenen Wellen mit anderen Worten Pfade an allen Sende- bzw. Empfangsantennen vorhanden sind. Dies bedeutet, dass davon ausgegangen wird, dass die Antennenabstände innerhalb der Arrays gering sind. Ist bekannt, aus welcher Richtung  $(\psi_v, \vartheta_v)$  der Pfad  $v$  an der Antenne ( $n = 1$ ) mit dem Ortsvektor  $\vec{x}_1$  des zu Grunde liegenden SISO-Systems ankommt, so lässt sich der Phasenunterschied zu einer beliebigen Antenne ( $n = 2..N$ ) mit dem Ortsvektor  $\vec{x}_n$  des MIMO-Systems berechnen<sup>10</sup>

$$\Delta\varphi_{E_n} = \begin{pmatrix} \cos\psi_v \sin\vartheta_v \\ \sin\psi_v \sin\vartheta_v \\ \cos\vartheta_v \end{pmatrix}^T (\vec{x}_1 - \vec{x}_n) \quad (2.21)$$

<sup>10</sup>Das Koordinatensystem ist in Bild 2.5 gegeben.

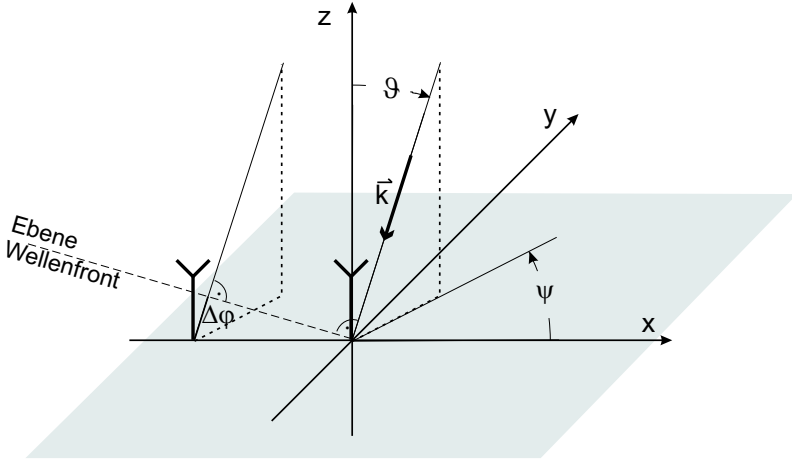


Bild 2.5: Extrapolationsmethode und Koordinatensysteme

Bild 2.5 zeigt den Einfall einer ebenen Welle mit der Ausbreitungsrichtung  $\vec{k}$  auf zwei Antennen und den sich daraus ergebenden Phasenunterschied  $\Delta\varphi_E$ . Der Unterschied der Amplituden  $A$  der ebenen Wellen bzw. Pfade an den einzelnen Antennen des Empfängers kann bei identischen Antennen im Array vernachlässigt werden<sup>11</sup>. Sind die Antennen nicht identisch, muss eine Gewichtung mit der Richtcharakteristik und dem Antennengewinn durchgeführt werden. Nach der Berechnung des Phasenunterschieds sowohl am Sender  $\Delta\varphi_{S_v}$  als auch am Empfänger  $\Delta\varphi_{E_v}$  für jeden Pfad ( $v = 1..Y$ ) folgt die Extrapolation des entsprechenden Kanalkoeffizienten des MIMO-Systems

$$h_{nm} = \sum_{v=1}^Y A_v e^{-j\Delta\varphi_{S_{mv}}} e^{-j\Delta\varphi_{E_{nv}}} \quad (2.22)$$

mit

$$A_v = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}\{Z_{E_{nn}}^A\}}{\operatorname{Re}\{Z_{S_{mm}}^A\}}} \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 G_{E_n}^A G_{S_m}^A \vec{C}_{E_n}^T(\Omega_{E_v}) \cdot \Gamma_v \cdot \vec{C}_{S_m}(\Omega_{S_v}) \quad (2.23)$$

Die messtechnische Verifikation dieses Extrapolationsverfahrens und eine Abschätzung des Gültigkeitsbereichs ist in [FWW03] für verschiedene Szenarien

<sup>11</sup>Dadurch fallen in Gleichung (2.23) die Indizes  $n$  und  $m$  weg.

gegeben. Der Gültigkeitsbereich beträgt mehrere Wellenlängen Antennenabstand, je nach Winkelspreizung bzw. Szenario. Für die in dieser Arbeit relevanten kleinen Antennenabstände von unter einer Wellenlänge ist eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Extrapolation und einer exakten Berechnung gegeben.

### 2.3.3 Indoor-Kanalmodell

Das für die Simulationen von Indoor Szenarien in dieser Arbeit verwendete Kanalmodell ist ein pfadbasiertes stochastisches Modell. Die statistischen Verteilungsfunktionen für die einzelnen Kanalparameter wurden aus Ray-Tracing Simulationen eines realen Gebäudes<sup>12</sup> gewonnen. Es ist ein polarimetrisches, dreidimensionales und richtungsauflösendes Modell. Die Eignung dieses Modells für MIMO-Systemuntersuchungen wurde durch einen Vergleich mit Messungen sicher gestellt, siehe [WFW02]. Das Leistungs-Azimut-Spektrum wird durch vier sich überlagernde Laplace-Funktionen simuliert. Zwei dieser Funktionen haben eine Winkelspreizung von  $26^\circ$  die anderen von  $48^\circ$ . Jede Laplace-Funktion steht damit für einen Streucluster. Weitere Details zu diesem Kanalmodell sind in [ZFW02] und [ZFDW00] zu finden. Die für diese Arbeit relevanten Simulationsparameter sind in Anhang A.1 angegeben.

### 2.3.4 Outdoor-Kanalmodell

Für die in dieser Arbeit präsentierten Simulationen von Outdoor-Szenarien wurde mittels eines Raytracers [MDDW00] die Pfade von 2000 verschiedenen Empfangspositionen und einer Sendeposition bestimmt. Der Raytracer berücksichtigt bei dieser Berechnung maximal fünf Reflexionen und bis zu zwei Beugungen an Kanten pro Pfad. Das Szenario ist in Bild 2.6 zu sehen. Es handelt sich dabei um den Campus der Universität Karlsruhe. Auf einem der höchsten Gebäude sind die Basisstationsantennen 3 m über dem Dach platziert. Der mobile Nutzer bewegt sich über das Campus-Gelände, innerhalb eines  $120^\circ$ -Sektors der Basisstation. Er hat dabei eine zufällig verschieden gewählte Orientierung zur Basisstation. Die 2000 verschiedenen Positionen bilden die statistische Grundlage für die Outdoor-Simulationen.

---

<sup>12</sup>Die Messungen wurden im Gebäude des Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe durchgeführt.

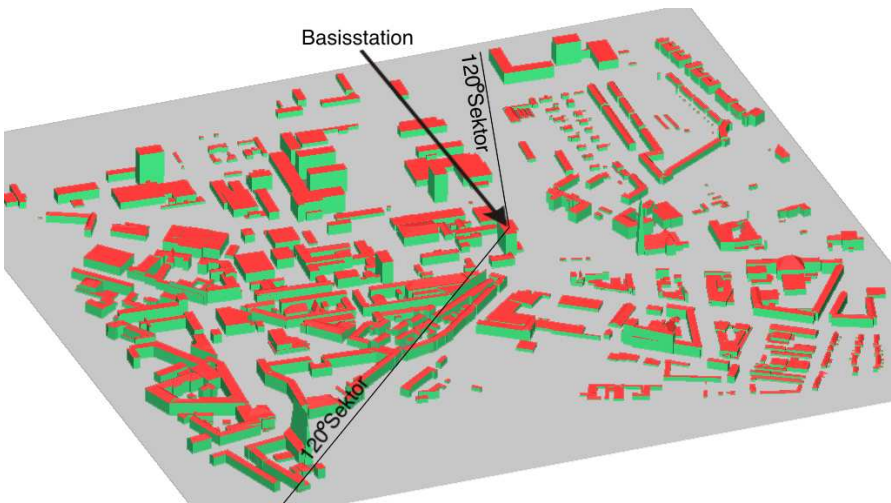


Bild 2.6: Outdoor Simulationsszenario

### 2.3.5 Normierung

Die Kanalmatrix  $\mathbf{H}$  enthält alle Informationen über einen MIMO-Übertragungskanal. Die Kapazität eines MIMO-Systems wird, wenn keine Leistungsregelung und eine konstante Sendeleistung angenommen wird, in realistischen Übertragungskanälen mit deutlich unterschiedlichen Dämpfungen stark vom SNR beeinflusst. Dabei bleibt der Einfluss der Korrelationseigenschaften von  $\mathbf{H}$  vernachlässigbar.

#### Normierung mit der Frobenius-Norm

Oft ist es gewünscht, dass die Übertragungskoeffizienten in einer Kanalmatrix eine vorgegebene mittlere Dämpfung haben, um den Einfluss der Struktur und der Korrelationseigenschaften der Kanalmatrix getrennt vom Einfluss des SNR auf die Kapazität betrachten zu können. Diese mittlere Dämpfung der Kanalmatrizen wird durch eine Normierung erreicht,

$$\mathbf{H}_{\text{norm}} = \frac{\sqrt{MN}}{\|\mathbf{H}\|_F} \mathbf{H} \quad (2.24)$$

wobei  $\|\mathbf{H}\|_F$  die Frobenius-Norm ist

$$\|\mathbf{H}\|_F = \left( \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M |h_{ij}|^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.25)$$

Die Übertragungskoeffizienten einer so normierten Kanalmatrix haben eine mittlere Dämpfung von eins. Durch Wahl der Sende- und Rauschleistung kann das SNR festgelegt werden. Diese Normierung wird standardmäßig eingesetzt, siehe [WJ01] und [MBFK01], um Übertragungskanäle zu analysieren. Für die Auswertung von Messungen ist es unumgänglich, die gemessenen Kanalmatrizen mit der Frobenius-Norm zu normieren, da ansonsten die Kapazitätsverteilungen fast ausschließlich durch die Kanaldämpfungen bzw. das SNR bestimmt wären und die Korrelationseigenschaften unberücksichtigt blieben.

### Normierung der mittleren Kanaldämpfung

Insbesondere bei der Untersuchung kompakter Antennenarrays ist die Leistungsbilanz<sup>13</sup> der Arrays entscheidend für die Qualität des Übertragungskanals. Allerdings löscht die Normierung der Kanalmatrizen mit der Frobenius-Norm die Informationen über die Leistungsbilanz aus. Werden völlig unnormierte Kanalmatrizen mit stark unterschiedlichen Dämpfungen betrachtet, so ist zwar die Information über die Leistungsbilanz der Antennenarrays berücksichtigt, aber die Kapazitätsverteilung ist oft nur durch das stark variierende SNR gegeben. Dieses Problem kann bei Simulationen gelöst werden, indem der Übertragungskanal getrennt von den Antennen normiert wird. Ziel ist es, den Kanal so zu normieren, dass ohne Berücksichtigung der Antenne, d.h. unter Verwendung von isotropen Kugelstrahlern als Antennen, eine konstante mittlere Empfangsleistung bei einer konstanten Sendeleistung erreicht wird. Nach [Kür93] ergibt sich die mittlere Empfangsleistung aus der Summe aller Quadrate der Teilkomponenten der elektrischen Feldstärke, unter der Voraussetzung einer in  $[0, 2\pi]$  gleichverteilten Phase der Komponenten

$$E\{P_E\} = \frac{\lambda^2}{8\pi Z_{F0}} \left| \sum E \right|^2 = \frac{\lambda^2}{8\pi Z_{F0}} \sum E^2 \quad (2.26)$$

<sup>13</sup>Der Begriff Leistungsbilanz wird hier anstatt Effizienz oder Wirkungsgrad verwendet, um allgemein zu bleiben. Eine Effizienz für ein Array kann nur für eine konkrete Anregung der Arrays definiert werden, siehe Kapitel 3.4.

Die Summe aller elektrischen Teilfelder ergibt sich aus den Feldern aller Pfade. Hieraus folgt folgende Normierung des Kanals

$$\text{const} = \sum_{v=1}^{\Upsilon} (\Gamma_{\vartheta\vartheta,v} + \Gamma_{\vartheta\psi,v} + \Gamma_{\psi\vartheta,v} + \Gamma_{\psi\psi,v})^2 \quad (2.27)$$

Werden nach der Normierung des Kanals die Antennen als Gewichte für die einzelnen Pfade berücksichtigt, so ist die Leistungsbilanz der Antennenarrays in der Kanalmatrix enthalten. Durch die Wahl der Sende- und Rauschleistung kann ein mittleres SNR bestimmt werden. Ein Vorteil dieser Normierung gegenüber der Frobenius-Norm ist, dass die statistische Verteilung der Dämpfungen der Kanalmatrixen, die alle Realisierungen der gleichen Sende- und Empfangspfade sind, durch die Normierung nicht verändert wird. Die Verteilungsfunktion der Dämpfungen wird lediglich verschoben, da alle Übertragungsfaktoren der einzelnen Pfade gleich gewichtet werden. Die Frobenius-Norm normiert die Kanalmatrix, d.h. das Ergebnis nach der Superposition der Pfade. Dies ändert die Verteilungsfunktion der Dämpfungen. Insbesondere bei einer geringen Anzahl von Antennen wird die Statistik des schnellen Schwunds verändert.

Die Normierung der mittleren Kanaldämpfung kann bei Simulationen, bei denen der Kanal unabhängig von den Antennen zugänglich ist, vorgenommen werden. Für die in den folgenden Kapiteln angegebenen Kapazitätsberechnungen wurde, wenn nicht anders angegeben, ein SNR von 10 dB für Kanalmatrixen angenommen, die mit der Frobenius-Norm normiert wurden. Dies wurde so gewählt, um einen Vergleich mit vielen Literaturstellen zu ermöglichen. Die Kapazitätsberechnungen, die auf einer konstanten Sendeleistung und konstanter mittlerer Kanaldämpfung basieren, haben eine Sendeleistung, die so bestimmt ist, dass die mittlere Ausfallkapazität eines SISO-Systems mit vertikalen  $\lambda/2$ -Dipolen auf beiden Seiten des gleichen Kanals bei 3,5 bit/s/Hz liegt. Die Analyse der Leistungsbilanz der Antennenarrays bei Messungen erfolgt mit Hilfe des mittleren effektiven Array Gewinns, siehe Kapitel 2.2.1 und 3.4.2.

### 2.3.6 Messungen der MIMO-Übertragungskanäle

Das Ziel der für diese Arbeit durchgeführten Messungen ist die direkte Messung des Übertragungskanals eines MIMO-Systems mit ausgewählten An-



tennenarrays. Dabei wird jeder Übertragungskoeffizient der Kanalmatrix in Amplitude und Phase bestimmt. Für die direkte Messung, im Gegensatz zur Messung des Kanals mit nachfolgender Parameterschätzung und Kanalrekonstruktion für virtuelle Antennenarrays, wie in [HLS<sup>+</sup>02], wurden bisher prinzipiell drei verschiedene Ansätze verfolgt. Je nach Zeitvarianz des Kanals werden die einzelnen Übertragungskoeffizienten entweder gleichzeitig oder nacheinander gemessen. Beim gleichzeitigen Messen wird über jede Sendeantenne ein eindeutiges Signal gesendet (durch Frequenz oder Code getrennt) und am Empfänger daraus die Kanalmatrix geschätzt, siehe [CLW<sup>+</sup>03], [MWS01]. Beim sequenziellen Messen der Übertragungskoeffizienten gibt es die Möglichkeit, zwischen den Antennen umzuschalten [MST<sup>+</sup>01] oder ein Antennenarray durch Verschieben einer Antenne virtuell zu erzeugen [HOHB02]. Beim Verschieben der Antennen können Kopplungseffekte zwischen den Antennen nicht berücksichtigt werden, was dieses Verfahren für kompakte Antennenarrays ausschließt. Für eine sequentielle Messung muss sicher gestellt sein, dass sich der Kanal während des Messens aller Koeffizienten nicht ändert.

Das für diese Arbeit verwendete Messverfahren basiert auf dem schnellen Umschalten zwischen allen Antennen. Die einzelnen Kanalkoeffizienten werden dabei mit dem Vektornetzwerkanalysator HP 8722D (VNWA) gemessen. Um die Messgeschwindigkeit zu erhöhen, wird der VNWA ohne Kalibration betrieben und die Daten anschließend off-line kalibriert. Das Messen der 16 Übertragungskoeffizienten bei 51 Frequenzpunkten eines 4x4 MIMO-Systems dauert damit weniger als eine Sekunde. Dies ist ausreichend für zuverlässige Messungen im Indoorbereich, siehe [WJ01]. Der genaue Aufbau des Messsystems und einige technische Daten sowie die Messszenarien sind im Anhang A.2 gegeben.



## 3 Das Netzwerkmodell zur Systembeschreibung

Bei der Untersuchung kompakter Antennenarrays für MIMO ist es essenziell, die Kopplungseffekte zwischen den Antennen zu berücksichtigen. Sie beeinflussen sowohl die Leistungsbilanz als auch den Signalfluss im Antennennetzwerk, wie in Kapitel 2.2.2 gezeigt. In bisherigen Studien wurde ausschließlich der Einfluss der Kopplung auf den Signalfluss untersucht, siehe [SR01], [SSMS01], [Lei02], [WvHW02b] und [WvHW02a]. Hierbei zeigt sich, dass Kopplung zwischen omnidirektionalen Antennen zu einem Patterndiversitätseffekt führen kann, der die Kapazität erhöht, wenn ein konstantes SNR für die Übertragungstrecke angenommen bzw. die durch Kopplung reduzierte Effizienz der Arrays vernachlässigt wird. Dieses Ergebnis zeigt die Wichtigkeit, die Leistungsbilanz der Antennenarrays mit in die Untersuchung einzubeziehen.

Für einen fairen Vergleich verschiedener kompakter Antennenarrays sollte die maximal erreichbare Kapazität für eine gegebene Sendeleistung in einem bestimmten Kanal entscheidend sein. Für die genaue Analyse des Übertragungsverhaltens ist es dann notwendig, sowohl die Struktur und die Korrelationseigenschaften als auch die Leistungsbilanz der Antennenarrays zu betrachten. Hier zeigen sich die Schwachstellen bzw. Stärken der Arrays.

Eine Methode, sowohl den durch Kopplung geänderten Signalfluss als auch die Leistungsbilanz in die MIMO-Systemsimulationen einfließen zu lassen, wird durch das folgende Netzwerkmodell bereitgestellt, siehe [WSW04], [WKSW03b] und [WKSW03c]. Bisherige Netzwerkmodelle in [WJ02b] und [KR01] schließen die Antennen als explizite Baugruppe nicht mit ein.

Im Folgenden werden zunächst die Einzelkomponenten des Netzwerkmodells charakterisiert und dann zusammenschaltet. Anschließend werden die er-

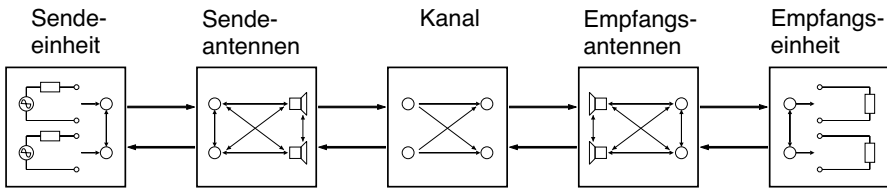


Bild 3.1: Netzwerkmodell mit fünf Komponenten

weiterte Kanalmatrix eingeführt und Leistungsparameter zur Beurteilung der Antennenarrays definiert. Abschließend wird der Zusammenhang zu pfadbasierten Kanalmodellen gezeigt und das Modell für eine detaillierte Studie über den Einfluss von Interferenz und Rauschen erweitert.

### 3.1 Komponenten des Netzwerkmodells

Das Netzwerkmodell des Übertragungskanals besteht aus fünf Einzelkomponenten, Sendeeinheit bzw. Signalquelle, Sendeantennen, Kanal, Empfangsantennen und Empfangseinheit bzw. Signalsenke, siehe Bild 3.1. Die Aufteilung des Übertragungskanals in diese fünf Einheiten ermöglicht es, den Übertragungskanal schrittweise zu modellieren und zu analysieren und durch die Zusammenschaltung das Gesamtverhalten zu beurteilen.

Die einzelnen Komponenten werden mit Streuparametern modelliert, siehe z.B. [ZB95]. Dies ermöglicht, eine exakte Leistungsbilanz des gesamten Übertragungssystems zu erhalten. Hierzu ist es notwendig, die Zweitor-Netzwerktheorie, wie sie in der Standardliteratur zu finden ist, auf beliebige Mehrortor mit verschiedenen großen Torgruppen zu erweitern.

Jedes Mehrortor, mit Ausnahme der Signalquelle und -senke, hat zwei Torgruppen, auf die die einzelnen Tore aufgeteilt sind, so dass sich Gruppen mit  $O$  und  $Q$  Toren ergeben. Die mit  $\vec{b}_i$  bezeichneten Wellen sind die aus der Torgruppe  $i$  auslaufenden Leistungswellen, während  $\vec{a}_i$  die einlaufenden Wellen

bezeichnet. Die Streumatrix eines beliebigen Mehrtors mit zwei Torgruppen hat die Form

$$\begin{pmatrix} \vec{b}_1^{(O \times 1)} \\ \vec{b}_2^{(Q \times 1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{11}^{(O \times O)} & \mathbf{S}_{12}^{(O \times Q)} \\ \mathbf{S}_{21}^{(Q \times O)} & \mathbf{S}_{22}^{(Q \times Q)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{a}_1^{(O \times 1)} \\ \vec{a}_2^{(Q \times 1)} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Die Untermatrizen  $\mathbf{S}_{ij}$  bezeichnen die Abbildung des Leistungswellenvektors  $\vec{a}_j$  auf  $\vec{b}_i$ . Für die Kettenschaltung zweier Komponenten ist es notwendig, Streumatrizen mit Torgruppen mit unterschiedlicher Anzahl von Toren zu berücksichtigen. Die Herleitung für die Berechnung solcher Kettenschaltungen ist im Anhang A.3.1 gegeben.

Die Zuordnung der im Folgenden verwendeten Streumatrizen zu den einzelnen Komponenten erfolgt über den Hochindex der Streumatrixbezeichnung  $\mathbf{S}$ . Der Tiefindex bezeichnet die Richtung des Signalflusses. Alle Indizes der Streumatrizen sind im Abkürzungsverzeichnis gesondert zusammengefasst. Gleiches gilt für die Wellenvektoren  $\vec{a}$  und  $\vec{b}$ . Bild 3.2 zeigt das Signalfussdiagramm des gesamten Netzwerkmodells mit allen Bezeichnungen für die Streumatrizen und Wellenvektoren.

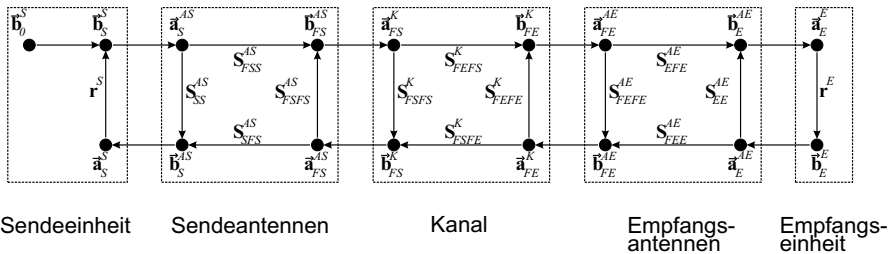


Bild 3.2: Signalfussdiagramm des Netzwerkmodells mit allen Bezeichnungen

### 3.1.1 Sendeeinheit

Die Sendeeinheit stellt die Signalquelle dar und regelt die Leistungsverteilung  $\vec{p}$  zwischen den  $M$  Sendeantennen, wie in Kapitel 2.1.2 gezeigt. Die Reflexion der in die Sendeeinheit von den Toren zurücklaufenden Wellen wird durch

die Reflexionsmatrix  $\mathbf{r}^S$  beschrieben. Der aus den Toren auslaufende und der nachfolgenden Schaltung zur Verfügung stehende Wellenvektor ist

$$\vec{b}_S^S = \vec{b}_0^S + \mathbf{r}^S \vec{a}_S^S \quad (3.2)$$

$\vec{b}_0^S$  bezeichnet den in das Netzwerk eingespeisten Wellenvektor, auch Urleistungswellenvektor genannt, siehe [Mic81].  $\vec{a}_S^S$  beschreibt die von den Sendantennen reflektierten Wellen.

#### 3.1.2 Sendeantennen

Im Allgemeinen werden Antennen durch den Antennengewinn, die Richtcharakteristik und die Eingangsimpedanz beschrieben. Für kompakte Antennengruppen ist diese Beschreibung jedoch nicht ausreichend, siehe Kapitel 2.2. Sämtliche in Kapitel 2.2.2 beschriebene Kopplungseffekte müssen berücksichtigt werden:

- Geänderter Signalfluss durch Kopplung
- Verformung der Richtcharakteristik der einzelnen Antennenelemente
- Für kleiner werdende Antennenabstände i.d.R. zunächst eine Erhöhung und schließlich ein steiles Abfallen des Antennengewinns.

Für die Unterscheidung des Antennengewinns mit bzw. ohne Berücksichtigung des Arrays wird der Begriff<sup>1</sup> *aktiver Antennengewinn*  $G^{akt}$  eingeführt. Die Bezeichnung aktiver Antennengewinn ist abgeleitet vom Begriff aktive Streuparameter [DB89]. Das Kennzeichen aktiver Streuparameter ist, dass sie von den Abschlüssen der Tore abhängig sind, d.h. es wird nicht von einem reflexionsfreien Abschluss ausgegangen. Der aktive Antennengewinn ist der Antennengewinn einer Antenne im Array und ist abhängig von der Arraytopologie, den anderen Antennen im Array und deren Last an den Speiseleitungstoren. Im Folgenden bezieht sich der Begriff Antennengewinn auf eine einzelne Antenne, wohingegen sich der aktive Antennengewinn auf eine Antenne in einem Array bezieht. Die Änderung des aktiven Antennengewinns mit der Lastimpedanz an den Speiseleitungstoren ist für Impedanzen, die zu einer akzeptablen Anpassung führen (Reflexionsfaktor  $< -8$  dB), gering, wohingegen leerlaufende oder kurzgeschlossene Antennen im Array den aktiven

---

<sup>1</sup>Der Begriff *aktiv* für die Beschreibung von Antennen wird in der Literatur häufig und vielfältig, aber nicht eindeutig verwendet, siehe z.B. [DB89, Poz94, Han64].

Antennengewinn deutlich beeinflussen. Für die messtechnische Bestimmung des aktiven Antennengewinns muss deswegen auf den richtigen Abschluss aller Antennen im Array geachtet werden.

Eine Beschreibung von Antennen durch Streuparameter wird in [Hei92] vorgestellt. Die Grundidee dieser Beschreibung ist, dass eine Antenne als ein Mehrtor aufgefasst wird. Dabei wird die Speiseleitungsseite einer Antenne durch ein Tor beschrieben. Zudem wird ein richtungsabhängiges Fernfeldtor eingeführt, das die Fernfeldeigenschaften der Antenne, d.h. Antennengewinn und Richtcharakteristik, beschreibt.

Durch eine Erweiterung der Streuparameterbeschreibung von Antennen auf Antennenarrays ergibt sich folgende Streuparameterbeschreibung, die die Berücksichtigung sämtlicher Kopplungseffekte ermöglicht.

$$\begin{pmatrix} \vec{b}_S^{AS} \\ \vec{b}_{FS}^{AS} \end{pmatrix} = \mathbf{S}^{AS} \cdot \begin{pmatrix} \vec{a}_S^{AS} \\ \vec{a}_{FS}^{AS} \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

bzw.

$$\begin{pmatrix} \vec{b}_S^{AS} \\ \vec{b}_{FS}^{AS} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{SS}^{AS} & \mathbf{S}_{SFS}^{AS} \\ \mathbf{S}_{FSS}^{AS} & \mathbf{S}_{FSFS}^{AS} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{a}_S^{AS} \\ \vec{a}_{FS}^{AS} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Die vier Untermatrizen  $\mathbf{S}_{ii}^{AS}$  sind quadratisch mit der Dimension  $(M \times M)$ . Die Untermatrix  $\mathbf{S}_{SS}^{AS}$  ergibt sich durch Umrechnung der Antennenimpedanzmatrix  $\mathbf{Z}^A$ , siehe Kapitel 2.2.2, in eine Streumatrix<sup>2</sup>

$$\mathbf{S}_{SS}^{AS} = \mathbf{Z}_{L0}^{1/2} (\mathbf{Z}^A + \mathbf{Z}_{L0})^{-1} (\mathbf{Z}^A - \mathbf{Z}_{L0}) \mathbf{Z}_{L0}^{-1/2} \quad (3.5)$$

und beschreibt die Kopplungs- und Eigenimpedanzen der Antennen. Die Untermatrizen  $\mathbf{S}_{SFS}^{AS}$  und  $\mathbf{S}_{FSFS}^{AS}$  beschreiben die Transmission durch die Antenne von den Speisetoren zu den Fernfeldtoren und umgekehrt, d.h. sie sind reziprok und beide eine Funktion der Raumwinkel. Die klassischen Antennenkenngrößen für das Fernfeld können aus der Antennenstreuparametermatrix  $\mathbf{S}^{AS}$  abgeleitet werden. Für den aktiven Antennengewinn einer Antenne  $i$  im Array gilt bei Speisung der Antenne am Speisator  $i$  und ansonsten reflexions-

<sup>2</sup> $\mathbf{Z}_{L0}$  bezeichnet die Diagonalmatrix der Bezugswellenwiderstände der Streuparameter.

freien Abschlüssen aller Tore<sup>3</sup> ( $r_{jj} = 0$  für  $j \neq i, j = 1..M$ ), siehe [Hei92],

$$G_i^{akt} = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda/m} \frac{|S_{FSS,ii}^A|^2}{|1 - S_{SS,ii}^A r_i^S|} \quad (3.6)$$

Deutlich wird hier die Abhängigkeit des aktiven Antennengewinns von der Reflexionsmatrix der Sendeeinheit. Dies zeigt die Notwendigkeit, Sende- und Empfangseinheit zur korrekten Modellierung der Kopplungseffekte und Leistungsbilanz mit zu berücksichtigen. Die Amplitude der Richtcharakteristik kann aus dem richtungsabhängigen Gewinn abgeleitet werden. Die Untermatrix  $\mathbf{S}_{FSSF}^{AS}$  charakterisiert die Rückstreuung des Antennenarrays. Aus ihr kann der Radarrückstreuquerschnitt der Antenne abgeleitet werden, siehe [Hei92].

### 3.1.3 Kanal

Die Kanalstreumatrix  $\mathbf{S}^K$  beschreibt das Übertragungsverhalten des Kanals. In Simulationen fließen hier die Informationen aus den Kanalmodellen über den Kanal ein. Die mathematische Beschreibung ist

$$\begin{pmatrix} \vec{b}_{FS}^K \\ \vec{b}_{FE}^K \end{pmatrix} = \mathbf{S}^K \cdot \begin{pmatrix} \vec{a}_{FS}^K \\ \vec{a}_{FE}^K \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

mit

$$\begin{pmatrix} \vec{b}_{FS}^K \\ \vec{b}_{FE}^K \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{FSSF}^K & \mathbf{S}_{FSFE}^K \\ \mathbf{S}_{FEFS}^K & \mathbf{S}_{FEFE}^K \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{a}_{FS}^K \\ \vec{a}_{FE}^K \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

In der Kanalstreumatrix wird das Verhalten zweier Fernfeldtore zueinander ausgedrückt. Die Fernfeldtore des Kanals können als nicht verkoppelt betrachtet werden, da sich hier sämtliche ebenen Wellen bzw. Pfade unabhängig voneinander überlagern. Des Weiteren sind keine Reflexionen aus dem Kanal zu erwarten bzw. werden diese nicht berücksichtigt. Daraus folgt, dass die Fernfeldkopplungsmatrizen  $\mathbf{S}_{FSSF}^K$  und  $\mathbf{S}_{FEFE}^K$  den Wert einer Nullmatrix annehmen, d.h. der Kanal ist rückwirkungsfrei. Die Transmission durch den Kanal ist durch  $\mathbf{S}_{FEFS}^K$  und reziprok  $\mathbf{S}_{FSFE}^K$  gegeben.

---

<sup>3</sup>m in Gleichung (3.6) steht für Meter, da der Antennengewinn dimensionslos ist.



### 3.1.4 Empfangsantennen

Die Empfangsantennen werden analog zu den Sendeantennen beschrieben. Die mathematische Beschreibung lautet

$$\begin{pmatrix} \vec{b}_{FE}^{AE} \\ \vec{b}_E^{AE} \end{pmatrix} = \mathbf{S}^{AE} \cdot \begin{pmatrix} \vec{a}_{FE}^{AE} \\ \vec{a}_E^{AE} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

mit

$$\mathbf{S}^{AE} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{FEFE}^{AE} & \mathbf{S}_{FEE}^{AE} \\ \mathbf{S}_{EFE}^{AE} & \mathbf{S}_{EE}^{AE} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

### 3.1.5 Empfangseinheit

Den Abschluss der Übertragungsstrecke bildet die Empfangseinheit als Signal-senke. Die Anpassung der Empfangseinheit an die Antennen beeinflusst, analog zur Sendeeinheit, die Kopplungseffekte zwischen den Antennen und die Leistungsbilanz der Übertragungsstrecke. Die Empfangseinheit ist charakterisiert durch die Reflexionsmatrix  $\mathbf{r}^E$  mit der Dimension  $(N \times N)$ , entsprechend den  $N$  Empfangsantennen. Für die zu den Empfangsantennen reflektierten Leistungswellen  $\vec{b}_E^E$  gilt damit

$$\vec{b}_E^E = \mathbf{r}^E \vec{a}_E^E \quad (3.11)$$

## 3.2 Zusammenfassung der Komponenten

Die Zusammenfassung der fünf Komponenten geschieht in zwei Schritten. Zunächst werden die inneren drei Komponenten Sendeantennen, Kanal und Empfangsantennen durch eine Kettenschaltung zusammengefasst. Anschließend werden die drei zusammengeschalteten inneren Komponenten durch die Sende- und Empfangseinheit abgeschlossen.

### 3.2.1 Kettenschaltung der inneren Komponenten

Im Allgemeinen können MIMO-Systeme unterschiedlich viele Sende- und Empfangsantennen haben. Dies führt auf das Problem der Verkettung von Streumatrizen mit unterschiedlich großen Torgruppen, bei denen keine Kettenmatrizen definiert sind. Die Kettenschaltung solcher Mehrfore ist im Anhang

A.3.1 gegeben. Unter Anwendung der Gleichungen (A.10) bis (A.13) führt die Kettenschaltung der Sendeantennen  $\mathbf{S}^{AS}$  und des Kanals  $\mathbf{S}^K$  zu

$$\mathbf{S}_{SS}^{AS+K} = \mathbf{S}_{SS}^{AS} + \mathbf{S}_{SFS}^{AS} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FSS}^K \mathbf{S}_{FSS}^{AS})^{-1} \mathbf{S}_{FSS}^K \mathbf{S}_{FSS}^{AS} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{S}_{SFE}^{AS+K} = \mathbf{S}_{SFS}^{AS} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FSS}^K \mathbf{S}_{FSS}^{AS})^{-1} \mathbf{S}_{FSE}^K \quad (3.13)$$

$$\mathbf{S}_{FES}^{AS+K} = \mathbf{S}_{FEFS}^K (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FSS}^{AS} \mathbf{S}_{FSS}^K)^{-1} \mathbf{S}_{FSS}^{AS} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{S}_{FEFE}^{AS+K} = \mathbf{S}_{FEFE}^K + \mathbf{S}_{FEFS}^K (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FSS}^{AS} \mathbf{S}_{FSS}^K)^{-1} \mathbf{S}_{FSS}^{AS} \mathbf{S}_{FSE}^K \quad (3.15)$$

Unter Berücksichtigung, dass die Untermatrizen der Fernfeldkopplung  $\mathbf{S}_{FSS}^K$  und  $\mathbf{S}_{FEFE}^K$  den Wert einer Nullmatrix haben, folgt

$$\mathbf{S}_{SS}^{AS+K} = \mathbf{S}_{SS}^{AS} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{S}_{SFE}^{AS+K} = \mathbf{S}_{SFS}^{AS} \mathbf{S}_{FSE}^K \quad (3.17)$$

$$\mathbf{S}_{FES}^{AS+K} = \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSS}^{AS} \quad (3.18)$$

$$\mathbf{S}_{FEFE}^{AS+K} = \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSS}^{AS} \mathbf{S}_{FSE}^K \quad (3.19)$$

Die zusammengefasste Matrix  $\mathbf{S}^{AS+K}$  aus Sendeantennen und Kanal wird mit den Empfangsantennen zusammengeschaltet. Daraus ergibt sich die Streumatrix  $\mathbf{S}^H$

$$\begin{pmatrix} \vec{b}_S^{AS} \\ \vec{b}_E^{AE} \end{pmatrix} = \mathbf{S}^H \cdot \begin{pmatrix} \vec{a}_S^{AS} \\ \vec{a}_E^{AE} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

mit

$$\mathbf{S}^H = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{SS}^H & \mathbf{S}_{SE}^H \\ \mathbf{S}_{ES}^H & \mathbf{S}_{EE}^H \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

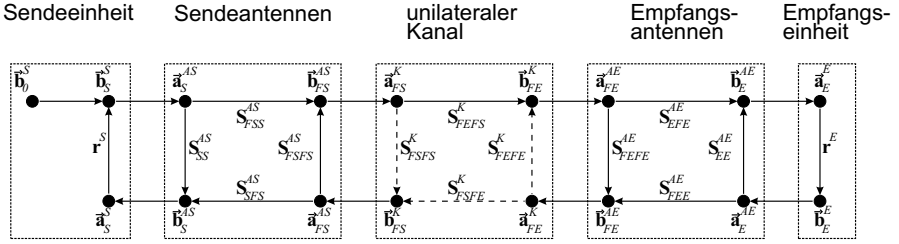


Bild 3.3: Netzwerk mit unilateralem und rückwirkungsfreiem Kanal

Sie beschreibt die Übertragung durch die inneren drei Komponenten des Netzwerkmodells mit den folgenden Untermatrizen

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_{SS}^H &= \mathbf{S}_{SS}^{AS+K} + \mathbf{S}_{SFE}^{AS+K} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FEFE}^{AE} \mathbf{S}_{FEFE}^{AS+K})^{-1} \mathbf{S}_{FEFE}^{AE} \mathbf{S}_{FES}^{AS+K} \\
 &= \mathbf{S}_{SS}^{AS} + \mathbf{S}_{SFS}^{AS} \mathbf{S}_{FSFE}^K (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FEFE}^{AE} \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSFS}^{AS} \mathbf{S}_{FSFE}^K)^{-1} \\
 &\quad \cdot \mathbf{S}_{FEFE}^{AE} \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSS}^{AS}
 \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_{SE}^H &= \mathbf{S}_{SFE}^{AS+K} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FEFE}^{AE} \mathbf{S}_{FEFE}^{AS+K})^{-1} \mathbf{S}_{FEE}^{AE} \\
 &= \mathbf{S}_{SFS}^{AS} \mathbf{S}_{FSFE}^K (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FEFE}^{AE} \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSFS}^{AS} \mathbf{S}_{FSFE}^K)^{-1} \mathbf{S}_{FEE}^{AE}
 \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_{ES}^H &= \mathbf{S}_{EFE}^{AE} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FEFE}^{AS+K} \mathbf{S}_{FEFE}^{AE})^{-1} \mathbf{S}_{FES}^{AS+K} \\
 &= \mathbf{S}_{EFE}^{AE} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSFS}^{AS} \mathbf{S}_{FSFE}^K \mathbf{S}_{FEFE}^{AE})^{-1} \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSS}^{AS}
 \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_{EE}^H &= \mathbf{S}_{EE}^{AE} + \mathbf{S}_{EFE}^{AE} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FEFE}^{AS+K} \mathbf{S}_{FEFE}^{AE})^{-1} \mathbf{S}_{FEFE}^{AS+K} \mathbf{S}_{FEE}^{AE} \\
 &= \mathbf{S}_{EE}^{AE} + \mathbf{S}_{EFE}^{AE} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSFS}^{AS} \mathbf{S}_{FSFE}^K \mathbf{S}_{FEFE}^{AE})^{-1} \\
 &\quad \cdot \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSFS}^{AS} \mathbf{S}_{FSFE}^K \mathbf{S}_{FEE}^{AE}
 \end{aligned} \quad (3.25)$$

Die Gleichungen (3.22)-(3.25) sind relativ kompliziert, da die Rücktransmission in der Kanalmatrix ein Hin- und Herlaufen der Signale zwischen Sende- und Empfangsantennen ermöglicht. In der Realität spielt dieses Hin- und Herlaufen der Signale jedoch keine Rolle, da die Signale im Kanal hohen

Dämpfungen unterliegen. Aus diesem Grund kann ein unilateraler Kanal eingeführt werden, d.h. die Untermatrix der Rücktransmission durch den Kanal wird gleich einer Nullmatrix  $\mathbf{S}_{FSFE}^K = \mathbf{0}$  gesetzt, siehe Bild 3.3. Soll der Rückkanal einer Übertragungsstrecke betrachtet werden, so folgt dieser aus der Reziprozität des Kanals in der Vorwärtsrichtung. Daraus ergibt sich für die Kettenschaltung der inneren drei Komponenten des Netzwerkmodells

$$\mathbf{S}_{SS}^H = \mathbf{S}_{SS}^{AS} \quad (3.26)$$

$$\mathbf{S}_{SE}^H = \mathbf{0} \quad (3.27)$$

$$\mathbf{S}_{ES}^H = \mathbf{S}_{EFE}^{AE} \mathbf{S}_{FEFS}^K \mathbf{S}_{FSS}^{AS} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{S}_{EE}^H = \mathbf{S}_{EE}^{AE} \quad (3.29)$$

### 3.2.2 Abschluss der inneren Schaltung

Durch die Zusammenfassung der inneren drei Komponenten des Netzwerks ergibt sich das in Bild 3.4 dargestellte System. Der innere Block  $\mathbf{S}^H$  wird durch die Sendeeinheit und die Empfangseinheit abgeschlossen. Für die folgende Berechnung des erweiterten Kanals und einer Leistungsbilanz für die Übertragungsstrecke ist es zweckmäßig, die in den inneren Block ein- und auslaufenden Leistungswellen unter Berücksichtigung der Abschlüsse zu berechnen. Die Beziehungen der Leistungswellen an den Toren des inneren Blocks sind gegeben durch

$$\vec{a}_S^{AS} = \vec{b}_0^S + \mathbf{r}^S \vec{b}_S^{AS} \quad (3.30)$$

$$\vec{b}_S^{AS} = \mathbf{S}_{SS}^H \vec{a}_S^{AS} + \mathbf{S}_{SE}^H \vec{a}_E^{AE} \quad (3.31)$$

$$\vec{a}_E^{AE} = \mathbf{r}^E \vec{b}_E^{AE} \quad (3.32)$$

$$\vec{b}_E^{AE} = \mathbf{S}_{ES}^H \vec{a}_S^{AS} + \mathbf{S}_{EE}^H \vec{a}_E^{AE} \quad (3.33)$$

Das Ziel ist es Ausdrücke abzuleiten, die direkt die Eingangs- und Ausgangswellenvektoren des inneren Blocks in Abhängigkeit des Urleistungswellenvektors  $\vec{b}_0^S$  und der den inneren Block charakterisierenden Untermatrizen beschreiben. Hierzu werden die Gleichungen (3.30) - (3.33) ineinander eingesetzt und umgeformt. Nach längerer Rechnung, siehe Anhang A.3.2, und Verwendung der in Kapitel 3.2.1 gemachten Vereinfachung des unilateralen Kanals

ergibt sich

$$\begin{aligned}\vec{a}_S^{AS} &= \left( \mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SS}^H - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SE}^H (\mathbf{E} - \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{EE}^H)^{-1} \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{ES}^H \right)^{-1} \vec{b}_0^S \\ &= \underbrace{\left( \mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SS}^H \right)^{-1}}_{\mathbf{X}_a} \vec{b}_0^S\end{aligned}\quad (3.34)$$

$$\begin{aligned}\vec{a}_E^{AE} &= \left( \mathbf{E} - \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{EE}^H - \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{ES}^H (\mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SS}^H)^{-1} \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SE}^H \right)^{-1} \\ &\quad \cdot \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{ES}^H (\mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SS}^H)^{-1} \vec{b}_0^S \\ &= \underbrace{\left( \mathbf{E} - \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{EE}^H \right)^{-1} \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{ES}^H (\mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SS}^H)^{-1}}_{\mathbf{Y}_a} \vec{b}_0^S\end{aligned}\quad (3.35)$$

$$\begin{aligned}\vec{b}_S^{AS} &= \left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{SS}^H \mathbf{r}^S - \mathbf{S}_{SE}^H \mathbf{r}^E (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^H \mathbf{r}^E)^{-1} \mathbf{S}_{ES}^H \mathbf{r}^S \right)^{-1} \\ &\quad \cdot \left( \mathbf{S}_{SS}^H + \mathbf{S}_{SE}^H \mathbf{r}^E (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^H \mathbf{r}^E)^{-1} \mathbf{S}_{ES}^H \right) \vec{b}_0^S \\ &= \underbrace{\left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{SS}^H \mathbf{r}^S \right)^{-1} \mathbf{S}_{SS}^H}_{\mathbf{X}_b} \vec{b}_0^S\end{aligned}\quad (3.36)$$

$$\begin{aligned}\vec{b}_E^{AE} &= \left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^H \mathbf{r}^E - \mathbf{S}_{ES}^H \mathbf{r}^S (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{SS}^H \mathbf{r}^S)^{-1} \mathbf{S}_{SE}^H \mathbf{r}^E \right)^{-1} \\ &\quad \cdot \left( \mathbf{S}_{ES}^H + \mathbf{S}_{ES}^H \mathbf{r}^S (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{SS}^H \mathbf{r}^S)^{-1} \mathbf{S}_{SS}^H \right) \vec{b}_0^S \\ &= \underbrace{\left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^H \mathbf{r}^E \right)^{-1} \left( \mathbf{S}_{ES}^H + \mathbf{S}_{ES}^H \mathbf{r}^S (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{SS}^H \mathbf{r}^S)^{-1} \mathbf{S}_{SS}^H \right)}_{\mathbf{Y}_b} \vec{b}_0^S\end{aligned}\quad (3.37)$$

Die Größen  $\mathbf{X}_a$ ,  $\mathbf{X}_b$ ,  $\mathbf{Y}_a$  und  $\mathbf{Y}_b$  vereinfachen die mathematischen Ausdrücke für die folgende Herleitung der erweiterten Kanalmatrix und des Übertragungsgewinns mit Berücksichtigung der Sende- und Empfangseinheit.

### 3.3 Erweiterte Kanalmatrix

Die erweiterte Kanalmatrix  $\mathbf{H}$  beschreibt das Übertragungsverhalten der fünf Komponenten des Netzwerkmodells. Der Ausdruck „erweitert“ soll deutlich machen, dass die Antennen des MIMO-Systems mit den Kopplungseffekten und der Sende- und Empfangseinheit berücksichtigt sind.

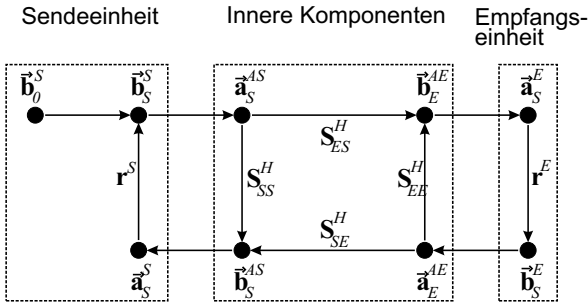


Bild 3.4: Bezeichnungen des Signalflussdiagramms der inneren drei Komponenten mit Abschlüssen

In Gleichung (2.1) ergibt sich die Übertragungsfunktion aus dem Verhältnis der Leerlaufspannungen an den Send- und Empfangsantennen. Die Leerlaufspannungen können für die Systemmodellierung nicht verwendet werden, weil der Abschluss der Antennen die Kopplungseffekte beeinflusst, siehe Kapitel 3.1.2. Allerdings kann für sinnvolle Antennenanwendungen von einer guten Anpassung der Antennen ausgegangen werden. Die Spannungen an den Torgruppen lassen sich durch die sogenannten Heavyside-Beziehungen durch die Leistungswellen darstellen.

$$\vec{U}_S = (\mathbf{Z}_{L,S})^{1/2} (\vec{a}_S^{AS} + \vec{b}_S^{AS}) \quad (3.38)$$

$$\vec{U}_E = (\mathbf{Z}_{L,E})^{1/2} (\vec{a}_E^{AE} + \vec{b}_E^{AE}) \quad (3.39)$$

Die Matrizen  $\mathbf{Z}_{L,S}$  und  $\mathbf{Z}_{L,E}$  sind hierbei Diagonalmatrizen, die die Bezugswellenwiderstände an den einzelnen Toren enthalten. Wird im gesamten System der gleiche Bezugswellenwiderstand gewählt, so können diese Matrizen durch einen Skalar ersetzt werden.

Werden die Gleichungen (3.34) bis (3.37) in die Gleichungen (3.38) und (3.39) für die Spannungsvektoren eingesetzt, so lassen sich die Spannungen in Abhängigkeit vom Urleistungswellenvektor  $\vec{b}_0^S$  bestimmen.

$$\begin{aligned}\vec{U}_S &= (\mathbf{Z}_{L,S})^{1/2} \mathbf{X}_a \vec{b}_0^S + (\mathbf{Z}_{L,S})^{1/2} \mathbf{X}_b \vec{b}_0^S \\ &= (\mathbf{Z}_{L,S})^{1/2} (\mathbf{X}_a + \mathbf{X}_b) \vec{b}_0^S\end{aligned}\quad (3.40)$$

$$\begin{aligned}\vec{U}_E &= (\mathbf{Z}_{L,E})^{1/2} \mathbf{Y}_a \vec{b}_0^S + (\mathbf{Z}_{L,E})^{1/2} \mathbf{Y}_b \vec{b}_0^S \\ &= (\mathbf{Z}_{L,E})^{1/2} (\mathbf{Y}_a + \mathbf{Y}_b) \vec{b}_0^S\end{aligned}\quad (3.41)$$

Die gesuchte  $\mathbf{H}$ -Matrix bildet die Spannungen der Sendeeinheit auf die Spannungen der Empfangseinheit ab. Beide Spannungsvektoren sind abhängig vom Urleistungswellenvektor. Durch Umformen und Auflösen der obigen Gleichungen folgt

$$\begin{aligned}\vec{U}_E &= (\mathbf{Z}_{L,E})^{1/2} (\mathbf{Y}_a + \mathbf{Y}_b) (\mathbf{X}_a + \mathbf{X}_b)^{-1} (\mathbf{Z}_{L,S})^{-1/2} \vec{U}_S \\ \Rightarrow \quad \mathbf{H} &= (\mathbf{Z}_{L,E})^{1/2} (\mathbf{Y}_a + \mathbf{Y}_b) (\mathbf{X}_a + \mathbf{X}_b)^{-1} (\mathbf{Z}_{L,S})^{-1/2}\end{aligned}\quad (3.42)$$

Unter Verwendung der Gleichungen (3.34) bis (3.37) ergibt sich

$$\mathbf{X}_a + \mathbf{X}_b = (\mathbf{E} + \mathbf{S}_{SS}^H) (\mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SS}^H)^{-1}\quad (3.43)$$

und

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_a + \mathbf{Y}_b &= (\mathbf{E} - \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{EE}^H)^{-1} \mathbf{r}^E \mathbf{S}_{ES}^H (\mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SS}^H)^{-1} \\ &\quad + (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^H \mathbf{r}^E)^{-1} \left( \mathbf{S}_{ES}^H + \mathbf{S}_{ES}^H \mathbf{r}^S (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{SS}^H \mathbf{r}^S)^{-1} \mathbf{S}_{SS}^H \right) \\ &= (\mathbf{E} + \mathbf{r}^E) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^H \mathbf{r}^E)^{-1} \mathbf{S}_{ES}^H (\mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{S}_{SS}^H)^{-1}\end{aligned}\quad (3.44)$$

Wird dies in Gleichung (3.42) eingesetzt, so folgt die erweiterte Kanalmatrix  $\mathbf{H}$  aller fünf Komponenten des Netzwerkmodells.

$$\mathbf{H} = (\mathbf{Z}_{L,E})^{1/2} (\mathbf{E} + \mathbf{r}^E) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^H \mathbf{r}^E)^{-1} \mathbf{S}_{ES}^H (\mathbf{E} + \mathbf{S}_{SS}^H)^{-1} (\mathbf{Z}_{L,S})^{-1/2}\quad (3.45)$$

Durch diese Matrix wird das Übertragungsverhalten des gesamten MIMO-Systems beschrieben. Dadurch ist es erstmals möglich alle Kopplungseffekte zwischen den Antennen und die Anpassung der Antennenarrays an die Sendeeinheit in MIMO-Systemsimulationen zu berücksichtigen. Damit dient das Netzwerkmodell als Grundlage für alle folgenden Ausführungen und Kapitel. Die in den folgenden Kapiteln gezeigten Simulationen basieren auf der Berechnung der erweiterten Kanalmatrix der entsprechenden MIMO-Systeme.

## 3.4 Leistungsbetrachtungen

Für das Verhalten eines Antennenarrays in einem MIMO-System sind nicht nur die Korrelationseigenschaften entscheidend, sondern auch die Leistungsbilanz. Zur Analyse der Leistungsbilanz eines Antennenarrays wird der Übertragungsgewinn des Übertragungskanals bzw. der fünf Komponenten des Netzwerkmodells verwendet. Daraus kann dann ein mittlerer effektiver Array Gewinn abgeleitet werden. Dieser Array Gewinn ist eine statistische Größe, die das Verhalten eines Arrays in einem MIMO-System beschreibt. Eine Effizienz bzw. ein Wirkungsgrad kann für ein Array nur für eine konkrete Anregung des Arrays bzw. für eine konkrete Verteilung der Leistung auf die Antennen angegeben werden, weswegen dieses Maß für die Beurteilung von Arrays für MIMO weniger geeignet ist.

Für die nachfolgenden Berechnungen ist die von einem Mehrtor aufgenommene Wirkleistung von Bedeutung. Die Wirkleistung an einem Mehrtor mit den ein- und auslaufenden Wellenvektoren  $\vec{a}$  und  $\vec{b}$  mit zwei Torgruppen mit  $O$  und  $Q$  Toren ist gegeben durch

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{2}(\vec{a}^\dagger \vec{a} - \vec{b}^\dagger \vec{b}) = \frac{1}{2} \left( \sum_{i=1}^{O+Q} |\vec{a}_i|^2 - \sum_{i=1}^{O+Q} |\vec{b}_i|^2 \right) \\
 &= \frac{1}{2} \left( \sum_{o=1}^O |\vec{a}_o|^2 - \sum_{o=1}^O |\vec{b}_o|^2 \right) + \frac{1}{2} \left( \sum_{q=O+1}^{O+Q} |\vec{a}_q|^2 - \sum_{q=O+1}^{O+Q} |\vec{b}_q|^2 \right) \\
 &= \underbrace{\frac{1}{2}(\vec{a}_1^\dagger \vec{a}_1 - \vec{b}_1^\dagger \vec{b}_1)}_{P_1} + \underbrace{\frac{1}{2}(\vec{a}_2^\dagger \vec{a}_2 - \vec{b}_2^\dagger \vec{b}_2)}_{P_2} \quad (3.46)
 \end{aligned}$$

Gleichung (3.46) zeigt die Aufteilung der Wirkleistung auf die Torgruppen. Die beiden Teilleistungen  $P_1$  und  $P_2$  werden jeweils durch die Torgruppe 1 mit  $O$  Toren bzw. 2 mit  $Q$  Toren dem Mehrtor zugeführt, wenn sie positive Werte annehmen. Wird eine Teilleistung negativ, gibt das Mehrtor über diese Torgruppe Leistung ab.

### 3.4.1 Übertragungsgewinn für MIMO-Systeme

Der Übertragungsgewinn eines MIMO-Systems wird definiert als das Verhältnis der Leistung  $P_E$ , die von der Empfangseinheit aufgenommen wird, zur



maximal verfügbaren Leistung der Sendeeinheit<sup>4</sup>  $P_{S,\max}$ . Dieser Gewinn wird für Zweitore in der Literatur auch als Übertragungsleistungsverstärkung bezeichnet, siehe [Mic81]. Wird die Leistung an den Toren der Empfangseinheit auf die Leistung, die in die Antennen eingespeist wird, bezogen, so resultiert der Klemmleistungübertragungsgewinn. Er ist nicht abhängig von der Anpassung der Sendeantennen und identisch dem Übertragungsgewinn bei idealer Anpassung der Sendeantennen.

Die Leistung  $P_E$  an den Toren der Empfangseinheit ist

$$P_E = \frac{1}{2} \left( \vec{b}_E^{AE\dagger} \vec{b}_E^{AE} - \vec{a}_E^{AE\dagger} \vec{a}_E^{AE} \right) \quad (3.47)$$

Analog gilt diese Gleichung für die Leistung  $P_S$ , die die Sendeeinheit abgibt. Des Weiteren sei im Folgenden die an die Sendeeinheit angeschlossene Schaltung durch die Reflexionsmatrix  $\mathbf{r}^{AS}$  beschrieben. Somit gilt  $\vec{a}_S^S = \mathbf{r}^{AS} \vec{b}_S^S$ . Durch Einsetzen dieser Beziehung in Gleichung (3.2) und die Annahme idealer Anpassung, d.h.  $\mathbf{r}^S = \mathbf{r}^{AS\dagger}$ , folgt für die maximal verfügbare Leistung der Sendeeinheit

$$P_{S,\max} = \frac{1}{2} \vec{b}_0^{S\dagger} \left( (\mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{r}^{S\dagger})^{-1} \right)^\dagger \vec{b}_0^S \quad (3.48)$$

Daraus ergibt sich für den Übertragungsgewinn  $G^U$

$$G^U = \frac{P_E}{P_{S,\max}} = \frac{\vec{b}_E^{AE\dagger} \vec{b}_E^{AE} - \vec{a}_E^{AE\dagger} \vec{a}_E^{AE}}{\vec{b}_0^{S\dagger} \left( (\mathbf{E} - \mathbf{r}^S \mathbf{r}^{S\dagger})^{-1} \right)^\dagger \vec{b}_0^S} \quad (3.49)$$

Der Übertragungsgewinn ist damit abhängig vom Urleistungswellenvektor  $\vec{b}_0^S$ . Allerdings ist sowohl der Nenner als auch der Zähler<sup>5</sup> des Bruchs in Gleichung (3.49) von  $\vec{b}_0^{S\dagger} \mathbf{X} \vec{b}_0^S$  abhängig<sup>6</sup>, so dass nur die relative Verteilung der Sendeleistung auf die Tore der Sendeeinheit, nicht aber die absolute Sendeleistung  $\text{Tr}(\vec{b}_0^S \vec{b}_0^{S\dagger})$ , in  $G^U$  eingeht. Dies ist verständlich, da der Übertragungsgewinn

<sup>4</sup>Die maximal verfügbare Leistung der Sendeeinheit  $P_{S,\max}$  ist die Leistung, die für einen gegebenen Quelleninnenwiderstand an die Last abgegeben werden kann. Es ist keine absolute Sendeleistung wie  $P_T$  in Kapitel 2.1.2.

<sup>5</sup>Die Abhängigkeit von  $\vec{b}_0^S$  wird aus Gleichungen (3.34) bis (3.37) ersichtlich.

<sup>6</sup> $\mathbf{X}$  steht dabei für eine beliebige Matrix, ungleich der Nullmatrix.

davon abhängt, wie die Sendeleistung auf die Antennen verteilt wird. Die Gesamtsendeleistung hat jedoch keinen Einfluss auf den Gewinn. Des Weiteren ist der Übertragungsgewinn abhängig von der Anpassung und Richtcharakteristik der Sende- und Empfangsantennen sowie den aktiven Sende- und Empfangsantennengewinnen und der Kanaldämpfung. Da die Kanaldämpfung eine Zufallsvariable ist, ist der Übertragungsgewinn statistisch zu beschreiben.

Für die folgenden Überlegungen ist es sinnvoll, den Übertragungsgewinn als Produkt aus drei Faktoren zu schreiben. Der Übertragungsgewinn setzt sich dann aus dem effektiven Gewinn des Sendearrays, der Kanaldämpfung  $G_\Gamma$  und dem effektiven Gewinn des Empfangsarrays zusammen.

$$G^U = G_{S,\text{eff}} G_\Gamma G_{E,\text{eff}} \quad (3.50)$$

In die Größen  $G_{S,\text{eff}}$  und  $G_{E,\text{eff}}$  geht die räumliche Anpassung der Arrays in den Übertragungsgewinn mit ein, analog zum mittleren effektiven Gewinn für SISO-Systeme, siehe Kapitel 2.2.1. Da der mittlere effektive Gewinn aber eine Größe ist, die jede einzelne Antenne im Array beschreibt, ist es für die Analyse von Arrays sinnvoll, die Definition des mittleren effektiven Gewinns auf Arrays bzw. den MIMO-Fall zu erweitern.

### 3.4.2 Mittlerer effektiver Array Gewinn

Der mittlere effektive Array Gewinn (MEAG) wird definiert als das Verhältnis des Mittelwerts der Empfangsleistung eines zu untersuchenden Arrays zum Mittelwert der Empfangsleistung eines bekannten Arrays bzw. einer bekannten Antenne, z.B. eines Dipols oder eines omnidirektionalen Kugelstrahlers. Dabei müssen beide im gleichen Kanal mit dem gleichen Sendearray und gleicher Sendeleistung verwendet werden.

$$G^{MEAG} = \frac{E\{P_{E,\text{Array}}\}}{E\{P_{E,\text{Ref.}}\}} \quad (3.51)$$

Diese Definition erfolgt also analog zum mittleren effektiven Gewinn für eine einzelne Antenne in einem SISO-System, siehe Gleichung (2.16). Wird davon ausgegangen, dass sich die Empfangsleistung eines Arrays aus dem Produkt der Sendeleistung und des Übertragungsgewinns ergibt, so kann der Übertragungsgewinn genutzt werden, um den mittleren effektiven Array Gewinn zu

bestimmen. Mit der Bedingung des gleichen Kanals und gleicher Sendeleistung für die Bestimmung des MEAG und Gleichung (3.50) gilt

$$\frac{E\{G_{\text{Array}}^U\}}{E\{G_{\text{Ref.}}^U\}} = \frac{E\{G_{S,\text{eff,Array}} G_{E,\text{eff,Array}}\}}{E\{G_{S,\text{eff,Ref.}} G_{E,\text{eff,Ref.}}\}} = \frac{E\{P_{E,\text{Array}}\}}{E\{P_{E,\text{Ref.}}\}} \quad (3.52)$$

Wird das gleiche Sendearray sowohl für das zu untersuchende Empfangsarray als auch für die Referenzempfangsantenne verwendet, so ergibt sich der MEAG als das Verhältnis der mittleren Übertragungsgewinne. Der mittlere effektive Array Gewinn kann auf Grund der Reziprozität auch für den Sendefall definiert werden, wobei dazu in den vorigen Ausführungen Senden und Empfangen ausgetauscht werden.

Durch die hier definierten Kenngrößen Übertragungsgewinn und mittlerer effektiver Array Gewinn ist es möglich, das Verhalten von Antennenarrays in MIMO-Systemen unter dem Gesichtspunkt Leistung zu analysieren. Dies ermöglicht eine Bewertung der Arrays, in wie weit diese durch Kopplungseffekte Energie absorbieren. In den folgenden Kapiteln wird die Anwendung dieser Kenngrößen gezeigt.

## 3.5 Anbindung an pfadbasierte Kanalmodelle

Wie in Kapitel 2.3 erläutert, werden für die Simulationen von MIMO-Systemen in dieser Arbeit pfadbasierte Kanalmodelle verwendet. Die Einbindung dieser Modelle in das Netzwerkmodell kann über die Streumatrix der inneren drei Komponenten  $\mathbf{S}_{ES}^H$  erfolgen. Die Elemente der Matrix sind bestimmt durch

$$S_{ES, nm}^H = \left. \frac{b_{E,n}^{AE}}{a_{S,m}^{AS}} \right|_{a_{S,k}^{AE}=0} \quad \text{für alle } k \neq m \quad (3.53)$$

Das bedeutet, dass am Antennentor  $m$  eine Leistungswelle einläuft und an Tor  $n$  die Welle austritt, während alle anderen Antennentore  $k$  mit dem Bezugswellenwiderstand abgeschlossen sind. Durch die Heavyside Beziehungen, siehe Gleichungen (3.38) und (3.39), lassen sich die Spannungen an den Toren

mit den Leistungswellen verknüpfen. Sind die Tore angepasst, so folgt für die Streuparameter

$$S_{ES, nm}^H = \sqrt{\frac{Z_{L,S,m} U_{E,n}}{Z_{L,E,n} U_{S,m}}} \Big|_{a_{S,k}^{A,E}=0} \quad \text{für alle } k \neq m \quad (3.54)$$

wobei  $Z_{L,S,m}$  und  $Z_{L,E,n}$  die Bezugswellenwiderstände der jeweiligen Antennentore sind. Mit Gleichung (2.20) folgt daraus für den Streuparameter zwischen Sendeantennentor  $m$  und Empfangsantennentor  $n$

$$S_{ES, nm}^H = \sqrt{\frac{Z_{L,S,m}}{Z_{L,E,n}}} \sqrt{\frac{\text{Re}\{Z_{E,nn}^A\}}{\text{Re}\{Z_{S,mm}^A\}}} \sqrt{\left(\frac{\lambda_0}{4\pi}\right)^2 G_{E,n}^{akt} G_{S,m}^{akt}} \quad (3.55)$$

$$\cdot \sum_{v=1}^{\Upsilon} \vec{C}_E^T(\Omega_{E_v}) \cdot \Gamma_v \cdot \vec{C}_S(\Omega_{S_v}) \quad (3.56)$$

wobei im Gegensatz zu Gleichung (2.20) die Antennengewinne und Richtcharakteristiken für das verkoppelte Array gewählt werden müssen. Dies bedeutet, dass die Antennengewinne  $G_S^{akt}$  und  $G_E^{akt}$  aktive Antennengewinne sind. Die Richtcharakteristiken sind die Charakteristiken des verkoppelten Antennenarrays. Da die Richtcharakteristiken des verkoppelten Arrays und die aktiven Gewinne von den Lastimpedanzen abhängen, müssen alle Antennen im Array sowohl bei der Simulation als auch bei der Messung angepasst abgeschlossen werden, damit die Bedingung für Gleichung (3.54) erfüllt wird. Wird Eigenimpedanzanpassung<sup>7</sup> angenommen, so wird nur ein sehr kleiner Fehler bei den aktiven Antennengewinnen und Richtcharakteristiken in Kauf genommen. Erst bei deutlichen Fehlanpassungen bzw. bei Leerlaufen oder Kurzschluss der Antennen ändern sich die aktiven Antenneneigenschaften wesentlich.

## 3.6 Rauschen und Interferenz im Netzwerkmodell

Nach der Betrachtung der Signale auf dem Weg zwischen Sendeein- und Empfangseinheit werden jetzt das Rauschen und die Interferenz im Netzwerk-

---

<sup>7</sup>Eigenimpedanzanpassung bedeutet, dass die Eigenimpedanzen angepasst sind, die Kopplungsimpedanzen jedoch nicht, sondern sie laufen leer.

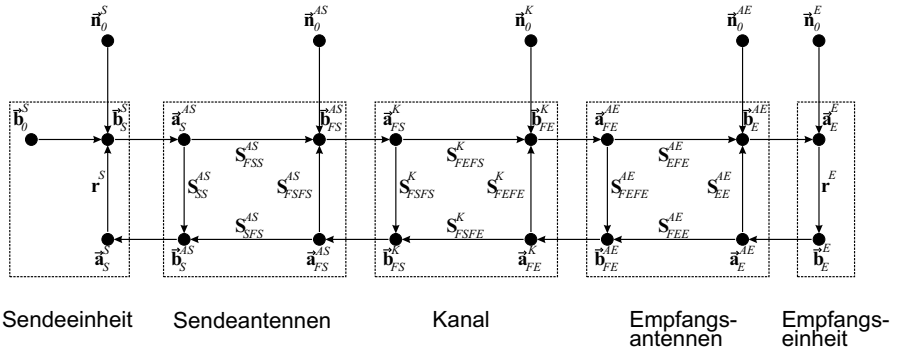


Bild 3.5: Stör- und Interferenzquellen im Netzwerk

modell behandelt. Hierzu wird jede Komponente des Netzwerkmodells im Signalfussdiagramm um einen Urleistungswellenvektor für ein Rausch- bzw. Interferenzsignal erweitert, siehe Abbildung 3.5.

Die Sende- und Empfangseinheit erzeugen vor allem durch die darin enthaltenen aktiven Bauelemente Rauschen. Die Rauschbeträge können als weißes Rauschen angenommen werden und sind jeweils unabhängig voneinander. Das Rauschen der Empfangseinheit geht direkt in das SNR am Empfänger ein und beeinflusst damit die Kapazität. Da das Rauschen des Senders wesentlich schwächer als die Sendesignale ist und einer starken Kanaldämpfung unterliegt, kann es vernachlässigt werden. Ähnliches gilt für das thermische Rauschen der Sende- und Empfangsantennen. Geht man von schmalbandigen Systemen aus, so sind diese Rauschbeiträge vernachlässigbar.

Nicht vernachlässigbar hingegen sind die Interferenzen im Kanal. Sie entstehen durch Störsignale, z.B. anderen Mobil- und Basisstationen in einem Mehrnutzer MIMO-System. Im MIMO-Kontext wird bei Interferenz von (räumlich) farbigem Rauschen gesprochen, da die Störsignale aus bestimmten Richtungen auf das Empfangsarray einfallen. Dementsprechend sind die Störsignale an den einzelnen Antennen voneinander abhängig. Sie unterscheiden sich bei kleinen Antennenabständen und identischen Antennen lediglich in der Phase.

Im Netzwerkmodell wird die Interferenz durch den Urleistungswellenvektor  $\vec{n}_0^K$  mit  $N$  Elementen modelliert, der eine Ersatzquelle mit der Reflexionsmatrix  $\mathbf{r}_{FE}^K$  speist. Dadurch ergibt sich eine Konfiguration des Netzwerkmodells die nur noch aus dem Kanal als Ersatzquelle, den Empfangsantennen und der Empfangseinheit besteht. Die mathematische Beschreibung erfolgt mittels der Gleichungen in Anhang A.3.2. Durch die Annahme eines unilateralen Kanals und der Rückwirkungsfreiheit des Kanals gilt  $\mathbf{r}_{FE}^K = \mathbf{0}$ . Die Empfangsantennen und Empfangseinheit bilden die nachfolgende Schaltung. Die Leistungswellen  $\vec{a}_{E,\vec{n}_0^K}^{AE}$  und  $\vec{b}_{E,\vec{n}_0^K}^{AE}$ , die auf Grund der Interferenz in die Empfangseinheit ein- und auslaufen, sind gegeben durch

$$\vec{a}_{E,\vec{n}_0^K}^{AE} = \mathbf{r}^E (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^{AE} \mathbf{r}^E)^{-1} \cdot \mathbf{S}_{EFE}^{AE} \vec{n}_0^K \quad (3.57)$$

$$\vec{b}_{E,\vec{n}_0^K}^{AE} = (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^{AE} \mathbf{r}^E)^{-1} \cdot \mathbf{S}_{EFE}^{AE} \vec{n}_0^K \quad (3.58)$$

Für die Berechnung des Störspannungsvektors  $\vec{U}_{E,\vec{n}_0^K}^{AE}$  an der Empfangseinheit werden die Leistungswellenvektoren aus den Gleichungen (3.57) und (3.58) addiert und es ergibt sich:

$$\vec{U}_{E,\vec{n}_0^K}^{AE} = \mathbf{Z}_{L,E}^{1/2} (\mathbf{E} + \mathbf{r}^E) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{EE}^{AE} \mathbf{r}^E)^{-1} \cdot \mathbf{S}_{EFE}^{AE} \vec{n}_0^K \quad (3.59)$$

Zusammen mit dem weißen Rauschen des Empfängers lassen sich so mit dem Störspannungsvektor  $\vec{U}_{E,\vec{n}_0^K}^{AE}$  die Störeinflüsse am Empfänger erfassen.

## 4 Analyse gekoppelter Dipole für Raumdiversität

Das im MIMO-Zusammenhang am häufigsten verwendete und diskutierte Antennenarray besteht aus parallelen  $\lambda/2$ -Dipolen bzw.  $\lambda/4$ -Monopolen zur Ausnutzung der räumlichen Diversität, siehe z.B. [FG98] und [JPvH03]. Dipole bzw. Monopole zeichnen sich durch eine im Azimut omnidirektionale Richtcharakteristik aus und werden deswegen häufig in kleinen, tragbaren Geräten eingesetzt. Bereits an diesen relativ einfachen Antennen lässt sich zeigen, wie Kopplungseffekte in einem Array das Systemverhalten beeinflussen und dass eine Betrachtung der einzelnen Antennen als voneinander unabhängige Strahler eine starke, die Realität nicht wiedergebende Vereinfachung ist.

Im Folgenden werden zunächst Antennenarrays, die aus zwei parallelen  $\lambda/2$ -Dipolen bestehen, diskutiert und deren elektromagnetische Eigenschaften erläutert. Danach wird gezeigt, wie diese Eigenschaften das Verhalten eines MIMO-Systems mit je zwei Dipolen am Sender- und Empfängerarray beeinflussen. Hierzu wird, wie für alle folgenden Antennenbetrachtungen, das in Kapitel 3 eingeführte Netzwerkmodell der Übertragungsstrecke eingesetzt. Anschließend wird der Einsatz von mehr als zwei parallelen Dipolen in kleinen Arrays diskutiert. Zur Verifikation der Simulationen folgt ein Vergleich der Simulationen mit Messungen in einem Indoor-Szenario. Abschließend werden aus der Betrachtung der Arrays mit parallelen Dipolen Schlussfolgerungen für den Einsatz von MIMO-Systemen in Kleingeräten gezogen.

### 4.1 Vergleichbarkeit der Ergebnisse

Für die folgenden Simulationen und Messungen in den Kapiteln 4 bis 7 wurden bestimmte Annahmen gemacht, um die Vergleichbarkeit der Ergebnisse der einzelnen Unterkapitel sicher zu stellen. Falls in den folgenden Kapiteln

nicht anders erwähnt, wurden die folgenden Annahmen getroffen und Bedingungen eingehalten:

- Alle Simulationen basieren auf dem im vorigen Kapitel vorgestellten Netzwerkmodell. Dabei wurde der Kanal mit den beiden Kanalmodellen für den Indoor- und Outdoor-Bereich modelliert, siehe Kapitel 2.3.3 und 2.3.4. Für die verschiedenen Simulationen wurden die Simulationsparameter der Kanalmodelle nicht verändert. Die Kanäle wurden auf eine konstante mittlere Dämpfung normiert wie in Kapitel 2.3.5 erläutert, damit die Übertragungsgewinne aller Simulationen vergleichbar sind.
- Auf beiden Seiten des Kanals wurde das gleiche Sende- und Empfangsarray eingesetzt, damit die MIMO-Systemeigenschaften eindeutig einem Arraytyp zugeordnet werden können.
- In den Diagrammen ist der Leistungskorrelationskoeffizient, siehe Kapitel 2.1.3, dargestellt. Mit dem Sende- bzw. Empfangskorrelationskoeffizient ist der maximale Leistungskorrelationskoeffizient zwischen allen Sendesignalen bzw. Empfangssignalen gemeint.
- Die Kapazitätsberechnungen basieren entweder auf einer konstanten Sendeleistung oder einem konstanten SNR am Empfänger, siehe Kapitel 2.3.5. Wird ein konstantes SNR angenommen, beträgt es 10 dB. Die konstante Sendeleistung ist so gewählt, dass ein SISO-System mit einem Sende- und einem Empfangsdipol (beide vertikal ausgerichtet) eine mittlere Ausfallkapazität von 3,5 bit/s/Hz erreicht.<sup>1</sup>
- Die Kapazitäten aller gemessenen Übertragungskanäle beziehen sich auf ein konstantes SNR am Empfänger von 10 dB. Alle Messungen wurden auf den im Anhang A.2 genannten Messrouten durchgeführt.

## 4.2 Zwei parallele Dipole

Am Beispiel eines Arrays bestehend aus zwei parallelen  $\lambda/2$ -Dipolen mit dem Abstand  $d$  sollen alle Kopplungseffekte, siehe Kapitel 2.2.2, und Ergebnisse

---

<sup>1</sup>Diese Werte sind so gewählt, dass ein Vergleich verschiedener Kapazitätswerte innerhalb dieser Arbeit und mit vielen Literaturstellen gezogen werden kann.



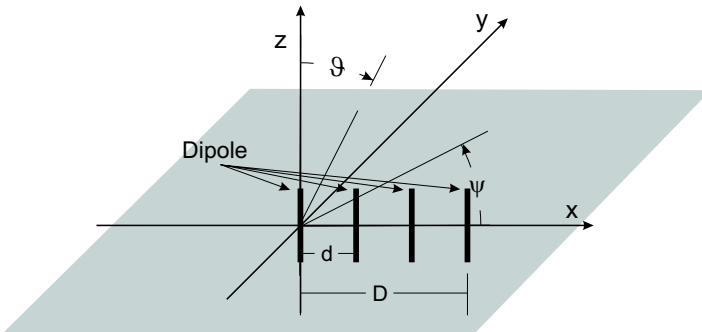


Bild 4.1: Anordnung der Dipole für räumliche Diversität

aus dem Netzwerkmodell, siehe Kapitel 3, gezeigt werden. Es wird davon ausgegangen, dass die Antennen in  $z$ -Richtung ausgerichtet und nebeneinander angeordnet sind, so wie die ersten beiden Dipole in Bild 4.1. Die Antennen wurden mit FEKO<sup>2</sup> [EMS03] durch  $0,94 \cdot \lambda/2$  lange Zylinderelemente mit einem Radius von  $1,5 \text{ mm}$  ( $= \lambda/100$  bei  $2 \text{ GHz}$ ) simuliert<sup>3</sup>. Für die korrekte Modellierung der Antennen ist es notwendig, die Speiseleitungstore der Antennen mit einer Last, d.h. Sende- und Empfangseinheit wie in Kapitel 3, abzuschließen. Im Folgenden werden die elektromagnetischen Kenngrößen zweier paralleler gekoppelter Dipole erörtert.

### 4.2.1 Richtcharakteristik, Antennengewinn und Kopplungsimpedanzen

Die Richtcharakteristik eines einzelnen in  $z$ -Richtung ausgerichteten Dipols ist im Azimut omnidirektional und in der Elevation durch eine  $\sin(\vartheta)$ -Funktion gegeben. Durch die Kopplungseffekte zwischen den Antennen verformt sich die Richtcharakteristik, so dass die Antennen nicht mehr omnidirektional strahlen. Bild 4.2 zeigt die Richtcharakteristiken im Azimut zweier Dipole für verschiedene Abstände  $d$  zum benachbarten Dipol. Dabei sind beide Antennen mit  $75 \Omega$  abgeschlossen. Die Kopplungsimpedanz zwischen den An-

<sup>2</sup>FEKO basiert auf der Momentenmethode und ist ein kommerziell erhältlicher Simulationscode für elektromagnetische Problemstellungen.

<sup>3</sup>Der Verkürzungsfaktor von  $0,94$  wurde durch Simulationen für optimale Anpassung bestimmt.

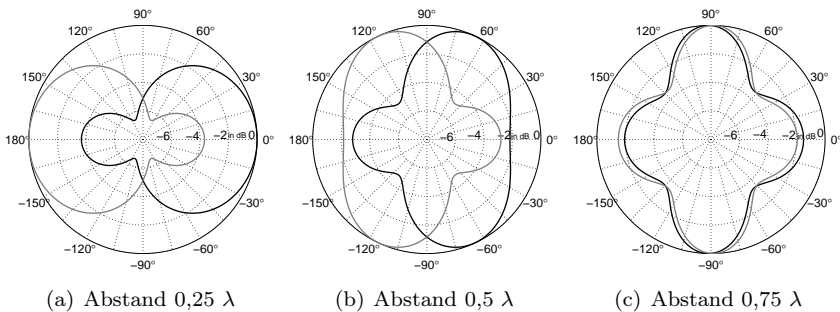


Bild 4.2: Richtcharakteristiken im Azimut von zwei gekoppelten Dipolen

tennen ist im Lastnetzwerk nicht angepasst, sondern läuft leer. Die Antennen fokussieren ihre Energie in eine bestimmte Richtung. Prinzipiell wirken die benachbarten Antennen als Direktoren und Reflektoren ähnlich wie bei einer Yagi-Uda-Antenne, siehe [YU26].

Diese Verformung der Richtcharakteristik wirkt sich auch auf den aktiven Antennengewinn aus, wie in Kapitel 3.1.2 beschrieben. Ein einzelner  $\lambda/2$ -Dipol hat einen Antennengewinn von 2,15 dBi. In einem Array mit zwei Antennen erhöht sich der aktive Antennengewinn bei kleiner werdendem Antennenabstand  $d$  zunächst. Bild 4.3 zeigt den Verlauf des aktiven Antennengewinns eines Dipols für verschiedene Abstände zum benachbarten Dipol. Dabei sind beide Antennen an  $75 \Omega$  angeschlossen und die Kopplungsimpedanz läuft leer. Bei kleinen Antennenabständen bricht der aktive Antennengewinn völlig ein, und die Antennen senden bzw. empfangen nur noch einen geringen Teil der in sie eingespeisten Energie, da die benachbarte Antenne einen Großteil der Energie absorbiert. Dieses Phänomen hängt stark von dem an die Antennen angeschlossenen Lastnetzwerk und den Kopplungsimpedanzen ab. In Bild 4.4 ist der Verlauf der Kopplungsimpedanz zwischen zwei Dipolen über dem Antennenabstand dargestellt. Nach [Kra88] kann die Kopplungsimpedanz  $Z_{ij}^A$  für unendlich dünne  $\lambda/2$ -Dipole analytisch berechnet werden. Sie ergibt sich aus

$$Z_{ij}^A = 30 \left( 2\text{Ei} \{ -j\beta d \} - \text{Ei} \left\{ -j\beta \left( \sqrt{d^2 + L^2} + L \right) \right\} - \text{Ei} \left\{ -j\beta \left( \sqrt{d^2 + L^2} - L \right) \right\} \right) \quad (4.1)$$

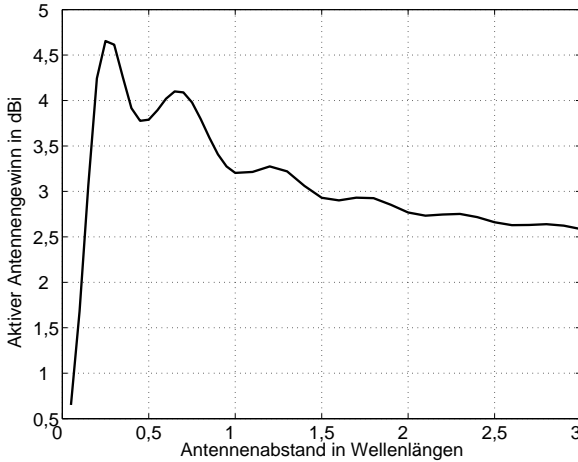


Bild 4.3: Aktiver Antennengewinn eines Dipols in einem Array, das aus zwei  $\lambda/2$ -Dipolen mit Abstand  $d$  besteht.

dabei gilt

$$\text{Ei}(\pm jy) = \int_0^y \frac{\sin \nu}{\nu} d\nu \pm \int_{-\infty}^y \frac{\cos \nu}{\nu} d\nu$$

und  $L = \lambda/2$ . Reale Dipole haben jedoch einen endlichen Radius, was ermöglicht, dass sich Ströme auch in  $\psi$ -Richtung und nicht nur in  $z$ -Richtung auf der Oberfläche ausbilden, siehe [Lud87]. Dies führt zu leicht anderen Kopplungsimpedanzen, wie in Bild 4.4 anhand der simulierten Dipole gezeigt. Da der Realteil der Kopplungsimpedanz zwischen den Antennen für immer kleiner werdende Antennenabstände steigt, steigen auch die Verluste durch die Kopplung. Das heißt, selbst bei idealer Leistungsanpassung bricht der Antennengewinn für kleine Antennenabstände auf Grund der Kopplung ein. Des Weiteren kommen bei nicht idealer Leistungsanpassung Verluste durch Fehlanpassung hinzu. Eine ideale Leistungsanpassung bedeutet, dass die Antennenimpedanzen  $Z^A$  und zwar sowohl die Kopplungs- als auch die Eigenimpedanzen konjugiert komplex an die Last  $Z_L$ , d.h. Sende- und Empfangseinheit, angepasst werden müssen. Dies bedeutet mathematisch  $\mathbf{Z}^A = \mathbf{Z}_L^\dagger$ . Es ist jedoch für die Praxis kaum möglich Speisernetzwerke aufzubauen, die

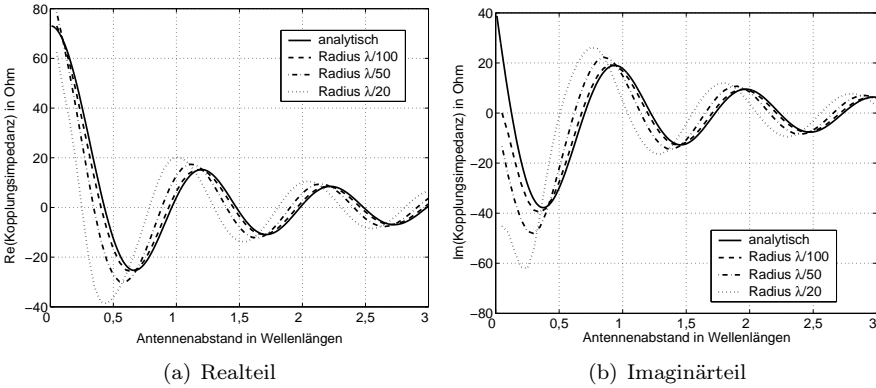


Bild 4.4: Kopplungsimpedanz zwischen zwei parallelen Dipolen

an die Kopplungsimpedanzen angepasst sind. Zudem tritt das Problem auf, dass sich die Kopplungsimpedanzen während des Gebrauchs eines tragbaren Kleingerätes durch den Einfluss des Benutzers ändern können, weil sich dieser z.B. bei Mobiltelefonen im Nahfeld des Antennenarrays befindet.

### 4.2.2 Korrelation

Wie in den vorigen Kapiteln erörtert, beeinflussen sowohl die Korrelation zwischen den Sende- bzw. Empfangssignalen als auch das SNR, d.h. die Leistungsmerkmale wie der mittlere effektive Gewinn, die Kapazität eines MIMO-Systems. Der Korrelationskoeffizient der zwei Signale, siehe Kapitel 2.1.3, an zwei im Azimut omnidirektionalen und vertikal polarisierten Antennen lässt sich für eine geringe Winkelspreizung in der Elevation nach [Jak74] beschreiben durch

$$\rho_{com} = \int_0^{2\pi} e^{2\pi d/\lambda \cos \psi} d\psi = J_0(2\pi d/\lambda) = J_0(kd) \quad (4.2)$$

Hierbei wird davon ausgegangen, dass sich das einfallende bzw. gesendete Wellenfeld gleichverteilt in alle Richtungen im Azimut ausbreitet. Der Korrelationskoeffizient zweier Signale über dem Antennenabstand lässt sich durch eine Besselfunktion 0ter Ordnung  $J_0(2\pi d/\lambda)$  beschreiben. Folglich tritt die erste Nullstelle bei 0,38 Wellenlängen Antennenabstand auf. Wird von einem

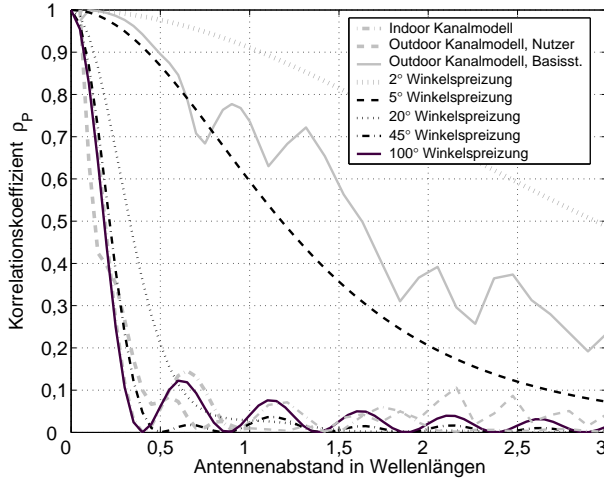


Bild 4.5: Leistungskorrelationskoeffizient für verschiedene Kanäle mit Laplace-verteilttem Leistungs-Azimumt-Spektrum und den pfadbasierten Modellen aus Kapitel 2.3

Welleneinfall ausgegangen, der gleichförmig aus allen Richtungen ist, d.h. omnidirektional in Elevation und Azimut, so ergibt sich für den Korrelationskoeffizienten  $\rho_{com} = \text{si}(kd)$ , siehe [VA03]. Die erste Nullstelle liegt dann bei einer halben Wellenlänge Antennenabstand.

Obwohl bei der Herleitung der Formel (4.2), wie bei der Extrapolation von SISO zu MIMO in Kapitel 2.3.2, davon ausgegangen wird, dass dieselben ebenen Wellen an allen Antennen einfallen bzw. gesendet werden, ist der Korrelationskoeffizient zwischen den Signalen schon für Antennenabstände von 0,38 Wellenlängen Null bzw. 0,5 Wellenlängen für einen gleichförmig auf alle Raumwinkel verteilten Welleneinfall. Dies ist darauf zurück zu führen, dass die ebenen Wellen vor der Superposition in der Antenne (Empfangsfall) unterschiedlich durch verschieden lange Laufzeiten zu den Antennen in der Phase verschoben sind, siehe Bild 2.5.

In der Realität ist der Welleneinfall auf einen bestimmten Winkelbereich begrenzt, wie in Kapitel 2.3 diskutiert. Für den komplexen Korrelationskoeffi-

zient mit omnidirektionalen Strahlern ergibt sich damit, siehe [Lee73],

$$\rho_{com} = \int_0^{2\pi} \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \psi\right) p(\psi) d\psi + \int_0^{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \psi\right) p(\psi) d\psi \quad (4.3)$$

$p_\psi$  ist dabei das Leistungs-Azimum-Spektrum. In Bild 4.5 sind die Korrelationskoeffizienten über dem Antennenabstand angegeben für verschiedene Winkelspreizungen  $\sigma$  eines Laplace-verteilten Leistungs-Azimum-Spektrums, siehe Gleichung (6.4). Je geringer die Winkelspreizung ist, desto höher werden die Korrelationskoeffizienten und desto größer müssen die Antennenabstände gewählt werden, um unkorrelierte Signale zu erhalten. Gleichung (4.3) kann nicht für beliebige Leistungs-Azimum-Spektren analytisch gelöst werden. In [PMF97] wird eine analytische Lösung angegeben, indem die Laplace-Funktion in eine Reihe entwickelt wird.

Im vorigen Abschnitt wurde gezeigt, dass  $\lambda/2$ -Dipole nicht omnidirektional strahlen, wenn Kopplungseffekte bei kleinen Antennenabständen auftreten. Dies hat einen positiven Effekt auf die Korrelationseigenschaften, da ein Patterndiversitätseffekt auftritt. Die Antennen gewichten auf Grund ihrer verschiedenen Richtcharakteristiken die einfallenden bzw. gesendeten Wellen je nach Richtung anders, was zu einer niedrigen Korrelation führt. In Bild 4.5 ist der Verlauf der Korrelation für zwei Dipole unter Berücksichtigung der Kopplungseffekte für das Indoor- und Outdoor-Kanalmodell, siehe Kapitel 2.3, gegeben. Obwohl das Indoor-Kanalmodell keinen über dem Azimumwinkel gleichverteilten Welleneinfall wiedergibt, sind die Signale an den Antennen bereits für kleine Antennenabstände von 0,5 Wellenlängen dekorreliert. Hier zeigt sich, dass der Patterndiversitätseffekt zu einer niedrigen Korrelation beiträgt. Beim Outdoorkanal ist die Korrelation auf der Seite des Nutzers eines tragbaren Kleingerätes und an der Basisstation angegeben. Da auf allen Seiten des Nutzers Streuer sind, ist die Winkelspreizung im Kanal ausreichend groß, um für Antennenabstände von 0,5 Wellenlängen unkorrelierte Signale zu erhalten. An der Basisstation dagegen fallen die Wellen aus einem begrenzten Winkelbereich ein, da sich keine Streuer in unmittelbarer Umgebung der Basisstation befinden. Hier sind Antennenabstände von mehr als drei Wellenlängen notwendig, um die Signale zu dekorrelieren.

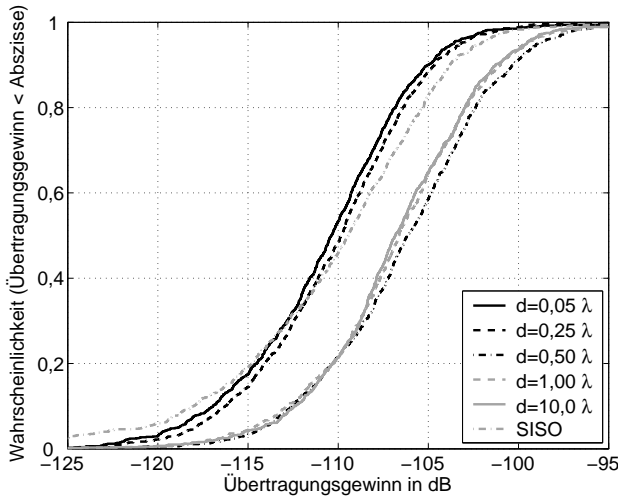


Bild 4.6: Übertragungsgewinn eines  $2 \times 2$  MIMO-Systems mit Dipolen

### 4.2.3 Leistungsmerkmale

Die in Abschnitt 4.2.1 beschriebenen Effekte der Verformung der Richtcharakteristik und der Änderung des aktiven Antennengewinns für kleine Antennenabstände beeinflussen die Leistungsbilanz der Übertragungsstrecke. Im Folgenden wird ein MIMO-System mit je zwei Sende- und zwei Empfangsantennen (jeweils  $\lambda/2$ -Dipole) betrachtet. Durch die Verwendung der identischen Arrays, d.h. Arrays mit gleichem Antennenabstand, am Sender und am Empfänger wird der Einfluss der Antennenarrays besonders deutlich. Bild 4.6 zeigt die kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilungen des Übertragungsgewinns, siehe Gleichung (3.49), des MIMO-Systems für verschiedene Antennenabstände. Dabei wurde von Eigenimpedanzanpassung und dem Indoor-Kanalmodell ausgegangen. Der Übertragungsgewinn ändert sich je nach Antennenabstand. Dabei ist auch für kleine Antennenabstände kein linearer Zusammenhang zwischen Antennenabstand und Übertragungsgewinn zu erkennen. Dies spiegelt den komplexen Zusammenhang zwischen Antennengewinn, Richtcharakteristik, Kopplung, Kanal und Anpassung der Antennen wider. Für sehr kleine Antennenabstände sinkt der Übertragungsgewinn, was auf den Einbruch des Antennengewinns in diesem Bereich zurück zu führen ist. Des

Tabelle 4.1: Mittlerer effektiver Gewinn der Dipole und mittlerer effektiver Array Gewinn der Dipolarrays in dBd

Kanalmodell	Antennenabstand $d$	MEG	MEAG
Indoor	0,01 $\lambda$	-4,7	-1,7
	0,25 $\lambda$	-4,15	-1,15
	0,5 $\lambda$	-1,15	1,85
	1 $\lambda$	-0,9	2,1
	10 $\lambda$	-0,5	2,5
Outdoor	0,01 $\lambda$	-4,6	-1,6
	0,25 $\lambda$	-3,2	-0,2
	0,5 $\lambda$	-1,7	1,3
	1 $\lambda$	-0,4	2,6
	10 $\lambda$	-0,2	2,8

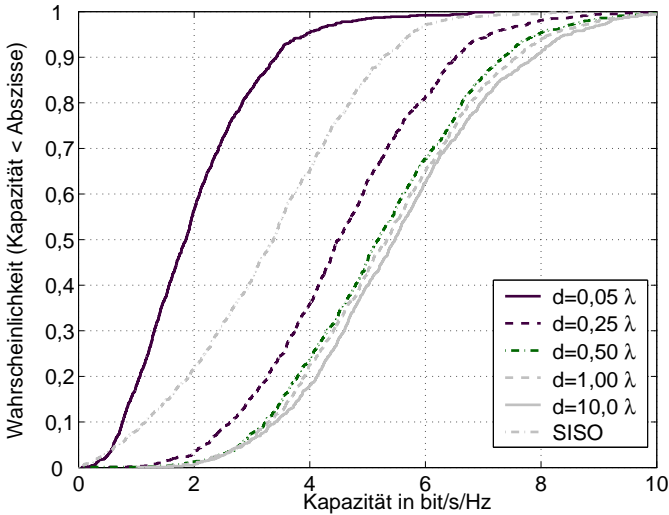
Weiteren ist die kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung für den SISO-Fall mit je einem  $\lambda/2$ -Dipol auf beiden Seiten des Kanals in Bild 4.6 dargestellt. An der geringeren Steigung der SISO-Kurve im Vergleich zur MIMO-Kurve ist zu erkennen, dass das SISO-System keine Diversität ausnutzt.

Tabelle 4.1 gibt den mittleren effektiven Gewinn der Dipole und den mittleren effektiven Array Gewinn des Dipolarrays für Eigenimpedanzanpassung an, siehe Kapitel 3.4.2. Die Werte beziehen sich dabei auf das Indoor- und Outdoor-Kanalmodell und einen Dipol als Sende- und Referenzantenne. Diese beiden Kennwerte werden für kleine Antennenabstände niedrig.

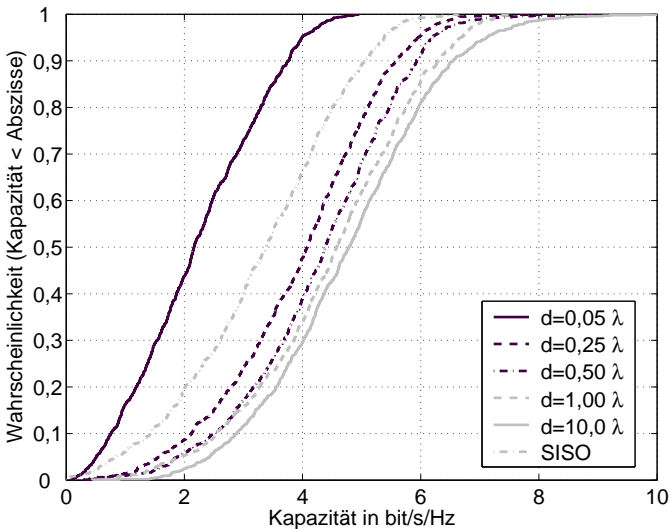
#### 4.2.4 Kapazität

Die Kapazität eines MIMO-Systems, wie sie in Kapitel 2.1.2 eingeführt wurde, ist das entscheidende Maß für die Leistungsfähigkeit eines MIMO-Systems. In Bild 4.7 ist der Verlauf der kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilung der Kapazität eines MIMO-Systems mit zwei  $\lambda/2$ -Dipolen auf beiden Seiten des





(a) Indoor-Kanalmodell



(b) Outdoor-Kanalmodell

Bild 4.7: Kumulative Kapazitätsverteilungen für verschiedene Antennenabstände von  $2 \times 2$  MIMO-Systemen bei einer konstanten Sendeleistung.

Kanals angegeben. Dabei wurde von Eigenimpedanzanpassung<sup>4</sup> ausgegangen und keine Kanalkennntnis am Sender vorausgesetzt, so dass die Sendeleistung gleichmäßig auf alle Sendeantennen verteilt wird. Die Sendeleistung wurde so gewählt, dass ein SISO-System im gleichen Kanal mit je einem Dipol am Sender und Empfänger, eine 50% Ausfallkapazität von 3,5 bit/s/Hz erreicht. Deutlich zu erkennen ist in beiden Fällen, dass Antennenabstände kleiner als 0,5 Wellenlängen zu einer deutlich reduzierten Kapazität führen, weil sowohl die Korrelation der Signale hoch ist als auch die Leistungsparameter, wie der mittlere effektive Array Gewinn, schlechter werden. Insbesondere für das Outdoor Kanalmodell kann durch Antennenabstände größer als 0,5 Wellenlängen die Kapazität noch erhöht werden. Des Weiteren sind die Kapazitäten, die für einen gewissen Antennenabstand erreicht werden, im Indoor-Fall größer als im Outdoor-Fall. Dies liegt an der größeren Winkelspreizung des Indoor Kanalmodells.

Die in Bild 4.7 dargestellten Kapazitätsverteilungen für SISO-Systeme beziehen sich auf ein System mit jeweils einem  $\lambda/2$ -Dipol auf der Sende- und einem auf der Empfangsseite. Da die SISO- und MIMO-Kurven in verschiedenen Kapazitätsbereichen verlaufen, können die Steigungen der Kurven für die Betrachtung des Diversitätseffekts nicht direkt miteinander verglichen werden. Der Diversitätseffekt ist jedoch deutlich in Bild 4.6 beim Übertragungsgewinn zu sehen.

Bild 4.10 zeigt den Kapazitätsverlauf für Kanalmatrizen, die mit der Frobenius-Norm normiert wurden. Hier liegen die Kurven für die einzelnen Antennenabstände wesentlich näher zusammen, da der Übertragungsgewinn keinen Einfluss hat.

### 4.3 Mehrere parallele Dipole

Im Folgenden werden Anordnungen mit drei und vier parallelen  $\lambda/2$ -Dipolen betrachtet, wie in Bild 4.1 gezeigt. Dabei sei  $d$  der Abstand benachbarter Dipole und  $D$  der Abstand der beiden äußeren Dipole. Die Antennen sind linear und äquidistant angeordnet. Bild 4.8 zeigt mit der grau hinterlegten Fläche

---

<sup>4</sup>Theoretische Untersuchungen in [VA87] und [WJ02b] zeigen, dass mit idealer Leistungsanpassung höhere Kapazitäten für kleine Antennenabstände als mit Eigenimpedanzanpassung erreicht werden. Allerdings ist dies nicht praktikabel, siehe Abschnitt 4.2.1.

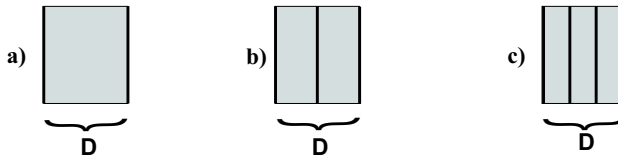


Bild 4.8: Anordnung paralleler Dipole und Definition der Arraygröße

die Größe der im Folgenden verwendeten Antennenarrays. Wie im vorigen Kapitel wurden die Antennen mit FEKO [EMS03] simuliert und das Netzwerkmodell aus Kapitel 3 für die Analyse der MIMO-Systeme verwendet. Bei den folgenden Simulationen werden wie zuvor MIMO-Systeme mit gleichem Sende- und Empfangsarray betrachtet.

### 4.3.1 Leistungsmerkmale

Auf Grund der geometrischen Anordnung der Dipole sind die beiden äußeren Dipole weniger stark mit den anderen Dipolen verkoppelt als die Dipole in der Mitte des Arrays. Dies spiegelt sich auch bei den Leistungsmerkmalen wider. Für Antennenabstände kleiner als  $0,5$  Wellenlängen empfängt der mittlere Dipol bei den Arrays aus drei parallelen Dipolen weniger Leistung als die äußeren (bei  $d = 0,05\lambda$   $7\text{dB}$  weniger; bei  $d = 0,25\lambda$   $0,5\text{ dB}$  weniger). Für Abstände größer als  $d = 0,5\lambda$  ist die Differenz vernachlässigbar. Tabelle 4.2 gibt den mittleren effektiven Array Gewinn für verschiedene Antennenabstände  $d$  wieder.

### 4.3.2 Kapazität

In Bild 4.9 ist die 10% Ausfallkapazität über der Arraygröße für Eigenimpedanzanpassung, das Indoor-Kanalmodell und eine konstante Sendeleistung dargestellt. Die Arraygröße ergibt sich dabei aus  $\lambda/2 \cdot D$ . Die Darstellung mit der Arraygröße auf der Abszisse im Diagramm erlaubt einen Vergleich der Kapazität verschiedener Arrays mit unterschiedlicher Anzahl von Antennen für eine gegebene Arraygröße. Wie in den vorigen Abschnitten gezeigt, sinkt der mittlere effektive Array Gewinn mit kleiner werdenden Antennenabständen, so dass auch der Übertragungsgewinn des MIMO-Systems sinkt. Dies hat zur Folge, dass eine geringere Zahl von Antennen zu einer höheren Kapazität führt, wenn nur wenig Platz für die Antennen zur Verfügung steht, wie

Tabelle 4.2: Mittlerer effektiver Array Gewinn der Dipolarrays in dBd

Kanalmodell	Antennenabstand $d$	MEAG 3 Dipole	MEAG 4 Dipole
Indoor	0,05 $\lambda$	0,5	-1,9
	0,25 $\lambda$	3,0	4,0
	0,5 $\lambda$	3,6	5,7
	1 $\lambda$	4	6,0
	10 $\lambda$	4,6	6,0
Outdoor	0,05 $\lambda$	-0,6	-1,7
	0,25 $\lambda$	3,9	3,6
	0,5 $\lambda$	4,7	4,5
	1 $\lambda$	4,7	5,6
	10 $\lambda$	4,6	6,0

in Bild 4.9 zu erkennen ist. Wird allerdings von einem konstanten SNR am Empfänger ausgegangen, so ist ein MIMO-System mit einer größeren Anzahl von Antennen immer besser als eines mit einer geringeren Anzahl von Antennen, da die Leistungsbilanz keinen Einfluss hat.

Beim Vergleich in Bild 4.9 zwischen optimaler (Waterfilling) und gleichmäßiger Sendeleistungsverteilung auf die Sendeantennen wird deutlich, dass der relative Unterschied zwischen beiden für kleine Antennenabstände größer wird. Dies hat zwei Gründe. Zum einen sinkt das SNR bei Annahme einer konstanten Sendeleistung auf Grund der Kopplungseffekte für kleine Antennenabstände. Bei kleinem SNR ist der Unterschied zwischen gleichmäßiger und optimaler Sendeleistungsverteilung größer, wie bereits in Bild 2.4 gezeigt. Zum Anderen sind die Signale für kleine Antennenabstände stärker korreliert, so dass der stärkste Subkanal die anderen immer stärker dominiert. Dies kann durch eine optimale Sendeleistungsverteilung (Waterfilling) ausgenutzt werden, indem dem stärksten Subkanal die gesamte Sendeleistung zugewiesen wird, siehe Kapitel 2.1.2 und 2.1.3.

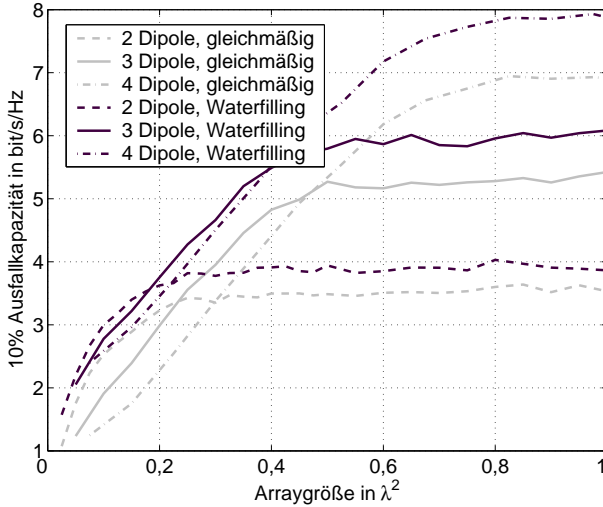


Bild 4.9: Kapazität von MIMO-Systemen mit einer konstanten Sendeleistung für unterschiedlich großen Platzbedarf für die Arrays aus  $\lambda/2$ -Dipolen mit optimaler und gleichmäßiger Verteilung der Sendeleistung.

## 4.4 Messungen mit parallelen Dipolen

Zur Verifikation der Simulationsergebnisse wurden Messungen mit Arrays, die aus parallelen  $\lambda/2$ -Dipolen bestehen, durchgeführt. Wie bei den Simulationen wurde jeweils auf beiden Seiten des Kanals das gleiche Array verwendet. Für Antennenarrays mit zwei Dipolen wurden Antennenabstände von  $\lambda/2$  und  $\lambda/4$  realisiert, sowie Antennenarrays mit drei Dipolen mit einem Antennenabstand von  $\lambda/4$ . Die Antennen wurden auf Duroid 5880<sup>®</sup> mit der Dicke 1,57 mm geätzt und mit einem angepassten Balun gespeist. Mit allen Arrays wurden Messungen auf der LOS Messroute R\_NLOS und den NLOS Messrouten R\_NLOS\_1 und R\_NLOS\_2, siehe Anhang A.2, durchgeführt. Die Messungen auf den Messrouten R\_NLOS\_1 und R\_NLOS\_2 wurden zusammen ausgewertet und eignen sich für einen Vergleich mit den Simulationen mit dem Indoor Kanalmodell.

### 4.4.1 Leistungsmerkmale

Bei den Antennenarrays mit drei Antennen und  $\lambda/4$  Antennenabstand ist die mittlere Empfangsleistung und damit auch der mittlere effektive Gewinn der mittleren Antenne im R\_LOS Szenario 3,6 dB niedriger als die der äußeren Antennen. In den NLOS Szenarien ist dieser Pegel 1,2 dB niedriger als der der äußeren Antennen. Der gemessene Unterschied der beiden äußeren Antennen liegt bei 0,3 dB in beiden Szenarien. Dies ist auf Ungleichheiten in der Speisung bzw. Speiseleitung der Antennen im Versuchsaufbau zurückzuführen. Bei den Arrays mit zwei Antennen ist der Unterschied der mittleren Empfangsleistung ebenfalls 0,3 dB. Der gemessene mittlere effektive Array Gewinn der Arrays mit zwei Dipolen beträgt 2 dBd für einen Antennenabstand von  $d = 0,5\lambda$  und -1 dBd für  $d = 0,25\lambda$ . Bei drei Antennen und  $d = 0,25\lambda$  ist der mittlere effektive Array Gewinn 2,5 dBd.<sup>5</sup>

### 4.4.2 Kapazität

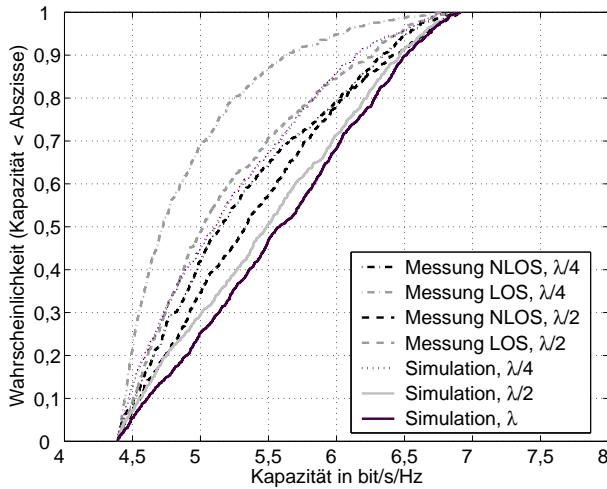
Bild 4.10 zeigt die kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilungen der Kapazitäten, wie sie in den beiden Szenarien gemessen wurden. Um den Einfluss der Korrelation deutlich zu machen, wurden die Kanalmatrizen mit der Frobenius-Norm normiert und ein mittleres SNR von 10 dB am Empfänger angenommen. Zum Vergleich sind die mit dem Indoor-Kanalmodell und dem Netzwerkmodell simulierten Kapazitätsverläufe dargestellt. Die Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation ist gut. Eine noch bessere Übereinstimmung der Messergebnisse mit den Simulationen ist nicht zu erwarten, da zwar 300 Messungen durchgeführt wurden, diese Anzahl aber noch immer relativ gering für einen Vergleich der Statistiken aus Messung und Simulation ist. Des Weiteren entstehen geringe Messfehler durch die parasitäre Strahlung der Speisernetzwerke und Kabel der Antennen.

## 4.5 Schlussfolgerung

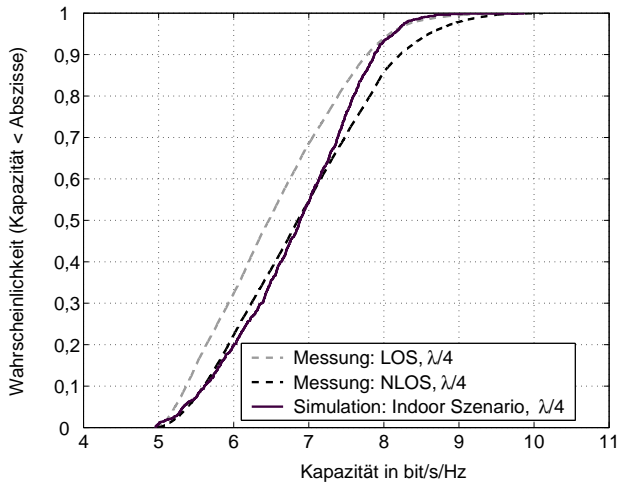
Aus der Betrachtung und Analyse paralleler Dipole mit dem Netzwerkmodell und den damit zur Verfügung gestellten Kenngrößen ist es möglich, einige

---

<sup>5</sup>Ein Vergleich der absoluten gemessenen Pegel mit denen des Kanalmodells macht keinen Sinn, da im Kanalmodell kein fester geometrischer Weg für die Antennen vorgegeben werden kann. Deswegen werden lediglich relative Größen wie der mittlere effektive Gewinn und der mittlere effektive Array Gewinn verglichen.



(a) Zwei parallel Dipole



(b) Drei parallele Dipole

Bild 4.10: Kumulative Kapazitätsverteilungen für verschiedene Antennenabstände für ein konstantes SNR am Empfänger von 10 dB. Die Messungen auf den NLOS-Messrouten eignen sich für einen Vergleich mit den Simulationen.

Schlussfolgerungen für die Integration von Antennen in tragbare Kleingeräte zu ziehen:

- Für die Ausnutzung von räumlicher Diversität sind Antennenabstände von mindestens  $0,4$  Wellenlängen notwendig.
- Werden zu viele Antennen auf kleiner Fläche angeordnet, so kann der Übertragungsgewinn des MIMO-Systems derart verringert werden, dass die maximale Kapazität für mehr Antennen geringer ist als für wenige Antennen.
- Auf Grund der Kopplungseffekte wird der Übertragungsgewinn eines MIMO-Systems bzw. die Leistungsbilanz der Antennenarrays entscheidend durch die Antennen und das daran angeschlossene Lastnetzwerk beeinflusst.



# 5 Polarisations- und Patterndiversität in MIMO-Systemen

In tragbaren Kleingeräten ist selten genügend Platz vorhanden, um die Antennen mit mindestens 0,4 Wellenlängen Abstand zur Ausnutzung der räumlichen Diversität anzuordnen. Kleinere Antennenabstände führen zu einer hohen Korrelation und einem niedrigen mittleren effektiven Array Gewinn, wie im vorherigen Kapitel gezeigt. Einen Ausweg bietet hier der Einsatz anderer klassischer Diversitätsarten wie Polarisations- und Patterndiversität<sup>1</sup> auf beiden Seiten des Kanals. Der Einsatz dieser Diversitäten für MIMO-Systeme wird im Folgenden diskutiert. Hierbei zeigt sich wieder, dass eine alleinige Betrachtung der Korrelationseigenschaften nicht ausreicht, um die Leistungsfähigkeit der Antennenarrays zu beurteilen. Die Leistungsbilanz der gesamten Übertragungsstrecke muss berücksichtigt werden, was durch das Netzwerkmodell aus Kapitel 3 ermöglicht wird.

Im Abschnitt 5.1 wird auf den Einsatz von Polarisationsdiversität eingegangen. Patterndiversität wird in Abschnitt 5.2 diskutiert. Die Kombination von räumlicher Diversität mit Polarisations- und Patterndiversität führt zu sehr leistungsfähigen und kompakten Arrays für MIMO-Systeme, was in Abschnitt 5.3 gezeigt wird. Abschließend werden einige Schlussfolgerungen für den Einsatz der verschiedenen Diversitäten in MIMO-Systemen in tragbaren Kleingeräten gezogen.

## 5.1 Polarisationsdiversität

Der Grundgedanke für den Einsatz von Polarisationsdiversität in MIMO-Systemen ist, dass die Übertragungsfunktionen für verschiedene orthogonale

---

<sup>1</sup>Unter Patterndiversität wird hier verstanden, dass die Beträge oder Phasenverläufe der Richtcharakteristiken zweier Antennen verschieden sind bzw. gleiche Antennen verschiedene Orientierungen und damit Hauptstrahlrichtungen haben.

Polarisationen weitestgehend unabhängig voneinander sind, siehe [FJ94] und [WSW02]. Durch ein Antennenarray können prinzipiell maximal drei verschiedene orthogonale Polarisationen angeregt werden. Hierzu sind dreidimensionale Antennenanordnungen nötig. Da die meisten tragbaren Kleingeräte jedoch nur eine geringe Bautiefe haben, werden im Folgenden nur zweidimensionale Antennenanordnungen betrachtet.

Polarisationsdiversität auf beiden Seiten des Kanals wird schon lange, z.B. im Richtfunk ausgenutzt, wenn zwei Übertragungstrecken parallel z.B. in horizontaler und vertikaler Polarisation genutzt werden. Hierbei muss allerdings beachtet werden, dass eine Richtfunkstrecke i.d.R. auf der Line-of-Sight Komponente des Kanals basiert und die Antennen eine feste, nicht veränderbare Ausrichtung haben. In einem Mehrwegfunkkanal tritt Kreuzpolarisationskopplung auf. Dies bedeutet, dass am Sender orthogonale Polarisationen am Empfänger nicht mehr unabhängig voneinander sind. Ein Teil der mit einer Polarisation abgestrahlten Energie koppelt im Kanal in die andere Polarisation über. Dieses Phänomen wird im folgenden Abschnitt untersucht. Des Weiteren kann beim mobilen Einsatz der Kommunikationsgeräte nicht von einer starren Ausrichtung der Endgeräte bzw. deren Antennen ausgegangen werden, vielmehr ist die Orientierung der Geräte zufällig, so dass die Antennen beispielsweise nicht auf horizontale oder vertikale Polarisation ausgerichtet sind.

Der Einsatz von Polarisationsdiversität in MIMO-Systemen wurde, soweit dem Autor dieser Arbeit bekannt, erstmals von [Sva02b] vorgeschlagen<sup>2</sup>. In [DK02], [WSW02] und [WKS03a] werden weitere Arbeiten zu diesem Thema vorgestellt. Trotz der Problematik der Kanalmodellierung mittels des Kronecker-Produkts in diesen Veröffentlichungen, siehe Kapitel 2.3, sind hier erste wichtige Ergebnisse aufgeführt. Kopplungseffekte zwischen orthogonal ausgerichteten Antennen müssen berücksichtigt werden, da sonst die Kapazität überschätzt wird. Des Weiteren wird gezeigt, dass der Übertragungsgewinn von MIMO-Systemen, die auf Polarisationsdiversität beruhen, niedriger ist, als bei Ausnutzung rein räumlicher Diversität und optimaler (im Sinne von Polarisationsanpassung) Ausrichtung der Antennen, siehe auch Abschnitt

---

<sup>2</sup>In [AMdC01] wurde bereits ein Jahr früher erklärt, dass mit sechs unabhängigen Feldkomponenten, d.h. drei orthogonalen Polarisationen jeweils des elektrischen und magnetischen Feldes, MIMO möglich sei. Es wird nicht erklärt, wie sechs unabhängige Feldkomponenten angeregt werden sollen.

5.1.2. In [DLH02] werden erste Arbeiten zu Polarisationsdiversität beschrieben, die auf Ray-Tracing Simulationen des Kanals beruhen. Die Grundaussage dieser Veröffentlichung ist, dass das Verhalten von MIMO-Systemen, die auf Polarisationsdiversität beruhen, stark von den Ausbreitungsbedingungen im Kanal abhängt.

Aus diesem Grund wird im folgenden Abschnitt auf den Einfluss verschiedener Kanalparameter auf Polarisationsdiversität für MIMO-Systeme eingegangen. Danach werden in Abschnitt 5.1.2 verschiedene Anordnungen von  $\lambda/2$ -Dipolen mittels des Netzwerkmodells zur Systembeschreibung analysiert und diskutiert.

### 5.1.1 Einfluss der Kanalparameter

Die Kapazität von MIMO-Systemen, die auf räumlicher Diversität beruhen, ist abhängig von der Winkelspreizung im Kanal. Für kleine Winkelspreizungen werden große Antennenabstände benötigt, um unkorrelierte Signale an den Antennen zu empfangen, wie in Kapitel 4.2.2 gezeigt. MIMO-Systeme, die auf Polarisationsdiversität beruhen, sind dagegen nicht abhängig von der Winkelspreizung. Der räumliche Effekt, dass die selben ebenen Wellen an allen Antennen einfallen bzw. gesendet werden, aber für jede Antenne eines Arrays phasenverschoben sind, spielt bei Polarisationsdiversität keine Rolle. Polarisationsdiversität basiert auf der Unabhängigkeit ebener Wellen mit orthogonalen Polarisationen. Mit anderen Worten, bei der Ausnutzung von Polarisationsdiversität werden verschiedene ebene Wellen für verschiedene Polarisationen empfangen bzw. gesendet. Die Unabhängigkeit von der Winkelspreizung des Kanals ist ein großer Vorteil, da die MIMO-Systeme dadurch robuster gegen Änderungen der räumlichen Eigenschaften des Kanals werden.

Die Unabhängigkeit ebener Wellen mit orthogonaler Polarisation ist in realen Mehrwegfunkkanälen aber nur begrenzt gegeben. Durch Reflexion, Streuung, Beugung und Transmission kann die Polarisation ebener Wellen gedreht werden, wodurch Kreuzpolarisationskopplung im Kanal auftritt. Die Kreuzpolarisationskopplung  $X_{ji}$  zwischen den orthogonalen Polarisationsrichtungen  $i$  und  $j$  kann mathematisch beschrieben werden durch das Verhältnis der

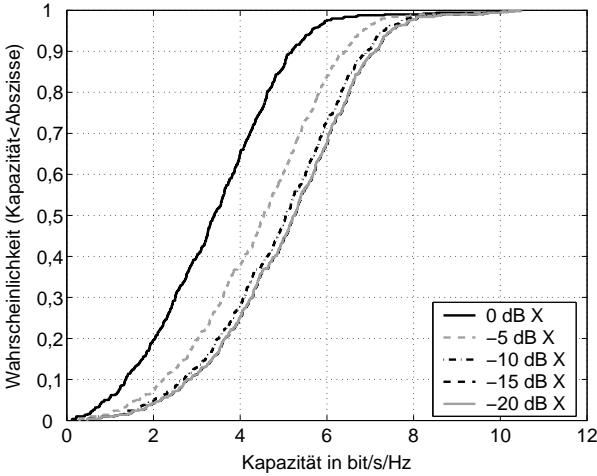


Bild 5.1: Kumulative Kapazitätsverteilung eines  $2 \times 2$  MIMO-System, das auf Polarisationsdiversität beruht, für verschiedene Werte der Kreuzpolarisationskopplung  $X$ .

Leistung  $P_{ji}$ , die die Polarisation im Kanal dreht, zur Leistung  $P_{ii}$ , die die Polarisation beibehält.

$$X_{ji} = \frac{P_{ji}}{P_{ii}} \tag{5.1}$$

Im Allgemeinen wird davon ausgegangen, dass gilt  $X_{ij} = X_{ji}$ . Die Kreuzpolarisationskopplung ist stark vom jeweiligen Ausbreitungsszenario abhängig. Messungen in [LY72, BA86, CMA<sup>+</sup>86, Vau00] ergeben Werte von 0 bis -14 dB für den Indoor-Bereich und -4 bis -18 dB für den Outdoor-Bereich (Mikrozellular). Je stärker der Line-of-Sight Pfad die Mehrwegepfade des Kanals dominiert, desto geringer wird tendenziell die Kreuzpolarisationskopplung.

Bild 5.1 zeigt den Einfluss der Kreuzpolarisationskopplung auf die Kapazität eines MIMO-Systems, das sowohl zwei orthogonale  $\lambda/2$ -Dipole am Sender mit horizontaler und vertikaler Polarisation als auch zwei orthogonale Dipole am Empfänger hat. Die Kanalmatrix für solch ein System hat folgenden Aufbau,

wobei die Indizes  $h$  und  $v$  für horizontale und vertikale Polarisation stehen.

$$\begin{pmatrix} y_h \\ y_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{hh} & h_{hv} \\ h_{vh} & h_{vv} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_h \\ s_v \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

Für den Kanal wurde das Indoor-Kanalmodell verwendet und die Kreuzpolarisationskopplung entsprechend geändert. Die Sendeleistung wurde für die Simulationen konstant gehalten und gleichmäßig auf beide Sendeantennen verteilt. Deutlich zu erkennen ist, dass die Kapazität für steigende Kreuzpolarisationskopplung sinkt. Ist die Kreuzpolarisationskopplung gering, so ähnelt die Kanalmatrix einer Diagonalmatrix, weil die kreuzpolaren Übertragungskoeffizienten gering sind im Vergleich zu den copolaren, was zu hohen Kapazitäten führt. Bei starker Kreuzpolarisationskopplung jedoch sind alle Übertragungskoeffizienten ähnlich groß. Die Kanalkoeffizienten der Kreuzpolarisation sind korreliert mit den Koeffizienten der Copolarisation, was zu niedrigen Kapazitäten führt. Bei einer Kreuzpolarisationskopplung von -20 dB ist der Leistungskorrelationskoeffizient für das Indoor-Kanalmodell zwischen Signalen mit orthogonaler Polarisation kleiner 0,1. Steigt die Kreuzpolarisationskopplung auf 0 dB, so ergibt sich ein Leistungskorrelationskoeffizient von 0,2. Werte kleiner als 0,2 wurden für die Bewertung klassischer Polarisationsdiversität auch messtechnisch ermittelt, siehe [LY72, KTS84, ETO93, Vau00]. Die Orientierung der Arrays mit orthogonalen Dipolen zueinander hat keinen Einfluss auf die Kapazität, weil aus der Kenntnis zweier beliebiger orthogonaler Polarisationen immer durch eine Koordinatentransformation auf zwei andere orthogonale Polarisationen geschlossen werden kann.

### 5.1.2 Vergleich der Kapazität und des Übertragungsgewinns mit MIMO-Systemen für räumliche Diversität

Wie erwähnt kann die Unabhängigkeit orthogonaler Polarisationen für kleine Antennenarrays für MIMO-Systeme ausgenutzt werden, da die Signale mit unterschiedlichen Polarisationen unkorreliert sind. Ein Vergleich der Kapazität eines MIMO-Systems mit je zwei orthogonalen  $\lambda/2$ -Dipolen am Sender und Empfänger mit einem System mit je zwei parallelen Dipolen zeigt jedoch, dass die maximal erreichbare Kapazität für die parallelen Dipole größer ist, wenn für den Vergleich von einer konstanten Sendeleistung ausgegangen wird. Dies ist auf den Übertragungsgewinn zurückzuführen. Da in der Kanalmatrix,

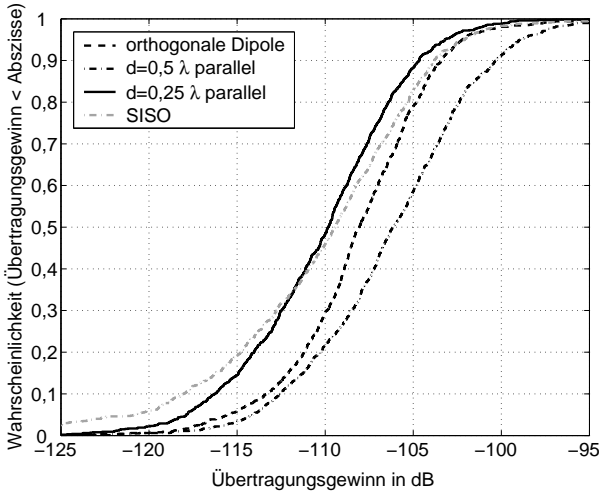


Bild 5.2: Vergleich des Übertragungsgewinns von  $2 \times 2$  MIMO-Systemen mit parallelen und orthogonalen  $\lambda/2$ -Dipolen

wie mit Gleichung (5.2) gezeigt, die Hälfte der Übertragungskoeffizienten die Übertragung der Kreuzpolarisation beschreiben, ist der Übertragungsgewinn für MIMO-Systeme mit Polarisationsdiversität geringer als bei Ausnutzung rein räumlicher Diversität. Bei diesem Vergleich ist eine optimale Ausrichtung bzw. Orientierung der Arrays für die Ausnutzung der räumlichen Diversität vorausgesetzt, so dass keine Polarisationsfehlانpassung auftritt. Ein von der Orientierung der Antennenarrays stark abhängiger Übertragungsgewinn kann bei MIMO-Systemen, die auf Polarisationsdiversität basieren, nicht auftreten. Dies ist für viele Anwendungen mit mobilen Geräten ein großer Vorteil. Des Weiteren wurde für den Vergleich ein Antennenabstand der parallelen Dipole von mehr als einer halben Wellenlänge vorausgesetzt, so dass nahezu keine Reduktion des Übertragungsgewinns durch Kopplungseffekte auftritt. Bild 5.2 zeigt den Übertragungsgewinn beider Arten von MIMO-Systemen für das Indoor-Kanalmodell, wobei die Sendeleistung gleichmäßig auf die Sendeantennen verteilt wird. Der Abstand  $d = 0,25$  Wellenlängen der parallelen Dipole zur Ausnutzung der räumlichen Diversität wurde dabei derart gewählt, dass die geometrische Größe des Arrays gleich der eines Arrays mit zwei orthogona-

len Dipolen ist. Es zeigt sich, dass ein auf Polarisationsdiversität basierendes MIMO-System eine höhere Kapazität erreicht als ein System basierend auf räumlicher Diversität, wenn die gleiche Arraygröße angenommen wird. Dies zeigt, dass Polarisationsdiversität insbesondere dann eingesetzt werden sollte, wenn wenig Platz für das Antennenarray zur Verfügung steht.

## 5.2 Patterndiversität

Unter Patterndiversität wird in dieser Arbeit verstanden, dass Antennen verschiedene Richtcharakteristiken haben, ihre Hauptstrahlrichtungen verschieden sind oder die Phasenverläufe der komplexen Richtcharakteristiken sich unterscheiden. Es ist offensichtlich, dass Antennen, deren Richtcharakteristiken sich nicht oder nur geringfügig räumlich überlappen, eine geringe Korrelation zwischen den Sende- oder Empfangssignalen aufweisen. Auf der anderen Seite wird aber die Anzahl der Freiheitsgrade für die Signalverarbeitung in die Raumrichtungen eingeschränkt, in die nur eine begrenzte Zahl von Antennen strahlen. Beispielsweise ist die Ausblendung von Störern (räumlich farbiger Interferenz) im MIMO-System nicht mehr möglich, wenn das Kommunikationssignal und der Störer von nur einer Antenne empfangen werden. Die räumliche Auflösung einzelner Pfade ist nur möglich, wenn mehrere Antennen die selben Pfade mit ihrer Richtcharakteristik abdecken. Es gilt beim Einsatz von Patterndiversität abzuwägen, zwischen einer niederen Korrelation der Signale einerseits und andererseits vielen Antennen für jede Raumrichtung. Die Schwierigkeit ist, dass der Zusammenhang zwischen Kapazität und Richtcharakteristik nicht direkt beschrieben werden kann. In [DLH02] und [WW02] sind Beispiele aufgeführt, wie sich Patterndiversität auswirken kann. Im Folgenden wird am Beispiel von idealen Antennen, die verschieden starke Richtwirkungen haben, gezeigt, wie sich die oben beschriebenen Phänomene auswirken.

Die Richtcharakteristik der dabei verwendeten Antennen wurden so gewählt, dass durch eine einfache Veränderung eines Parameters eine beliebige Halbwertsbreite im Azimut einstellbar ist. Die Funktion

$$C(\vartheta, \psi) = \sin(\vartheta) \sin^q(\psi/2) \quad (5.3)$$

beschreibt dabei die Richtcharakteristik der in  $\vartheta$ -Richtung polarisierten Antennen mit dem Parameter  $q$ , der die Halbwertsbreite im Azimut bestimmt,

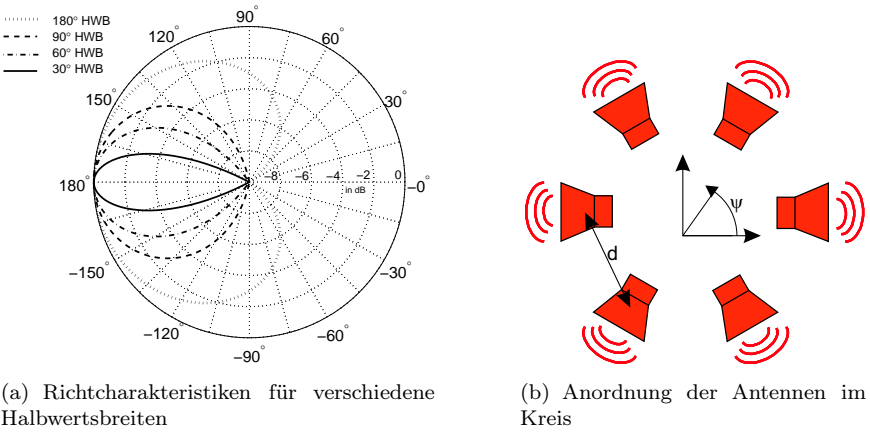
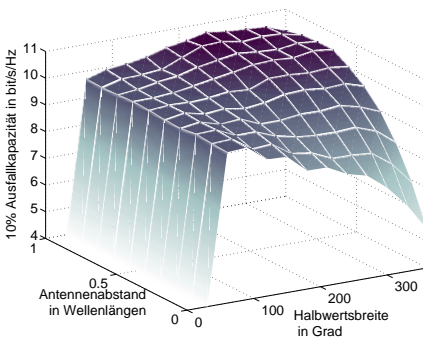


Bild 5.3: Antennenkonfiguration zur Untersuchung der Patterndiversität

siehe Bild 5.3(a). Die Antennenkonfiguration für die Simulationen besteht aus je sechs Antennen am Sender und Empfänger, die kreisförmig angeordnet sind, siehe Bild 5.3(b). Dabei sind die Antennen jeweils um  $60^\circ$  verdreht, so dass die Hauptstrahlrichtung jeder Antenne verschieden ist. Der Abstand  $d$  zwischen benachbarten Antennen entspricht dabei dem Radius der kreisförmigen Anordnung. Kopplung wird für diese grundlegenden Untersuchungen vernachlässigt.

Bild 5.4(a) zeigt den Verlauf der 10% Ausfallkapazität für verschiedene Antennenabstände  $d$  und Halbwertsbreiten der Richtcharakteristiken im Azimut, wenn von einer konstanten Sendeleistung ausgegangen wird. Die höchsten Kapazitäten werden für große Halbwertsbreiten und große Antennenabstände erreicht. Im Bild ist klar zu erkennen, dass die Kapazität bei im Azimut omnidirektionalen Antennen und kleinen Antennenabständen einbricht, weil die Korrelation der Signale steigt. Ist dagegen die Halbwertsbreite gering, so bricht die Kapazität bei kleinen Antennenabständen weniger stark ein, da jede Antenne in eine andere Richtung strahlt und die Signale dadurch unkorreliert sind. Dies ist auf den Patterndiversitätseffekt zurückzuführen. Bei Halbwertsbreiten kleiner als  $30^\circ$  bricht die Kapazität unabhängig vom Antennenabstand völlig ein, da viele Pfade von den Antennen komplett aus-





(a) 10% Ausfallkapazität

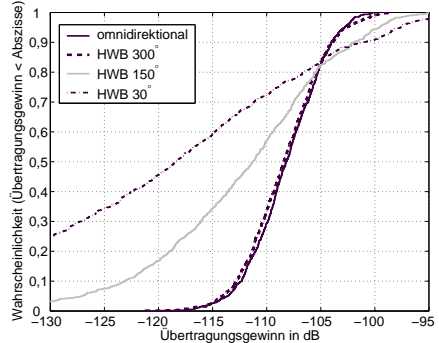
(b) Übertragungsgewinn für  $d = \lambda/2$ 

Bild 5.4: Ausnutzung des Patterndiversitätseffekts

geblendet werden und somit die Kanaldämpfung stark steigt bzw. der Übertragungsgewinn stark absinkt. Bild 5.4(b) zeigt den Übertragungsgewinn für verschiedene Halbwertsbreiten für einen Antennenabstand von einer halben Wellenlänge. Bei kleinen Halbwertsbreiten der Antennen ist deutlich zu sehen, dass der Übertragungsgewinn bei den niedrigen Auftretswahrscheinlichkeiten klein wird. Dies führt zu einer Absenkung der Ausfallkapazität. Beim Einsatz von Patterndiversität muss folglich immer ein Kompromiss gefunden werden zwischen einer Absenkung der Korrelation einerseits und einem niedrigen Übertragungsgewinn andererseits.

In vielen Anwendungen von Arrays insbesondere in tragbaren Kleingeräten stellt sich oft automatisch ein Patterndiversitätseffekt ein, da alle Antennen durch die Einbaumgebung bedingt in verschiedene Richtungen strahlen, siehe Kapitel 7. Es ist darauf zu achten, dass die Antennen trotz Ausnutzung des Patterndiversitätseffekts einen möglichst großen Winkelbereich abdecken, in dem die Pfade liegen. Eine Anwendung von Patterndiversität, bei der verschiedene Phasenverläufe der komplexen Richtcharakteristik verwendet werden, wird in Kapitel 6 gezeigt.

## 5.3 Kombination verschiedener Diversitäten

Sowohl Polarisations- als auch Patterndiversität eignen sich, die Korrelation zwischen den Signalen nahe angeordneter Antennen zu senken. Bei der Anwendung von Polarisationsdiversität wird in der Regel ein Patterndiversitätseffekt mit ausgenutzt.  $\lambda/2$ -Dipole beispielsweise haben bei Ausrichtung parallel zur  $z$ -Achse eine Richtcharakteristik, die durch  $\sin(\vartheta)$  gekennzeichnet ist. D.h. der Dipol empfängt aus  $\pm z$ -Richtung nichts. Wird der Dipol gedreht, so wird auch diese Nullstelle verdreht. Bei der Anwendung mehrerer gegeneinander verdrehter Dipole führt dies zu Patterndiversität.

Die gezielte Kombination dieser Diversitäten mit räumlicher Diversität führt zu sehr kleinen und leistungsfähigen Antennenarrays. Dies soll mit folgenden Beispielen gezeigt werden. In Bild 5.5 sind verschiedene zweidimensionale Dipolanordnungen bzw. Arrays<sup>3</sup> gezeigt. Array d) besteht aus zweimal zwei orthogonalen Dipolen. Als Parameter wird der Abstand zwischen den beiden Dipolkreuzen verändert. Array e) bis g) bestehen jeweils aus drei Dipolen. Der Abstand zwischen den einzelnen Antennen bzw. deren geometrischer Mittelpunkt ist bei Anordnung f) am größten. Die drei Anordnungen d) bis f) ermöglichen jeweils die Ausnutzung sowohl von Polarisations- und Patterndiversität als auch von räumlicher Diversität. Die Anordnungen g) und h) basieren nur auf Pattern- und Polarisationsdiversität.

### 5.3.1 Kapazität

Bild 5.6 zeigt die 10% Ausfallkapazitäten als Funktion der Arraygröße. Unter der Größe eines Arrays wird wie zuvor die geometrische Fläche verstanden, die für die Anordnung der Antennen benötigt wird. In Bild 5.5 und 4.8 ist diese Fläche jeweils grau markiert. Für die Berechnung der Kapazitäten wurde das Indoor-Kanalmodell innerhalb des Netzwerkmodells verwendet und eine konstante Sendeleistung sowie Eigenimpedanzanpassung angenommen. Sowohl auf Sendeseite als auch auf der Empfangsseite des Kanals wurden die gleichen Antennenarrays eingesetzt.

Deutlich zu erkennen ist in Bild 5.6 bei Antennenarrays a) bis d), dass die Kapazität mit zunehmender Größe der Arrays und damit größerem Anten-

---

<sup>3</sup>Der Verkürzungsfaktor für die einzelnen Dipole wurde jeweils so gewählt, dass alle Antennen bei der gleichen Frequenz resonieren.

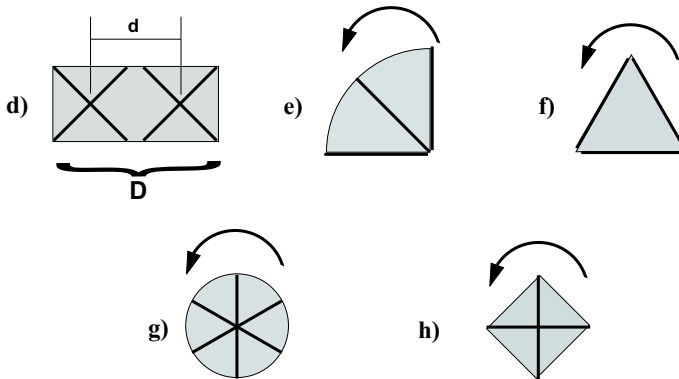
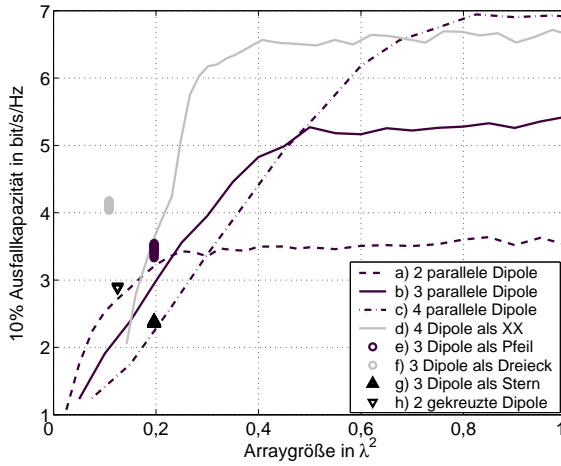


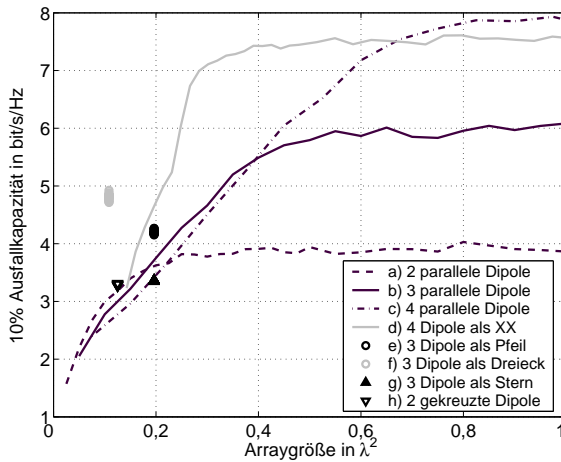
Bild 5.5: Verschiedene Arrays aus  $\lambda/2$ -Dipolen zur Ausnutzung verschiedener Diversitäten. Die grau hinterlegte Fläche gibt die geometrische Arraygröße an.

nenabstand  $d$  steigt. Dies ist durch die Ausnutzung der räumlichen Diversität zu erklären. Es zeigt sich jedoch deutlich, dass die Verwendung von Kombinationen verschiedener Diversitäten zu kleinen, leistungsfähigen Antennenarrays führt. Um zu zeigen, dass die Ausrichtung von Sendez- zu Empfangsarrays beim Einsatz von Polarisationsdiversität nur eine untergeordnete Rolle spielt, wurden die Empfangsarrays e) bis h) gegen die Sendearrays von  $0^\circ$  bis  $180^\circ$  kontinuierlich verdreht. Durch diese Verdrehung resultieren nur leichte Schwankungen der 10% Ausfallkapazität, die im Diagramm 5.6 dargestellt sind. Werden die Arrays a) bis c) aus parallelen Dipolen verdreht, so kann die Kapazität durch Polarisationsfehlanspassung völlig einbrechen.

Beim Vergleich der Kapazitäten für eine gleichmäßige und eine optimale (Waterfilling) Verteilung der Sendeleistung auf die Sendantennen zeigt sich, dass die gekreuzten Dipole bzw. Array h) am wenigsten von Waterfilling profitiert, siehe Bild 5.6. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei geringem SNR eine niedrige Korrelation bei optimaler Verteilung der Sendeleistung einen negativen Einfluss auf die Kapazität hat. In diesem niedrigen Bereich des SNRs ist es besser, die gesamte Sendeleistung auf einen Subkanal zu konzentrieren, der desto besser ausgeprägt ist, je höher die Korrelation ist, siehe Kapitel 2.1.3.



(a) Gleichmäßig verteilte Sendeleistung



(b) Optimal verteilte Sendeleistung (Waterfilling)

Bild 5.6: 10% Ausfallkapazität für verschiedene Antennenarrays und deren Orientierung, aufgetragen über dem Platzbedarf für eine konstante Sendeleistung. Die Arraykonfigurationen sind in Bild 4.8 und 5.5 dargestellt.

Tabelle 5.1: 10% Ausfallkapazität in bit/s/Hz für eine konstante Sendeleistung, mittlerer effektiver Array Gewinn in dBd für gleichmäßig verteilte Sendeleistung und der Leistungskorrelationskoeffizient für verschiedene Arrays.

Antennenanordnung		d) <sup>4</sup>	e)	f)	g)	h)
Indoor	10% Ausfallkapazität	6,6	3,4	4,1	2,4	2,9
	MEAG in dBd	5,1	2,8	3,3	2,3	2,3
	$\rho_P$	< 0,1	< 0,1	< 0,1	0,5	< 0,1
Outdoor	10% Ausfallkapazität	5,0	2,4	3,7	2,1	2,6
	MEAG in dBd	4,8	2,4	3,0	2,1	2,1
	$\rho_P$ <sup>5</sup>	0,3	0,35	0,17	0,5	< 0,1

Die Korrelation zwischen den Signalen an den einzelnen Antennen ist sowohl für das Indoor- als auch das Outdoor-Kanalmodell niedrig, wie in Tabelle 5.1 gezeigt. Die Korrelationskoeffizienten für das Outdoor-Kanalmodell sind höher als im Indoor Fall, was auf die größere Winkelspreizung in der Elevation und im Azimut des Indoor-Kanalmodells zurückzuführen ist. Lediglich das Antennenarray g) führt zu hohen Korrelationen, was sich auch in der 10% Ausfallkapazität bemerkbar macht.

### 5.3.2 Leistungsmerkmale

In Tabelle 5.1 ist neben dem Korrelationskoeffizient der mittlere effektive Array Gewinn angegeben. Bei einem Vergleich der mittleren effektiven Array Gewinne der parallelen Dipole in Tabelle 4.2 mit den Ergebnissen in Tabelle 5.1 zeigt sich, dass zwar durch den Einsatz von Polarisationsdiversität die maximal erreichbaren Werte geringer sind. Dafür werden aber auch bei sehr kompakten Arrays schon hohe Werte erreicht. Eine Ausnahme bildet Anten-

<sup>4</sup> $d = 0,75\lambda$  Antennenabstand

<sup>5</sup>Der höchste Korrelationskoeffizient wurde jeweils auf der Seite der Basisstation des Kanals gemessen.

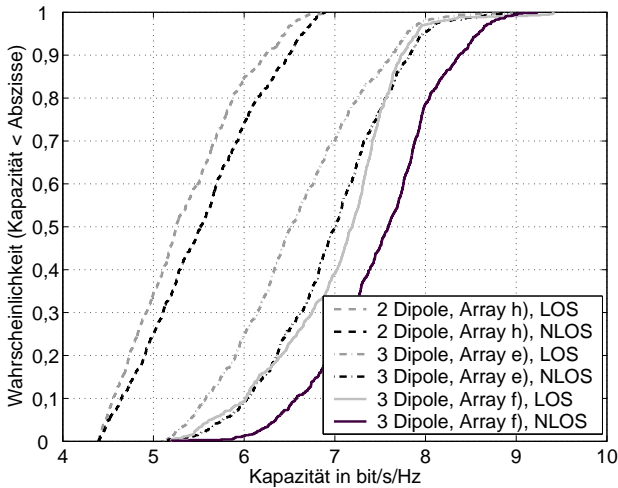


Bild 5.7: Kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung der gemessenen Kapazität für verschiedene Arrays und Szenarien.

nenarray g), das sehr stark verkoppelt<sup>6</sup> ist und dadurch nur einen geringen mittleren effektiven Gewinn erreicht. Für das Outdoor-Kanalmodell ergeben sich geringere mittlere effektive Array Gewinne, was auf die geringe Winkelspreizung zurückzuführen ist.

## 5.4 Messungen mit verschiedenen Dipolanordnungen

Bild 5.7 zeigt die Ergebnisse der Kapazitätmessungen mit verschiedenen kompakten Arrays auf den NLOS Messrouten R\_NLOS\_1 und R\_NLOS\_2, siehe Anhang A.2, die zusammen ausgewertet wurden. Die Arrays wurden so ausgewählt, dass sie alle eine Arraygröße haben, die kleiner oder gleich  $\lambda/2 \times \lambda/2$  ist. Die Antennenarrays a),b),e),f) und h) wurden für die Messun-

<sup>6</sup>Die Kopplung zwischen den Antennen in Array g) liegt bei -7 dB bei der Resonanzfrequenz. Array f) dagegen hat nur eine Kopplung von -12,5 dB zwischen den Antennen und Array e) -9 bzw. -23 dB zwischen 45° und 90° gegeneinander gedrehten Antennen.

Tabelle 5.2: 10% Ausfallkapazität für SNR=10 dB in bit/s/Hz für gleichmäßig verteilte Sendeleistung.

	a) <sup>7</sup>	b) <sup>7</sup>	e)	f)	h)
Simulation	4,4	5,4	6,3	6,7	5,0
Messung	4,5	5,6	6,0	6,5	4,7

gen verwendet und genauso wie die Antennen in Kapitel 4.4 aufgebaut. Die gemessenen Kanalmatrizen wurden mit der Frobenius-Norm normiert und ein konstantes SNR von 10 dB angenommen. Aus diesem Grund sind die Ergebnisse nicht direkt mit den Werten in Tabelle 5.1 (konstante Sendeleistung) vergleichbar, aber ein Vergleich kann mit den Ergebnissen in Bild 4.10 (konstantes SNR) gezogen werden. Hierbei zeigt sich deutlich, dass wie bei den Simulationen mit orthogonal angeordneten Dipolen (Array h)) höhere Kapazitäten als mit zwei parallelen Dipolen (Array a)) erreicht werden, wenn die gleiche Arraygröße angenommen wird. Bei den Antennenarrays e) und f) mit drei Dipolen ergeben sich wie bei den Simulationen höhere Kapazitäten als bei Antennenarrays, die rein räumliche Diversität ausnutzen. Die gemessenen mittleren effektiven Array Gewinne liegen für Array h) bei 2 dBd, für Array e) bei 1,4 dBd und bei Array f) bei 3,6 dBd. Der Leistungskorrelationskoeffizient der Signale an den Arrays liegt für alle Arrays unter 0,1. Tabelle 5.2 fasst die Messergebnisse der 10% Ausfallkapazität zusammen und zeigt einen Vergleich zu den simulierten Werten für ein konstantes SNR von 10 dB. Die Messergebnisse der Messroute R\_LOS sind ebenfalls in Bild 5.7 dargestellt. Wegen der geringen Winkelspreizung durch die LOS-Komponente sind die erreichten Kapazitäten geringer als bei den NLOS Messrouten.

## 5.5 Schlussfolgerung

Aus der Untersuchung von Polarisations- und Patterndiversität für MIMO-Systeme lassen sich Schlussfolgerungen für den Einsatz von MIMO-Systemen in tragbaren Kleingeräten ziehen:

- Die Korrelationen der Elemente der Kanalmatrizen sind gering beim

---

<sup>7</sup> $d = 0,25\lambda$  Antennenabstand

Einsatz von Kombinationen aus Pattern-, Polarisations- und räumlicher Diversität. Dies führt zu leistungsfähigen Arrays. Allerdings dürfen dabei die folgenden beiden Probleme nicht vernachlässigt werden.

- Beim Einsatz von Polarisationsdiversität ist der Übertragungsgewinn kleiner als beim Einsatz rein räumlicher Diversität, wenn für letzteren von Polarisationsanpassung ausgegangen wird.
- Bei Patterndiversität sinkt der Übertragungsgewinn insbesondere bei den niedrigen Ausfallwahrscheinlichkeiten.



## 6 Das Antennenkonzept

### Multimodediversität

In diesem Kapitel wird ein neues breitbandiges Antennenkonzept, basierend auf Multimodediversität mit Spiral- und Sinusantennen, für MIMO-Systeme vorgestellt. Multimodediversität bedeutet, dass nicht mehrere Antennen für räumliche Diversität wie in Kapitel 4 und Polarisations- bzw. Patterndiversität wie in Kapitel 5 genutzt werden, sondern verschiedene Moden einer Antenne zum Empfang bzw. Senden räumlich unkorrelierter Signale. Dies hat unmittelbar zur Folge, dass nur wenig Platz für die Antenne benötigt wird, da lediglich eine Antenne für mehrere unkorrelierte Signale notwendig ist. Die verwendeten Antennen sind, im Gegensatz zu den in den vorigen Kapiteln verwendeten Antennen, frequenzunabhängig. Sie ermöglichen damit sehr breitbandig Dienste bzw. mehrere Frequenzbänder abzudecken.

Multimodediversität wurde erstmals von [Gil65] am Beispiel einer Antenne mit im Azimut orthogonalen Richtcharakteristiken vorgeschlagen. Weitere Antennen, die sich dafür eignen, wurden in [VA84] veröffentlicht. Die Anwendung von Multimodediversität für MIMO wird in [Sva00] diskutiert, allerdings mit einer wenig praktikablen Antennenlösung für tragbare Kleingeräte. Das dort vorgestellte Antennenkonzept ist zu groß. Die bisherigen Studien über Multimodediversität beschränken sich auf eine Analyse der Korrelation der Sende- bzw. Empfangssignale. Die Leistungsmerkmale wie der mittlere effektive Gewinn wurden außer Acht gelassen. Das neue Antennenkonzept basiert auf vierarmigen Sinus- und Spiralantennen, siehe [WW04] und [WSPW03]. Die Antennen sind selbstkomplementär und folglich ab einer bestimmten unteren Grenzfrequenz nahezu frequenzunabhängig. Die Anwendung von Spiralantennen, die in nur einem Mode betrieben werden, ist in [WFW02] erörtert.

Sinus- und Spiralantennen werden in der Literatur ausführlich beschrieben, siehe [CM90, GW00, CO88]. Aus diesem Grunde werden hier nur die für Mul-

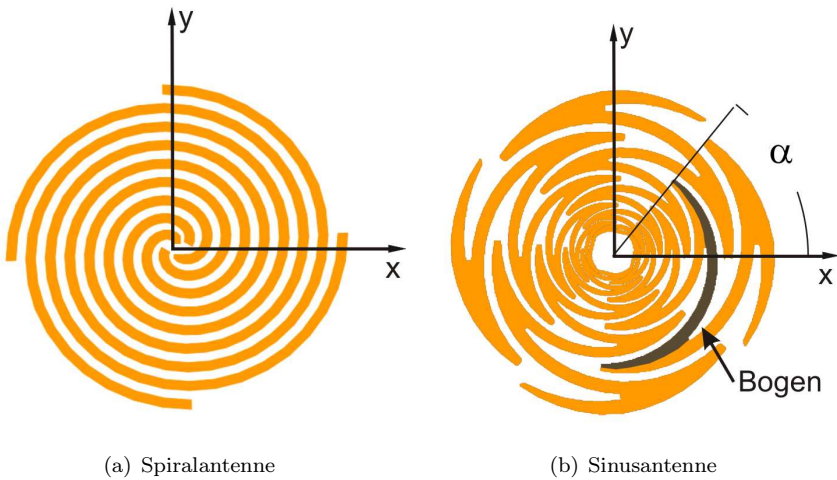


Bild 6.1: Antennen für Multimodediversität

timodediversität relevanten Eigenschaften kurz wiedergegeben. Danach folgt eine Berechnung der Korrelation zwischen den Empfangs- bzw. Sendesignalen und die Berechnung des mittleren effektiven Gewinns verschiedener Moden. Da Multimodediversität Patterndiversität mit einschließt, ist eine genaue Betrachtung des mittleren effektiven Gewinns der Moden besonders wichtig, siehe Kapitel 5.2. Abschließend wird der Einsatz von Spiral- und Sinusantennen mit mehreren Moden in MIMO-Systemen gezeigt und ein Vergleich zwischen Simulationen und Messungen vorgenommen.

## 6.1 Antennen für Multimodediversität

Die für Multimodediversität verwendeten Spiral- und Sinusantennen können beide mehrere Moden bei einer Frequenz abstrahlen und sind frequenzunabhängig.

Die Frequenzunabhängigkeit der Strahlungseigenschaften von Antennen kann entweder durch winkelkonstante oder logarithmisch periodische Antennen erreicht werden, siehe [GW00]. Beide Eigenschaften setzen streng genommen

eine unendlich ausgedehnte Antennengeometrie voraus. Winkelkonstante Antennen lassen sich geometrisch alleine durch die Angabe von Winkeln beschreiben. Sie bilden sich durch Skalierung auf sich selbst ab und erscheinen deswegen für elektromagnetische Wellen verschiedener Frequenzen gleich. Die Bow-Tie Antenne ist ein Beispiel für eine winkelkonstante Antenne, siehe [Bal82]. Bei logarithmisch periodischen Antennen wiederholt sich die gleiche geometrische Struktur, die in einem bestimmten geometrischen Verhältnis  $\tau$  skaliert ist. Das Verhältnis  $\tau$  ist dabei gegeben durch das Verhältnis der Abmessungen zweier aufeinanderfolgender geometrischer Strukturen. Im Gegensatz zu winkelkonstanten Antennen hat eine logarithmisch periodische Struktur nicht für alle elektromagnetischen Wellen mit beliebiger Frequenz die gleiche skalierbare Struktur, sondern nur für bestimmte Verhältnisse von Frequenzen  $\tau^i$  mit  $i \in \mathbb{N}$  ergibt sich die identische Struktur. Dadurch ergibt sich eine Periodizität in den Strahlungseigenschaften, die nur für  $\tau \rightarrow 1$  verschwindet. Für die Praxis ist es deshalb entscheidend, die einzelnen Strukturen breitbandig genug zu machen und das Verhältnis  $\tau$  nicht zu groß zu wählen. Ein drittes Prinzip, das die Frequenzunabhängigkeit der Eingangsimpedanz einer Antenne beschreibt, ist die Selbstkomplementarität der geometrischen Struktur. Eine komplementäre bzw. duale Struktur ist eine Struktur, die durch Vertauschen der leitenden und nichtleitenden Flächen aus dem Original hervorgeht. Sind die komplementäre und originale Struktur identisch, bzw. besitzen sie jeweils 50% leitende Flächen und 50% nicht leitende Flächen, so sind die originale und duale Struktur selbstkomplementär.

Die im Folgenden kurz beschriebenen Antennen sind selbstkomplementär und logarithmisch periodisch. Dies führt zur Frequenzunabhängigkeit der Antennen für Multimodediversität.

### 6.1.1 Spiralantennen

Die hier betrachtete archimedische Spiralantenne besteht aus vier Armen, die sich um ein gemeinsames Zentrum kreisförmig nach außen winden, siehe Bild 6.1(a). Der Radius  $r$  der Arme der Antenne wird beschrieben durch

$$r = r_o (\psi + \psi_i) \quad (6.1)$$

$r_o$  bestimmt die Steigung der Arme über dem Winkel  $\psi$ .  $\psi_i$  steht für den Rotationswinkel zwischen den Armen. Für eine vierarmige Spirale gilt

$\psi_i = \pi/2 \cdot (i - 1)$  mit  $i = 1..4$ . Die Antenne kann prinzipiell drei verschiedene Moden abstrahlen, die von der Anregung der Arme im Zentrum der Antenne abhängen. Für die Anwendung der Multimodediversität mit der Spiralanterne werden lediglich Mode 1 und Mode 2 benötigt. Mode 1 ist charakterisiert durch eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  zwischen den in die inneren Enden benachbarter Antennenarme eingespeisten Signalen. Mode 2 hat eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$ . Beide Moden strahlen zirkular polarisiert in Richtung der Hauptstrahlrichtung und ansonsten elliptisch polarisiert ab. Wegen der Selbstkomplementarität sind die Antennen frequenzunabhängig oder in anderen Worten extrem breitbandig. Da allerdings die geometrische Struktur der Antenne durch den äußeren Radius  $R$  begrenzt ist, existiert eine untere Grenzfrequenz  $f_{\min}$ . Die untere Grenzfrequenz des ersten Modes ist <sup>1</sup>

$$f_{\min, \text{Mode1}} = \frac{c_0}{2\pi R \sqrt{\epsilon_{r, \text{eff}}}} \quad (6.2)$$

Die Grenzfrequenz des Modes 2 ist doppelt so groß und die des Modes 3 beträgt den dreifachen Wert. Dieser Zusammenhang kann durch die Stromverteilung in der sogenannten aktiven Zone der einzelnen Moden erklärt werden. Die aktive Zone ist ein ringförmiger Bereich um das Zentrum der Antenne, von der die Energie abgestrahlt bzw. in der die Energie empfangen wird. In der aktiven Zone ist der Strom in benachbarten Armen in Phase, so dass sich die lokalen Felder der Arme konstruktiv addieren und abstrahlen. Diese Zone ist charakterisiert durch ein bestimmtes Verhältnis aus ihrem geometrischen Umfang und der Wellenlänge. Für Mode 1 ist das Verhältnis eins, für Mode 2 zwei. Folglich hat die Stromverteilung in der aktiven Zone zwei Maxima für Mode 1 und vier für Mode 2. Für sinkende Frequenzen wandert die aktive Zone auf der Antenne nach außen, bis der Rand der Antenne und damit die untere Frequenzgrenze erreicht wird. Über der unteren Frequenzgrenze sind die Antenneneigenschaften nahezu frequenzunabhängig. Dies gilt bis zu einer oberen Frequenzgrenze, wenn die aktive Zone das Zentrum der Antenne erreicht hat, da eine archimedische Spirale in ihrem Zentrum, je nach Speisetzwerk, nicht mehr selbstkomplementär ist. Durch die Einschränkung der unteren Grenzfrequenz werden die Antennen auch als quasiselbstkomplementär bezeichnet.

Die Richtcharakteristiken  $C(\vartheta)$  in der Elevation der Mode 1 und 2 der Spiralanterne sind in Bild 6.2 für den rechts- (rhc) und linkszirkular (lhc) po-

<sup>1</sup> $\epsilon_{r, \text{eff}}$  bezeichnet die effektive Permittivität.

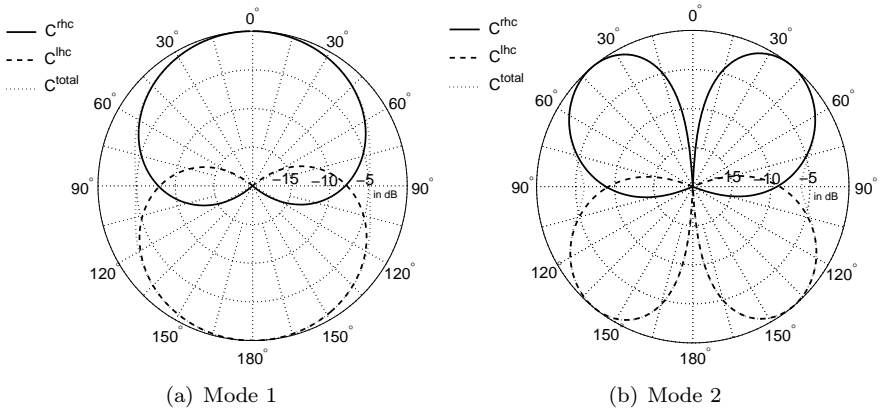


Bild 6.2: Richtcharakteristiken der Spiralantenne

larisierten Feldanteil gezeigt. Dabei befindet sich die Antennenebene in der  $90^\circ$ -Ebene in Bild 6.2, d.h. sie ist horizontal. Die Richtcharakteristik  $C(\psi)$  im Azimut ist omnidirektional. Die Phase der Moden, die unter anderen Parametern die Korrelationseigenschaften in der Kanalmatrix beeinflusst, ist in Bild 6.3 über dem Azimutwinkel dargestellt. Die Phase des Mode 1 ändert sich um  $360^\circ$  bei einem Umlauf um die Antenne im Azimut und  $720^\circ$  für den Mode 2, was durch die Stromverteilung in der aktiven Zone zu erklären ist.

Die verschiedenen Moden können prinzipiell auf zwei Arten angeregt werden. Erstens, wie bisher beschrieben, durch Speisung des Zentrums der Antennen und zweitens durch Speisung am äußeren Rand der Antenne an den Enden der Arme. Die innen und außen gespeisten Moden sind orthogonal links und rechts zirkular bzw. elliptisch polarisiert. Werden die Moden im Zentrum der Antenne und außen gleichzeitig angeregt, so muss auf die Kopplung zwischen den Moden geachtet werden. Die gemessene Kopplung zwischen den Moden 1, innen und außen gespeist, beträgt bei einer Spiralantenne mit einem Durchmesser von 11 cm für Frequenzen größer als 1,5 GHz weniger als -15 dB. Wie in Kapitel 6.4.2 gezeigt wird, kann die Kopplung deutlich reduziert werden, wenn außen durch Speisung von nur drei Armen Hybridmoden angeregt werden.

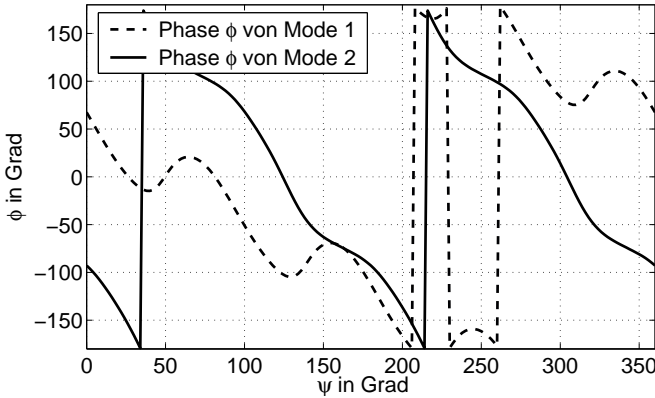


Bild 6.3: Phasenverlauf der Moden der Spiralantenne

### 6.1.2 Sinusantennen

Die Geometrie der vierarmigen Sinusantenne mit 10 Antennenbogen pro Arm ist in Bild 6.1(b) dargestellt. Als Antennenbogen werden dabei die Kreissegmente der Arme der Antennen bezeichnet, siehe Bild 6.1. Ein wichtiger Antennenparameter ist der Verzahnungswinkel  $\alpha$ . Je größer  $\alpha$  ist, desto länger sind die Antennenbogen und desto mehr greifen benachbarte Arme ineinander. Die Randkurve der Geometrie ist eine Funktion des Steilheitsfaktors  $K$ , des Radius eines Antennenbogens  $R_g$ , des Zählindex  $g$  der einzelnen Bogen eines Antennenarms und des Verhältnisses  $\tau$  der Radien  $R_g$  benachbarter Bogen, siehe [CO88].

$$r(\psi) = R_g \exp\left(-\frac{(1-K)\ln\tau}{2\alpha}(-1)^g\psi\right) \quad \text{für} \quad -\alpha \leq \psi \leq \alpha \quad (6.3)$$

Der Steilheitsfaktor  $K$  beschreibt die Steigung der Arme. Er muss kleiner eins sein, damit sich benachbarte Arme nicht berühren.

Die einzelnen Moden der Antenne werden wie bei der Spiralantenne angeregt. Die unteren Frequenzgrenzen der Moden sind eine Funktion verschiedener Geometrieparameter und sind folglich nicht so leicht zugänglich wie bei der Spiralantenne. Generell gilt aber, dass die unteren Grenzfrequenzen der Sinusantenne höher sind als die einer Spiralantenne mit dem gleichen äuße-

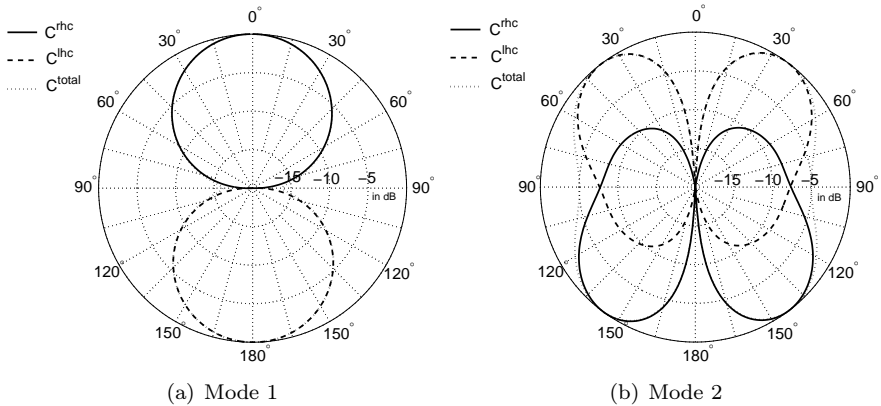


Bild 6.4: Richtcharakteristiken der Sinusantenne

ren Radius. Sie sinken mit größer werdendem  $\alpha$ , da die Antenne für große  $\alpha$  ( $\alpha > 80^\circ$ ) abschnittsweise durch eine Spiralantenne angenähert werden kann. Die Grenzfrequenzen können als empirische Formeln angegeben werden, siehe [Kl02]. Die Richtcharakteristiken der Mode 1 und 2 sind in Bild 6.4 angegeben. Die Amplitude der Richtcharakteristik ändert sich nur geringfügig mit  $\alpha$ , wohingegen die Polarisation stark von  $\alpha$  abhängt. Die Moden sind abwechselnd über der Frequenz links- und rechtsdrehend elliptisch polarisiert, je nach Orientierung des Antennenbogens, der sich bei der angeregten Frequenz in Resonanz befindet. Bild 6.5 zeigt den Gewinn des links- und rechtszirkular polarisierten elektrischen Feldanteils für den Mode 1. Das Achsverhältnis der Antenne hängt von  $\alpha$  ab. Da die Sinusantenne sich für große  $\alpha$  abschnittsweise über der Frequenz wie eine Spiralantenne verhält, ist das Achsverhältnis nahezu 0 dB. In kleinen Frequenzbereichen, in denen sich die Polarisation von links- auf rechtsdrehend elliptisch oder umgekehrt ändert, ist die Antenne linear polarisiert. Für kleine  $\alpha$  ( $\alpha < 50^\circ$ ) ist die Antenne immer linear polarisiert. Sowohl der Mode 1 als auch der Mode 2 der Antenne können am Zentrum und an den äußeren Enden der Antenne angeregt werden. Aber im Gegensatz zur Spiralantenne werden orthogonale Polarisationen nur bei Sinusantennen mit großem  $\alpha$  erreicht ( $\alpha > 80^\circ$ , abschnittsweise Verhalten wie Spiralantenne). Die Amplitude der Richtcharakteristik des dritten Modes ist nahezu identisch zum ersten Mode, aber orthogonal dazu polarisiert. Ei-

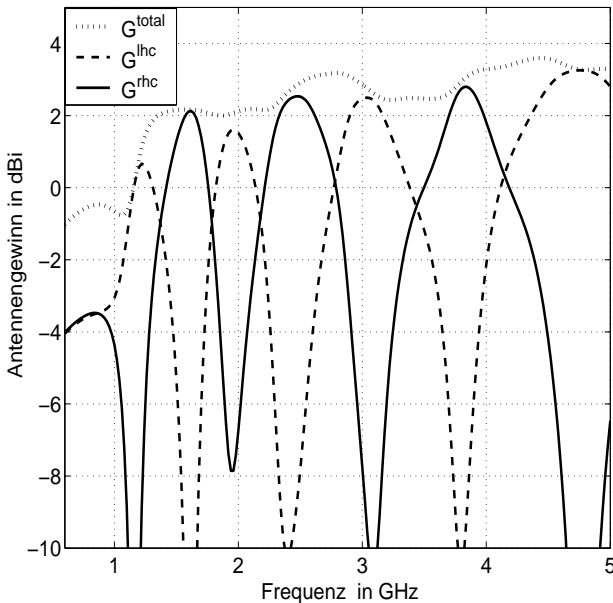


Bild 6.5: Gewinn des links- und rechtszirkular polarisierten Feldanteils des Mode 1 der Sinusantenne

ne vollständige und detaillierte Beschreibung der Antennenkenngrößen durch empirische Formeln ist in [Kl02] angegeben.

## 6.2 Korrelation zwischen den Moden

Wie in den vorigen Kapiteln gezeigt ist die Korrelation zwischen den Übertragungskoeffizienten bzw. Moden ein wichtiges Maß für die Leistungsfähigkeit eines MIMO-Systems. Werden statistische Verteilungsfunktionen für das Leistungs-Azimuth- und Elevations-Spektrum angenommen, siehe Kapitel 2.3 und 4.2.2, so können die Korrelationskoeffizienten direkt berechnet werden. Dies hat im Gegensatz zur Verwendung des pfadbasierten Kanalmodells aus Kapitel 2.3.3 den Vorteil, dass der Einfluss einzelner Kanal- und Antennenparameter auf die Korrelation gut untersucht werden kann. Erst nachdem die grundlegenden Zusammenhänge klar sind, wird das Netzwerkmodell mit dem



pfadbasierten Indoor-Kanalmodell für einen Vergleich mit Messungen herangezogen.

Das Leistungs-Azimet-Spektrum  $p_{\vartheta,\psi}(\psi)$  für beide Polarisationen  $\vartheta$  und  $\psi$  kann durch eine Laplacefunktion beschrieben werden, siehe Kapitel 2.3 und das Elevations-Spektrum  $p_{\vartheta,\psi}(\vartheta)$  durch eine Gauss-Verteilung<sup>2</sup>

$$p(\psi) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\psi} e^{-\frac{\sqrt{2}|\psi - \mu_\psi|}{\sigma_\psi}} \quad \text{und} \quad p(\vartheta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\vartheta} e^{-\frac{(\vartheta - \mu_\vartheta)^2}{2\sigma_\vartheta^2}} \quad (6.4)$$

Durch Multiplikation der beiden Gleichungen und Normierung mit<sup>3</sup>  $\int p_{\vartheta,\psi}(\vartheta)p_{\vartheta,\psi}(\psi)d\Omega = 1$  ergibt sich das gesamte Leistungs-Winkel-Spektrum  $p(\vartheta, \psi)$  für Elevation und Azimet.

Mit Hilfe von [FJ94] kann leicht gezeigt werden, dass sich der komplexe Korrelationskoeffizient zwischen zwei Signalen, die mit verschiedenen Antennen bzw. in diesem Fall Moden gesendet oder empfangen werden, ergibt aus

$$\rho_{com} = \frac{R_{12}}{\sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2}} \quad (6.5)$$

mit der Kovarianz  $R_{12}$

$$R_{12} = Y \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} [\text{XPR} \cdot C_{\vartheta 1}(\vartheta, \psi) \cdot C_{\vartheta 2}^*(\vartheta, \psi) \cdot p_\vartheta(\vartheta, \psi) + C_{\psi 1}(\vartheta, \psi) \cdot C_{\psi 2}^*(\vartheta, \psi) \cdot p_\psi(\vartheta, \psi)] \sin(\vartheta) d\vartheta d\psi \quad (6.6)$$

mit der Konstanten  $Y$  und der Varianz  $\sigma_i^2$

$$\sigma_i^2 = Y \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} [\text{XPR} \cdot |C_{\vartheta i}(\vartheta, \psi)|^2 \cdot p_\vartheta(\vartheta, \psi) + |C_{\psi i}(\vartheta, \psi)|^2 \cdot p_\psi(\vartheta, \psi)] \sin(\vartheta) d\vartheta d\psi \quad (6.7)$$

XPR bezeichnet dabei das Verhältnis der Leistung in  $\vartheta$ -Polarisation zur Leistung in  $\psi$ -Polarisation am Empfänger. Da der Korrelationskoeffizient  $\rho_{com}$

<sup>2</sup>  $\mu_\psi$ ,  $\mu_\vartheta$  und  $\sigma_\psi$ ,  $\sigma_\vartheta$  sind die jeweiligen Mittelwerte und Standardabweichungen der Verteilungsfunktionen.

<sup>3</sup>  $\int d\Omega$  bezeichnet die Integration über den Raumwinkel  $\Omega$ .

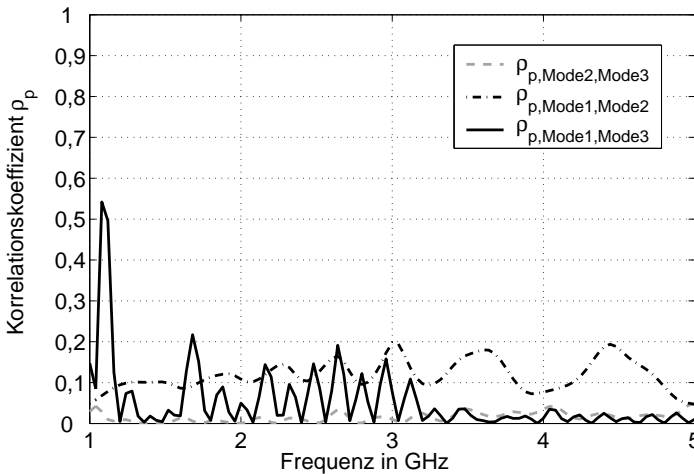


Bild 6.6: Korrelation zwischen den Moden der Spiralantenne,  $\sigma_\psi = 60^\circ$

eine Funktion der polarimetrischen Richtcharakteristik ist, wird er gleich Null für orthogonal polarisierte Antennen bzw. Moden. Gleichungen (6.5) bis (6.7) sind eine Verallgemeinerung der in Kapitel 4.2.2 gezeigten Spezialfälle für bestimmte Leistungs-Winkel-Spektren und Antennen.

Grundsätzlich ist es möglich, jede beliebige Kombination von Moden der Spiral- und Sinusantenne für Multimodediversität zu verwenden. Aus diesem Grund wird im Folgenden zuerst eine Kombination von Moden der Spiralantenne und anschließend die Sinusantenne betrachtet. Dabei wird davon ausgegangen, dass die Antennenebene vertikal ist, d.h. die Antenne wird gegenüber der Darstellung in Bild 6.1 verdreht, so dass die Antennenebene sich in der x-z-Ebene befindet. Der Einfluss des Speisernetzwerks sowie die Kopplung zwischen den Moden wird für die Berechnung der Korrelation mittels Gleichungen (6.5) bis (6.7) nicht berücksichtigt.

### 6.2.1 Korrelation der Moden der Spiralantenne

Für die folgenden Betrachtungen wird eine vierarmige Spiralantenne mit einem Durchmesser von 11 cm verwendet. Daraus ergibt sich eine untere Grenz-

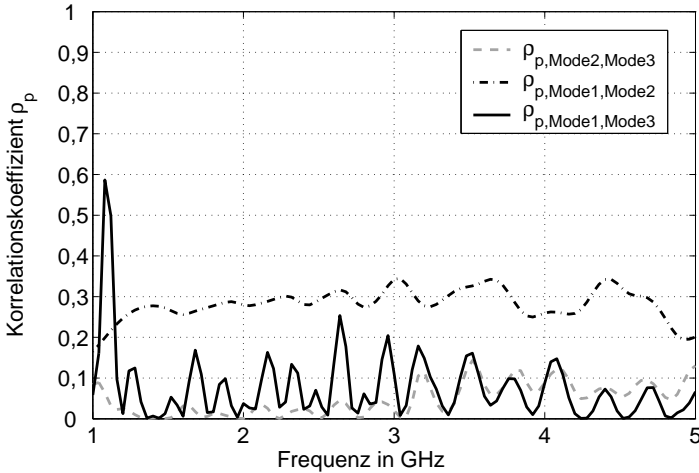


Bild 6.7: Korrelation zwischen den Moden der Spiralantenne,  $\sigma_{\psi} = 20^\circ$

frequenz von ca. 1,2 GHz für den Mode 2. Insgesamt werden drei verschiedene Richtcharakteristiken angeregt. Mode 1 und Mode 2 werden im Zentrum der Antenne angeregt und ein dritter Mode (Mode 1) an den äußeren Enden der Spirale, so dass die Richtcharakteristik der von Mode 1 entspricht, jedoch orthogonal dazu polarisiert ist. Bilder 6.6 und 6.7 zeigen den Leistungskorrelationskoeffizient  $|\rho_{com}|^2$ , siehe Gleichung (6.5), zwischen den verschiedenen Moden für eine Winkelspreizung von  $60^\circ$  bzw.  $20^\circ$  im Azimut. Die Winkelspreizung in der Elevation beträgt  $5^\circ$ . Dabei wird davon ausgegangen, dass die mittlere Einfallsrichtung  $10^\circ$  im Azimut und  $90^\circ$  in der Elevation beträgt. Da der dritte Mode, der außen angeregt wird, orthogonal polarisiert zu den beiden im Zentrum der Antenne angeregten Moden ist, ist die Korrelation nahezu Null. Die leichten Schwankungen über der Frequenz rühren von der Quasiselbstkomplementarität wegen der endlichen Struktur her. Die beiden anderen Moden sind stärker korreliert, da sich ihre Richtcharakteristiken teilweise überlappen. Andererseits dekorrelieren die verschiedenen Phasenverläufe der Moden 1 und 2 die Signale, da die einzelnen ebenen Wellen vor der Superposition in der Antenne verschieden komplex gewichtet werden. Dies erfolgt analog zu einem Antennenarray, das auf der Ausnutzung von räumlicher Diversität beruht. Auch bei solch einem Array treffen zwar die gleichen

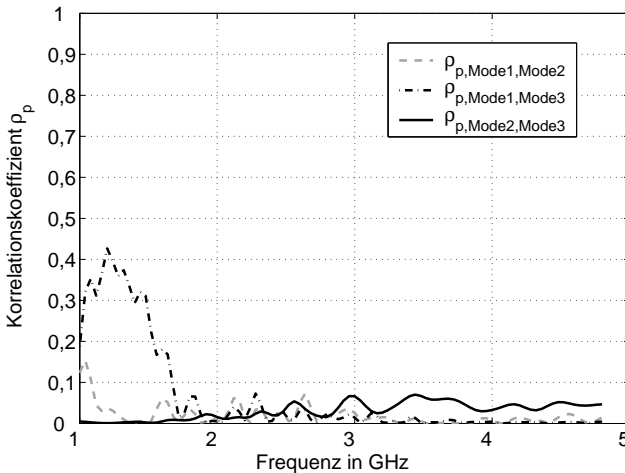


Bild 6.8: Korrelation zwischen den Moden der Sinusantenne,  $\sigma_\psi = 60^\circ$

ebenen Wellen an allen Antennen ein, werden jedoch durch die verschiedenen langen Laufzeiten zu den Antennen vor der Superposition verschieden in der Phase gedreht, was die Empfangssignale (oder Sendesignale) dekorreliert. Dadurch wird auch der Sachverhalt erklärt, dass die Korrelation zwischen den Moden 1 und 2 mit sinkender Winkelspreizung steigt, was aus den Bildern 6.6 und 6.7 deutlich hervorgeht. Durch eine Veränderung der mittleren Einfallrichtung der Signale in die Antennenebene wird die Korrelation erhöht. Fallen die ebenen Wellen hauptsächlich parallel zur  $y$ -Achse<sup>4</sup> ein, so sind die Empfangssignale am stärksten dekorreliert. Bei einem mittleren Welleneinfall aus der  $x$ -Richtung hingegen geht die Polarisationsdiversität, je nach Winkelspreizung, verloren, da die Antenne in diese Richtung, d.h. in der Antennenebene, nur linear abstrahlt. Dadurch steigt die Korrelation. Bei Frequenzen kleiner als 1,2 GHz ist die Korrelation hoch, da der dritte, außen gespeiste, Mode zwar angeregt, aber von der Antenne nicht abgestrahlt werden kann.

<sup>4</sup>Die Antenne befindet sich in der  $x$ - $z$ -Ebene.

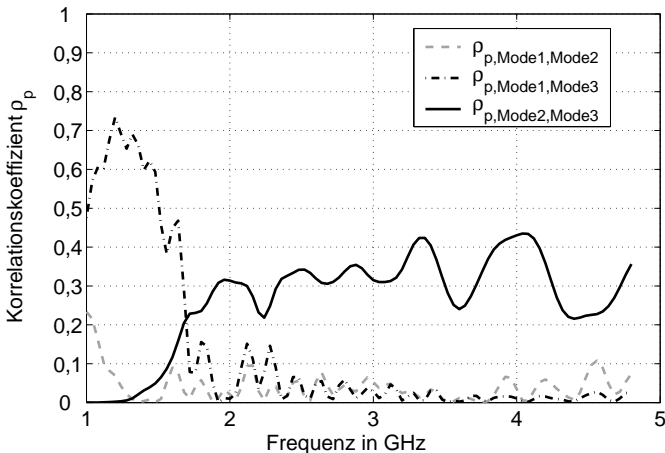


Bild 6.9: Korrelation zwischen den Moden der Sinusantenne,  $\sigma_\psi = 20^\circ$

### 6.2.2 Korrelation der Moden der Sinusantenne

Die Sinusantenne ( $\alpha = 80^\circ$ ) wird für die Multimodediversität mit den drei Moden betrieben, die alle im Zentrum der Antenne angeregt werden. Die verwendete Antenne hat einen Durchmesser von 10 cm, was zu einer unteren Grenzfrequenz von 1,7 GHz für den Mode 2 führt. Die Bilder 6.8 und 6.9 zeigen den Leistungskorrelationskoeffizient zwischen den Moden für eine Winkelspreizung von  $60^\circ$  und  $20^\circ$  im Azimut und  $5^\circ$  in der Elevation. Wie bei der Spiralantenne beträgt die mittlere Einfallsrichtung  $10^\circ$  im Azimut und  $90^\circ$  in der Elevation. Analog zur Spiralantenne sinkt die Korrelation mit wachsender Winkelspreizung. Mode 1 ist orthogonal polarisiert zu Mode 2 und Mode 3, so dass hier die Korrelation besonders niedrig ist. Zwischen Mode 2 und Mode 3 bildet sich ein Patterndiversitätseffekt aus, da die beiden Richtcharakteristiken sich kaum überlappen. Zusätzlich werden die Empfangssignale von Mode 2 und Mode 3 durch den unterschiedlichen Phasenverlauf der Richtcharakteristiken wie bei der Spiralantenne dekorreliert. Generell zeigt sich ein sehr ähnliches Verhalten wie bei der Spiralantenne. Im Frequenzbereich unter 1,7 GHz ist die Korrelation hoch, da der dritte Mode nicht abgestrahlt wird, weil die Grenzfrequenz unterschritten ist.

Tabelle 6.1: Mittlerer effektiver Gewinn der Moden in dBi

Winkelspreizung	Spiralantenne		Sinusantenne	
	Mode 1	Mode 2	Mode 1	Mode 2
Azimut 20°	-1.9	-2.1	-4.2	-2.2
Azimut 60°	-0.7	-1.3	-2.2	-1.4

### 6.3 Mittlerer effektiver Gewinn der Moden

Bei dem Einsatz eines starken Patterndiversitätseffektes, wie es bei Multimodediversität der Fall ist, ist die Berücksichtigung des mittleren effektiven Gewinns von besonderer Bedeutung. Es muss sicher gestellt werden, dass die räumlichen Eigenschaften des Kanals und die Richtcharakteristiken der Antennen aufeinander abgestimmt sind, siehe Kapitel 5.2. Für die in den vorigen Kapiteln gemachten Annahmen über die Leistungs-Winkel-Spektren lässt sich der mittlere effektive Gewinn bezogen auf eine isotrope Antenne nach [FJ94] angeben mit

$$G_{\text{MEG}} = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \left[ \frac{\text{XPR}}{1 + \text{XPR}} \cdot G_{\vartheta}(\vartheta, \psi) \cdot p_{\vartheta}(\vartheta, \psi) + \frac{1}{1 + \text{XPR}} G_{\psi}(\vartheta, \psi) \cdot p_{\psi}(\vartheta, \psi) \right] \sin(\vartheta) d\vartheta d\psi \quad (6.8)$$

Daraus ergeben sich für eine Winkelspreizung von 5° in der Elevation die in Tabelle 6.1 dargestellten mittleren effektiven Gewinne für die einzelnen Moden der Antennen. Die mittleren effektiven Gewinne der Moden 3 beider Antennen sind gleich den mittleren effektiven Gewinnen der Moden 1. Da sowohl niedrige Korrelationen zwischen den Moden als auch nahezu gleiche und ausreichend große Werte für die mittleren effektiven Gewinne erreicht werden, kann mit den Spiral- und Sinusantennen ein großer Diversitätsgewinn erreicht werden, siehe [VA87].

## 6.4 MIMO-Systeme mit Multimodediversität

Um das Potenzial von Multimodediversität für MIMO-Systeme aufzuzeigen, wurden Simulationen mit dem Netzwerkmodell mit Spiral- und Sinusantennen und Messungen mit Spiralantennen durchgeführt. Sowohl für die Simulationen als auch die Messungen wurden Antennen mit einem Durchmesser von 11 cm eingesetzt. Auf beiden Seiten des Kanals befanden sich jeweils die gleichen Antennen. Wie bei den Korrelationsberechnungen im vorigen Kapitel, ist die Antennenebene vertikal.

### 6.4.1 Simulationen der Kapazität und des Übertragungsgewinns

Die Simulationen wurden mit dem stochastischen Indoor-Kanalmodell aus Kapitel 2.3.3 und dem Netzwerkmodell aus Kapitel 3 durchgeführt. Der Einfluss des Speisernetzwerks ist dabei vernachlässigt. Sowohl die Spiral- als auch die Sinusantenne wurden mit den in Kapitel 6.2 beschriebenen Kombinationen von Moden verwendet. Da ein Vergleich der Kapazitäten zwischen Messergebnissen und Simulationen gezogen wird, werden die gemessenen Kanalmatrizen mit der Frobenius-Norm, siehe Gleichung (2.24), normiert. Bild 6.12 zeigt die simulierte kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung der Kapazität für ein mittleres SNR am Empfänger von 10 dB und einer gleichmäßigen Verteilung der Sendeleistung auf die Moden der Sendeantenne. Die Spiralantenne erreicht geringfügig höhere Kapazitäten als die Sinusantenne. Zum Vergleich ist die Kapazität eines MIMO-Systems mit Send- und Empfangsarrays, die aus je drei parallelen  $\lambda/2$ -Dipolen mit  $\lambda/4$  Antennenabstand bestehen, ebenfalls dargestellt. Wird die Spiralantenne bei der unteren Grenzfrequenz des Mode 2 betrieben, so ist die von ihr benötigte Fläche so groß wie das Array aus Dipolen. Dies zeigt den kleinen Platzbedarf der Spiralantenne.

Bild 6.10 zeigt die Simulationsergebnisse für den Übertragungsgewinn bei einer gleichmäßigen Verteilung der Sendeleistung auf alle Moden. Auch hier erreicht die Spiralantenne höhere Werte als die Sinusantenne, was durch die höheren mittleren effektiven Gewinne der Moden der Spiralantenne zu erklären ist. Zum Vergleich wurde wiederum ein MIMO-System mit je drei  $\lambda/2$ -Dipolen mit einem Antennenabstand von  $\lambda/4$  auf jeder Seite des Kanals herangezogen. Es zeigt sich, dass die MIMO-Systeme mit Dipolarrays keinen höheren Übertragungsgewinn als die Systeme mit einer frequenzunabhängigen

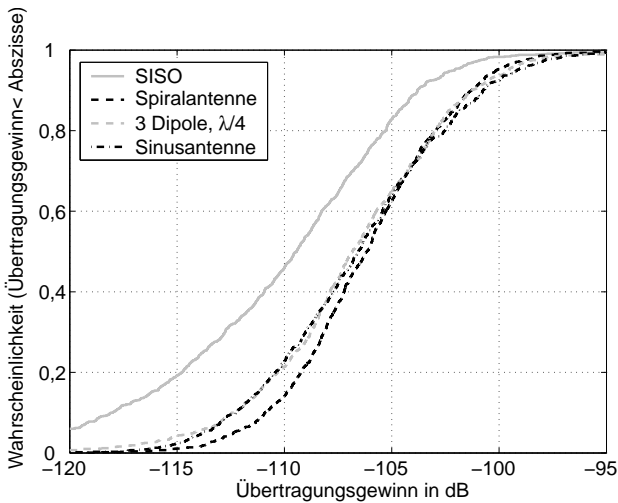


Bild 6.10: Simulierter Übertragungsgewinn der Sinus- und Spiralantenne

gen Spiralantenne haben. Insbesondere ist die Wahrscheinlichkeit für niedrige Übertragungsgewinne bei den Spiralantennen geringer. Das in Bild 6.10 gezeigte SISO-System hat vertikale  $\lambda/2$ -Dipole auf beiden Seiten des Kanals.

### 6.4.2 Messungen mit der Spiralantenne

Für die Messungen mit der Spiralantenne wurde für die beiden im Zentrum der Antenne angeregten Moden das Speisetzwerk aus [GW00] verwendet. Die Länge des verwendeten Speisetzwerks betrug dabei 5 cm. Für den außen angeregten Mode wurde das gleiche Speisetzwerk verwendet, allerdings in einer kürzeren Ausführung mit einer Länge von 2,5 cm und mit nur einem angeschlossenen Eingang, wie in Bild 6.11 dargestellt. Die Speisetzwerke wurden dazu auf Duroid 6010.8<sup>®</sup> mit einer Dicke von 0,635 mm und die Antenne auf Duroid 5880<sup>®</sup> mit einer Dicke von 1,57 mm geätzt. Für den Anschluss des Speisetzwerks an den äußeren Enden der Arme der Antenne ist es zweckmäßig, alle Arme bei einem Azimutwinkel enden zu lassen. Um die Kopplung zwischen den innen und außen angeregten Moden zu reduzieren, werden außen nur drei Arme gespeist und der vierte läuft leer. Dadurch



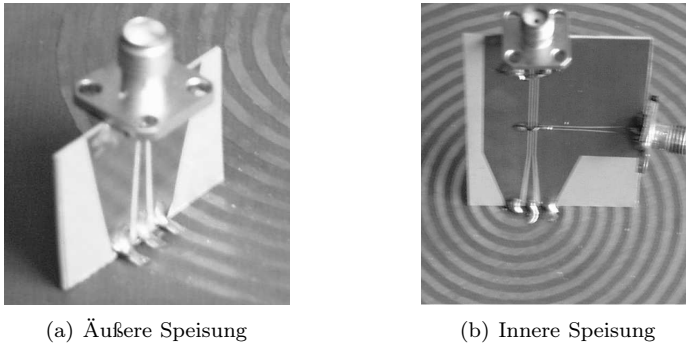


Bild 6.11: Speisernetzwerke an der Spiralantenne

entstehen allerdings in der Regel Hybridmoden, d.h. Kombinationen aus Mode 1 und Mode 2. Das außen eingespeiste Signal wird zunächst in Mode 2 abgestrahlt, falls dieser bei der angeregten Frequenz existiert. Die noch nicht abgestrahlte Energie breitet sich weiter in Richtung Antennenzentrum aus, bis sie in Mode 1 abgestrahlt wird. Die gemessene Anpassung aller drei Moden ist im Frequenzbereich von 1,5 bis 2,5 GHz besser als -10 dB und die Kopplung zwischen Mode 1 und Mode 2, innen gespeist, beträgt -15 dB. Die Kopplung zwischen dem außen angeregten Hybridmode und den innen gespeisten Moden ist kleiner als -20 dB (Mode 1) bzw. -18 dB (Mode 2).

Die Messungen wurden bei 51 diskreten Frequenzpunkten im Bereich von 1,5 bis 2,5 GHz durchgeführt. Dieser Frequenzbereich ist nach oben durch das Speisernetzwerk und nach unten durch die Antenne festgelegt. Entlang der Messrouten  $R\_LOS$  und  $R\_NLOS\_1$ , siehe A.2, wurden jeweils Messungen an 300 verschiedenen Positionen gemacht. Bild 6.12 zeigt den Verlauf der kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilung der gemessenen Kapazitäten, für mit der Frobenius-Norm normierte Kanalmatrizen mit einem mittleren SNR von 10 dB am Empfänger und gleichmäßig verteilter Sendeleistung auf die Moden der Sendeantenne. Eine signifikante Frequenzabhängigkeit der Kapazitäten konnte über den Frequenzbereich von 1,5 bis 2,5 GHz nicht festgestellt werden. Auf Grund der größeren Winkelspreizung der NLOS Messroute  $R\_NLOS\_1$  gegenüber der LOS Route  $R\_LOS$  ergeben sich für erstere deutlich höhere Kapazitäten. Die simulierten und gemessenen Kapazitätsvertei-

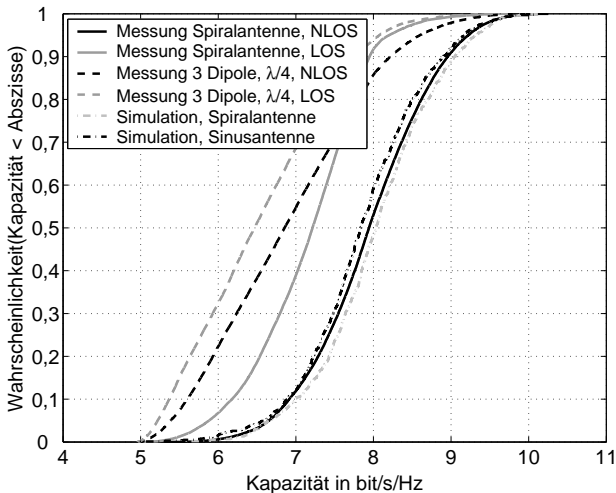


Bild 6.12: Gemessene und simulierte Kapazitätsverteilungen der Sinus- und Spiralantenne für ein konstantes SNR von 10 dB

lungen stimmen gut überein. Zum Vergleich mit MIMO-Systemen mit Arrays, die aus  $\lambda/2$ -Dipolen mit  $\lambda/4$  Abstand bestehen, sind die gemessenen Kapazitätsverläufe in Bild 6.12 eingezeichnet. Durch den Vergleich zeigt sich wie bereits bei den Simulationen, dass Multimodediversität mit Spiralantennen eine sehr kompakte und leistungsfähige Antennenlösung für MIMO ist.

Tabelle 6.2: Gemessener mittlerer effektiver Gewinn der Moden in dBd

Winkelspreizung	Spiralantenne	
	Mode 1	Mode 2
LOS Szenario	-2,5	-3,4
NLOS Szenario	-1,5	-2,6

Die gemessenen mittleren effektiven Gewinne der Moden, bezogen auf einen Dipol, ist in Tabelle 6.2 angegeben. Wird von einer kleinen Winkelspreizung in der Elevation ausgegangen, so ergibt sich ein Unterschied von 1,15 dB für den mittleren effektiven Gewinn bezogen auf einen Dipol zum mittleren effektiven Gewinn bezogen auf einen isotropen Kugelstrahler. Damit ist ein Vergleich mit den in Tabelle 6.1 angegebenen berechneten Werten möglich.

Die gemessenen Leistungskorrelationskoeffizienten zwischen den Empfangssignalen bzw. Sendesignalen der einzelnen Moden sind kleiner als 0,2 sowohl im LOS Szenario als auch im NLOS Szenario.



## 7 Systemstudien mit integrierten Antennen

Die in den vorigen Kapiteln gezeigten Grundlagen erlauben, den Einbau von mehreren Antennen in kleine tragbare Geräte systematisch durchzuführen und das Ergebnis zu bewerten. In diesem Kapitel wird der Einbau von mehreren Inverted-F Antennen in ein kleines Gehäuse eines Kommunikationsgeräts gezeigt. Dabei stehen Simulationen mit dem Netzwerkmodell im Vordergrund. Durch Messungen werden die Simulationen verifiziert. Das Gehäuse hat die Größe eines gewöhnlichen Mobiltelefons. Anwendungen eines solchen MIMO-Systems sind im Outdoor-Bereich der Mobilfunk und im Indoor-Bereich schnurlose Telefone bzw. Datenverbindungen. Entsprechend den möglichen Anwendungen wurde eine Frequenz von 2 GHz für die Simulationen und Messungen ausgewählt, da diese Frequenz in einem für die Kommunikation typischen Bereich liegt und sich im UMTS-Band befindet.

Zunächst wird das prinzipielle Vorgehen für den Einbau von Antennenarrays beschrieben. Danach folgt eine Beschreibung der Antennenarrays und der Simulationsszenarien. Sowohl im Outdoor- als auch im Indoor-Bereich werden komplette Übertragungskanäle mit realistischen Basisstationsantennen betrachtet. Abschließend wird ein Vergleich der Simulationen mit Messungen gezogen.

### 7.1 Strategie für die Entwicklung leistungsfähiger Antennenarrays

Die Integration mehrerer Antennen in ein kleines mobiles Gerät ist ein iterativer Prozess. Zunächst werden die Antennen eingebaut und ihre elektromagnetischen Eigenschaften berechnet bzw. simuliert. Dabei sollten verschiedene Diversitätsarten kombiniert und die Kopplung zwischen den Antennen

gering gehalten werden. Aufbauend auf der elektromagnetischen Charakterisierung der Antennen können Simulationen eines MIMO-Systems mit Hilfe des Netzwerkmodells durchgeführt werden. Wie bereits in den vorigen Kapiteln gezeigt, wird dann eine Analyse der für MIMO relevanten Bewertungskriterien wie der Kapazität, des Übertragungsgewinns, der mittleren effektiven Gewinne, des mittleren effektiven Array Gewinns und der Korrelation durchgeführt. Sind diese Kriterien nicht ausreichend erfüllt, muss der Einbau des Antennenarrays überarbeitet werden und der Entwicklungsprozess nochmals durchlaufen werden.

Wie sich in dieser Arbeit gezeigt hat, kann mit Hilfe der Bewertungskriterien bereits analysiert werden, wo die Schwachstellen der eingebauten Arrays sind und gezielt eine Verbesserung vorgenommen werden. Wird davon ausgegangen, dass für den Einsatz räumlicher Diversität nicht genügend Platz vorhanden ist und die Korrelation zwischen den Signalen an zwei Antennen zu hoch ist, so sollte eine Kombination von Pattern- und Polarisationsdiversität eingesetzt werden. Dabei ist darauf zu achten, dass der Übertragungsgewinn durch einen zu starken Patterndiversitätseffekt nicht einbricht. Ist der mittlere effektive Gewinn einer Antenne niedriger als der der anderen, so muss gezielt die Effizienz dieser Antenne bzw. ihre Ausrichtung auf den Kanal verbessert werden. Bei einem niedrigen mittleren effektiven Array Gewinn ist in der Regel die Verkopplung des gesamten Arrays zu groß. Als umfassendes Maß für ein MIMO-System mit einem bestimmten Antennenarray kann wie bereits erwähnt die Kapazität für eine konstante Sendeleistung verwendet werden. Die Schwierigkeit liegt darin, dass dieser Wert nur durch den Vergleich mit Kapazitätswerten anderer Arrays im gleichen Kanal eine Aussagekraft hat. Zum Vergleich können allerdings, wie in dieser Arbeit mehrfach gezeigt, MIMO-Systeme mit Arrays mit großen Antennenabständen herangezogen werden.

## 7.2 Mobiles Gerät und Antennenarrays für die Systemstudien

In diesem Abschnitt wird der Einbau von Inverted-F Antennen in ein Gehäuse eines kleinen mobilen Gerätes gezeigt. Die Inverted-F Antenne und Modifikationen davon werden häufig in mobilen Geräten eingesetzt, siehe z.B.

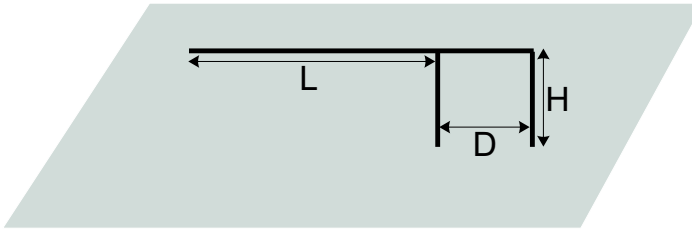


Bild 7.1: Inverted-F Antenne mit Massefläche

[SWKW03]. Sie zeichnet sich insbesondere durch ihre geringen Abmessungen aus. Bild 7.1 zeigt den Aufbau einer Inverted-F Antenne auf einer Massefläche. Idealerweise sollte die Massefläche unendlich groß sein. Bei Masseflächen, die in der Größenordnung einiger Wellenlängen und darunter liegen, müssen die parasitären Effekte durch Abstrahlung von der Massefläche berücksichtigt werden. Da die Inverted-F Antenne eine Antenne ist, die von einem linearen Monopol abgeleitet ist, gilt

$$L + H \approx \frac{\lambda}{4} \quad (7.1)$$

Für die hier verwendeten Antennen wurde  $H=10$  mm gewählt. Der Aufbau der Antennen besteht aus Drähten mit einem Durchmesser von 0,8 mm. Im Folgenden wird zunächst das Modell des Gerätes, in das die Antennen eingebaut werden, vorgestellt. Darauf folgt die Erläuterung der eingebauten Antennenarrays mit drei und vier Antennen.

### 7.2.1 Modell des mobilen Geräts

Das hier verwendete Modell des Gehäuses eines kleinen mobilen Gerätes ist relativ einfach, anhand dessen kann aber die prinzipielle Machbarkeit der Integration von Antennenarrays gezeigt werden. Es wird häufig in der Literatur für Antennenuntersuchungen verwendet, siehe [DOS97] und [BKTB97]. Das Modell besteht aus einem metallischen Quader, der mittig in ein Plastikgehäuse eingebaut wurde. Der metallische Quader bildet hierbei die Batterie bzw. das Display oder andere metallische Teile im Gehäuse nach. Die Abmessungen des Plastikgehäuses entsprechen denen eines marktüblichen Mobilte-

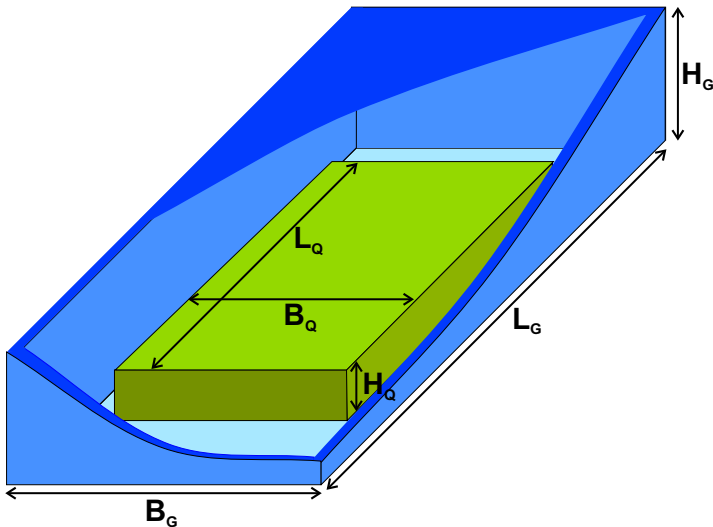


Bild 7.2: Gerätemodell mit metallischem Quader und PVC-Gehäuse

lefone. Bild 7.2 zeigt den Aufbau des Modells. Die dazugehörigen Maße sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst. Das Plastikgehäuse ist aus PVC<sup>1</sup> aufgebaut.

### 7.2.2 Modell mit drei Inverted-F Antennen

Das hier beschriebene Modell mit drei Inverted-F Antennen wird als Modell 1 bezeichnet. Bild 7.3(a) zeigt, wie die Antennen in das Gerät eingebaut wurden. Die genauen Abmessungen sind in Tabelle 7.2 zu finden. Als Massefläche für die Inverted-F Antennen dient der Metallquader. Da allerdings der Metallquader deutlich kleiner als eine Wellenlänge ist, beeinflusst er das Verhalten der Antenne. Dies wird in den Simulationen berücksichtigt. Durch die kleine Massefläche verlieren die Antennen ihre omnidirektionale Richtwirkung und strahlen in bestimmte Richtungen weniger stark. Antenne 1 und Antenne 3 sind oben und unten am Metallquader angebracht. Dadurch ist der Abstand zwischen den beiden Antennen ausreichend groß, um räumliche Diversität

<sup>1</sup>Polyvinylchlorid  $\epsilon_r = 3$ ,  $\tan \delta = 10^{-4}$



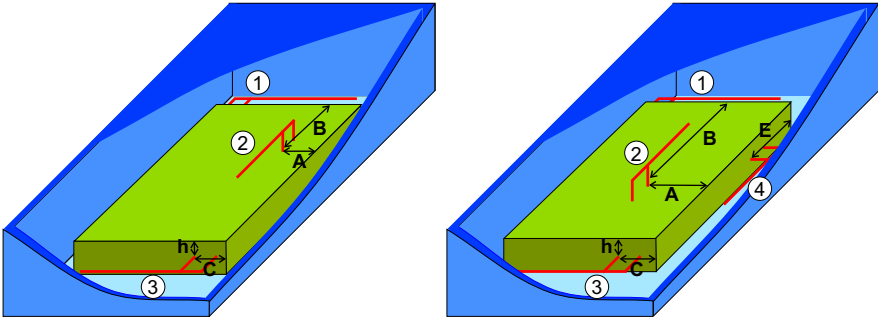
Tabelle 7.1: Abmessungen des Gerätemodells

Bezeichnung	Länge in mm
Länge des Metallquaders $L_Q$	80
Breite des Metallquaders $B_Q$	40
Höhe des Metallquaders $H_Q$	10
Länge des Gehäuses $L_G$	114
Breite des Gehäuses $B_G$	54
Höhe des Gehäuses $H_G$	24
Dicke der Gehäusewand	2

ausnutzen zu können. Zusätzlich wurden die Antennen entgegengesetzt orientiert, was zu einem Patterndiversitätseffekt führt. Antenne 2 wurde auf der Vorderseite des Metallquaders angebracht. Diese Antenne hat dadurch eine andere Polarisierung als die anderen, so dass Polarisationsdiversität ausgenutzt wird. Die genaue Position der Antenne auf der Vorderseite des Metallquaders spielt wegen der Polarisationsdiversität für die Abstrahlung eine untergeordnete Rolle. Allerdings können die Kopplungseffekte durch die Position beeinflusst werden, da sich je nach Position andere Ströme auf dem Metallquader ausbilden. Diese Ströme können in die anderen Antennen wieder einkoppeln. Die in Bild 7.3(a) gezeigte Position hat sich in diesem Zusammenhang als vorteilhaft erwiesen.

### 7.2.3 Modell mit vier Inverted-F Antennen

Die im vorigen Abschnitt beschriebene Integration von drei Inverted-F Antennen wird nun auf vier Antennen erweitert. Dieses Modell wird im Folgenden Modell 2 genannt. Bild 7.3(b) zeigt den Einbau der Antennen. Die Abmessungen sind in Tabelle 7.2 angegeben. Antenne 1 und Antenne 3 bleiben am gleichen Einbauort am Metallquader wie bei Modell 1. Zusätzlich wird Antenne 4 an der Seite des Metallquaders eingebaut. Dazu muss der Metallquader aus der Mitte des PVC-Gehäuses an dessen Rand verschoben werden. Durch die unterschiedliche Orientierung zu Antennen 1 und 3 folgt Polarisationsdiversität. Zusätzlich führen die verschiedenen Einbauorte zu Patterndiversität.



(a) Modell 1 mit drei Inverted-F Antennen (b) Modell 2 mit vier Inverted-F Antennen

Bild 7.3: Integration der Antennen

Tabelle 7.2: Abmessungen der Einbauorte der integrierten Antennen

	Bezeichnung	Länge in mm
Modell 1	A	13
	B	13
	C	13
	h	5
Modell 2	A	20
	B	50
	C	10
	E	30
	h	5

Tabelle 7.3: Simulierte Reflexionsfaktoren der Speiseleitungstore der Antennen bei 2 GHz

	$S_{11}$	$S_{22}$	$S_{33}$	$S_{44}$
Modell 1	-18,9 dB	-11,8 dB	-17,5 dB	-
Modell 2	-25 dB	-12,5 dB	-12 dB	-15,3 dB

Tabelle 7.4: Simulierte Kopplung zwischen den Speiseleitungstoren der Antennen in dB bei 2 GHz

	$S_{12}$	$S_{13}$	$S_{14}$	$S_{24}$	$S_{34}$	$S_{23}$
Modell 1	-13,8	-10	-	-	-	-11,9
Modell 2	-13,2	-11,9	-9,6	-16,4	-17	-11,3

Da der Einbauort von Antenne 4 nahe am Einbauort von Antenne 2 in Modell 1 ist, wurde Antenne 2 in Modell 2 in Richtung der Mitte der Vorderseite des Metallquaders verschoben, um die Kopplung zu reduzieren.

## 7.3 Elektromagnetische Charakterisierung

Für die Simulation mit dem Netzwerkmodell der in das Gehäuse integrierten Antennen in einem MIMO-System müssen die Eigen- und Kopplungsimpedanzmatrix, die Richtcharakteristiken und aktiven Antennengewinne bekannt sein. Im Folgenden werden diese Größen für die beiden Modelle beschrieben.

### 7.3.1 Anpassung und Kopplung

Durch Optimierung der Leitungslänge  $D$  der Inverted-F Antenne, siehe Bild 7.1, kann die Eingangsimpedanz der Antenne auf  $50 \Omega$  eingestellt werden. Für die Simulationen hat sich eine Länge von  $D=7$  mm ergeben. Dadurch ergeben sich die in Tabelle 7.3 dargestellten Reflexionsfaktoren an den Speiseleitungstoren der einzelnen Antennen.

Die Kopplungsimpedanzen zwischen den Antennen werden hier wie allgemein üblich als Streuparameter ausgedrückt. Die Umrechnung in die Eigen- und

Kopplungsimpedanzmatrix erfolgt durch Gleichung (3.5) und Auflösen nach  $\mathbf{Z}^A$ . Tabelle 7.4 zeigt die Ergebnisse der Simulationen.

### 7.3.2 Richtcharakteristik und aktiver Gewinn

Wird davon ausgegangen, dass das kleine Gerät ein Telefon darstellt, so ist eine typische Position bzw. Orientierung des Geräts beim Telefonieren wie in Bild 7.4(a) dargestellt. Die lange Seite des Gehäuses steht dabei in einem  $45^\circ$  Winkel zur x-y-Ebene. Zur Illustration des Patterndiversitätseffekts und der aktiven Antennengewinne werden die richtungsabhängigen Gewinnprogramme gezeigt. Da sich viele Ausbreitungspfade in der Azimutebene befinden, wurde diese Schnittebene für die Gewinnprogramme gewählt, siehe Bilder 7.4(b) bis 7.4(h). Da jede Antenne in eine andere Richtung maximal strahlt, kommt es zu einem deutlichen Patterndiversitätseffekt. Die Polarisationsdiversität ist an den unterschiedlichen Verläufen der Gewinnprogramme für die beiden dargestellten orthogonalen Polarisierungen zu erkennen. In Richtung  $-90^\circ$  strahlt keine Antenne maximal, um die Abstrahlung in Richtung des Kopfes des Nutzers zu reduzieren. Die Gewinnprogramme in weiteren Schnittebenen sind in [Pau03] zu finden.

## 7.4 Einsatz in MIMO-Systemen

Die bisher beschriebenen elektromagnetischen Eigenschaften der Modelle 1 und 2 werden in MIMO-Systemsimulationen mit dem Netzwerkmodell eingebracht. Hierzu werden beide Modelle in zwei Übertragungssystemen jeweils eines für den Indoor- und den Outdoorbereich untersucht. Alle folgenden Ergebnisse beziehen sich auf den Downlink, wobei keine Kanalkennntnis am Sender vorausgesetzt wird. Nach der Beschreibung der kompletten Übertragungssysteme wird auf die Simulationsergebnisse eingegangen. Anschließend folgt der Vergleich mit Messungen im Indoor-Bereich.

### 7.4.1 Szenarien

Die Simulationen für den Indoor-Bereich werden mit dem Netzwerkmodell mit dem Kanalmodell aus Kapitel 2.3.3 durchgeführt. Als Sendeantenne, wie sie an einer Indoor-Basisstation oder z.B. einem schnurlosen Telefon zum Einsatz kommen könnte, wurde Antennenarray f) aus Bild 5.5 ausgewählt. Dieses

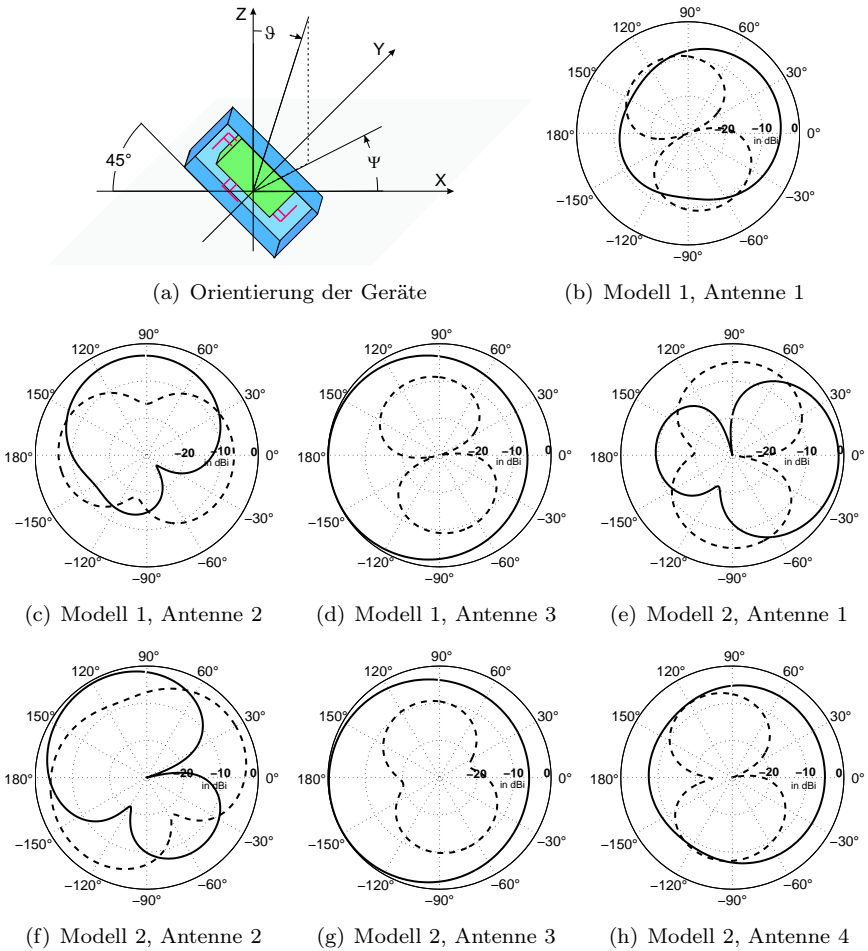


Bild 7.4: Simulierte Gewinn diagrams der Antennen von Modell 1 und 2 in der Azimutebene. Die  $\vartheta$ -Polarisation ist durchgezogen gezeichnet, die  $\psi$ -Polarisation gestrichelt.

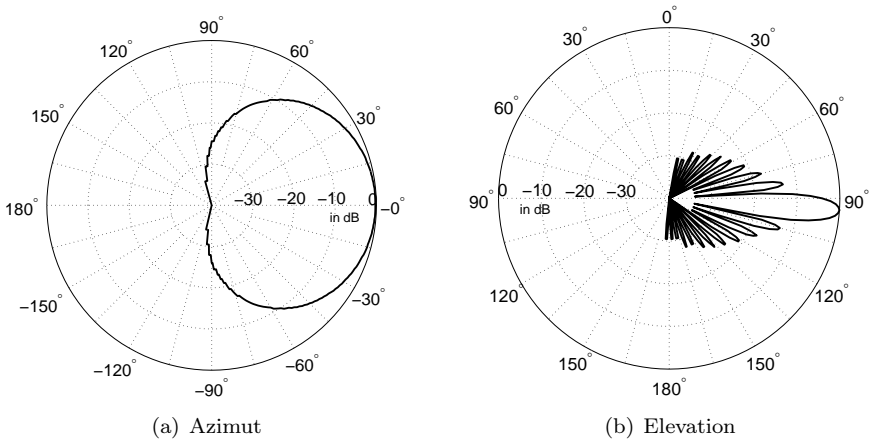


Bild 7.5: Richtcharakteristik der Basisstationsantennen

Array hat sich für den Indoor-Bereich als besonders klein und leistungsfähig herausgestellt, siehe Bild 5.6.

Für den Outdoor-Bereich wurde das Kanalmodell aus Kapitel 2.3.4 verwendet. Allerdings wurde im Gegensatz zu den bisherigen Simulationen ein Antennenarray an der Basisstation aus kommerziell erhältlichen Antennen (Kathrein Antenne 735147) nachgebildet. Die Modellierung dieser Antenne wird in [BHW01] beschrieben. Die Richtcharakteristik der Antenne, die einen  $120^\circ$  Sektor im Azimut ausleuchtet, ist in Bild 7.5 gezeigt. Der Downtilt beträgt  $5^\circ$  und der Antennengewinn 18 dBi. Drei dieser Antennen, die alle in die gleiche Richtung strahlen und einen Abstand von jeweils 1 Meter haben, wurden nebeneinander als ein lineares Array aufgebaut.

### 7.4.2 Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Korrelation der Signale und die mittleren effektiven Gewinne der Antennen in Modell 1 und 2 sowie der Übertragungsgewinn und die Kapazität der MIMO-Systeme gezeigt.

Die Leistungskorrelationskoeffizienten der Empfangssignale von Modell 1 und

Tabelle 7.5: Simulierte Leistungskorrelationskoeffizienten für die Signale an Modell 1 und 2

		$\rho_{12}$	$\rho_{13}$	$\rho_{14}$	$\rho_{24}$	$\rho_{34}$	$\rho_{23}$
Indoor	Modell 1	< 0,1	< 0,1	-	-	-	< 0,1
	Modell 2	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1
Outdoor	Modell 1	0,15	0,3	-	-	-	< 0,1
	Modell 2	0,15	0,2	0,2	< 0,1	< 0,1	0,2

Tabelle 7.6: Simulierte mittlere effektive Gewinne der Antennen in dBd

		Antenne 1	Antenne 2	Antenne 3	Antenne 4
Indoor	Modell 1	-2,5	-2,4	-2,4	-
	Modell 2	-2,9	-2,4	-2,4	-2
Outdoor	Modell 1	-5,7	-3,7	-6,3	-
	Modell 2	-6,9	-3,9	-6,7	-3,2

2 sind in Tabelle 7.5 sowohl für das Indoor- als auch das Outdoor-Kanalmodell angegeben. Bei beiden Modellen sind die Leistungskorrelationskoeffizienten im Indoor-Bereich kleiner als im Outdoor-Bereich, was auf die unterschiedlichen Winkelspreizungen zurückzuführen ist. Im Indoor-Bereich sind die Leistungskorrelationskoeffizienten kleiner als 0,1, im Outdoor-Bereich gleich oder kleiner als 0,3. Dabei ist insbesondere für Modell 2 zu erkennen, dass stark verkoppelte Antennen tendenziell stärker korrelierte Signale empfangen als unverkoppelte Antennen.

Die mittleren effektiven Gewinne der Antennen sind in Tabelle 7.6 dargestellt. Sie beziehen sich auf einen vertikalen Dipol als Vergleichsantenne. Auffällig ist dabei, dass die Antennen 1 und 3 von beiden Modellen im Outdoor-Bereich einen schlechteren mittleren effektiven Gewinn als die anderen Antennen haben. Dies ist dadurch zu erklären, dass die Hauptstrahlrichtung dieser beiden Antennen nicht die Azimutebene ist, auf die sich der Welleneinfall konzentriert. Im Indoor-Bereich ist im Gegensatz zum Outdoor-Bereich die Winkel-

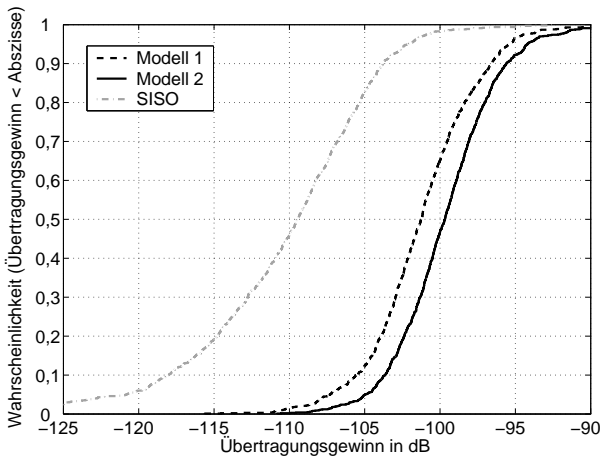


Bild 7.6: Kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung des Übertragungsgewinns für Modell 1 und 2 im Indoor-Bereich

spreizung in der Elevation groß und der Welleneinfall ist nicht nur auf die Azimutebene konzentriert. Dadurch unterscheiden sich hier die mittleren effektiven Gewinne weniger stark.

Die kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung des Übertragungsgewinns der Modelle 1 und 2 im Indoor-Bereich ist in Bild 7.6 dargestellt. Die Sendeleistung ist dabei gleichmäßig auf alle Sendeantennen verteilt. Zum Vergleich ist die SISO-Kurve ebenfalls eingezeichnet. Bei dem SISO-System wird von einer Übertragung mit je einem vertikalen Dipol auf jeder Seite des Kanals ausgegangen. Deutlich zu erkennen ist die Zunahme des Übertragungsgewinns durch den Einsatz einer vierten Antenne in Modell 2. Im Outdoor-Fall werden wesentlich höhere Übertragungsgewinne erreicht, was auf den hohen Antennengewinn von 18 dBi der Basisstationsantennen zurückzuführen ist<sup>2</sup>. Der Median des Übertragungsgewinns für Modell 1 liegt dort bei -86 dB, der von Modell 2 bei -84 dB.

<sup>2</sup>Ein Vergleich der Übertragungsgewinne im Indoor- und Outdoor-Bereich ist möglich, weil beide Kanalmodelle auf die gleiche mittlere Dämpfung für eine Übertragung mit isotropen Kugelstrahlern normiert sind, wie in Kapitel 2.3.5 gezeigt.



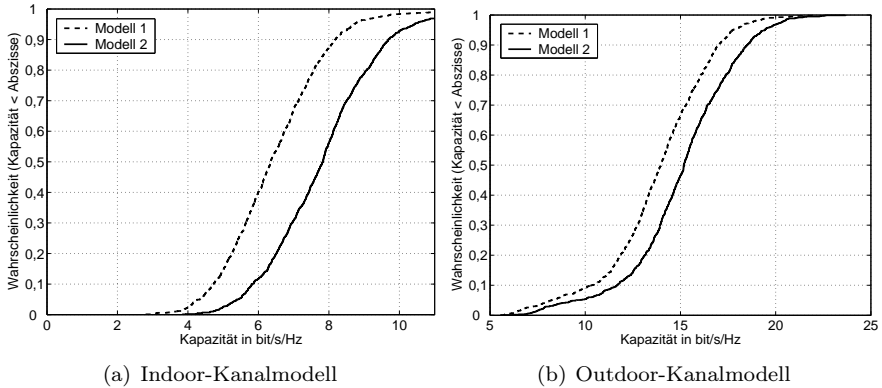


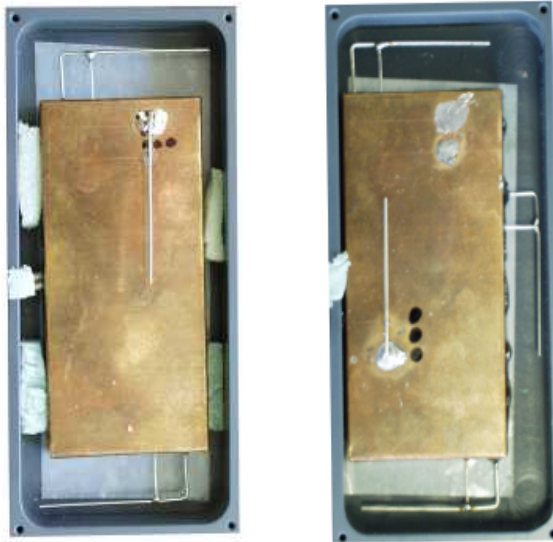
Bild 7.7: Kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung der Kapazität für Modell 1 und 2

Bild 7.7 zeigt den Verlauf der kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilung der Kapazität für eine konstante Sendeleistung<sup>3</sup>, die gleichmäßig auf die Sendantennen verteilt wird, für das Indoor- und das Outdoor-Kanalmodell. Die im Indoor-Bereich erreichten Kapazitäten sind hoch, wie ein Vergleich mit den in Bild 4.9 dargestellten Kapazitäten des  $3 \times 3$  MIMO-Systems für rein räumliche Diversität zeigt. Auf Grund des hohen Antennengewinns an der Basisstation werden im Outdoor-Bereich höhere Übertragungsgewinne und damit höhere Kapazitäten erreicht. Die Kapazitäten, die für ein konstantes SNR von 10 dB am Empfänger erreicht wurden, sind im folgenden Abschnitt bei dem Vergleich mit Messungen dargestellt.

### 7.4.3 Vergleich mit Messungen

Zur Verifikation der Simulationen wurden Messungen durchgeführt. Dazu wurden die Modelle 1 und 2 aufgebaut, siehe Bild 7.8. Auf einen ausführlichen Vergleich aller elektromagnetischen Kenngrößen zwischen Simulation und Messung wird hier aus Platzgründen verzichtet. Die gemessene Kopplung

<sup>3</sup>Die Sendeleistung wurde wie in den vorigen Kapiteln bestimmt.



(a) Modell 1 mit drei Inverted-F Antennen

(b) Modell 2 mit vier Inverted-F Antennen

Bild 7.8: Fotos der aufgebauten Gerätemodelle

zwischen den Antennen von Modell 1 ist 1-2 dB geringer als in den Simulationen. Bei Modell 2 ergeben sich gemessene Werte für die Kopplung, die bis zu maximal 3 dB niedriger sind als bei den Simulationen. Lediglich der simulierte Wert für  $S_{24}$  ist um ca. 2 dB niedriger als der gemessene Wert. Ein detaillierter Vergleich ist in [Pau03] gegeben.

Die aufgebauten MIMO-Systeme wurden im Indoor-Bereich mit dem im Anhang A.2 beschriebenen Messsystem auf den Messrouten R\_NLOS\_1 und R\_NLOS\_2 für den Vergleich mit Simulationen im Indoor-Bereich vermessen. Zusätzlich wurden Messungen entlang der Messroute R\_LOS durchgeführt. In Tabelle 7.7 sind die gemessenen Leistungskorrelationskoeffizienten für Modell 1 und 2 dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung mit den Simulationen. Bei beiden Modellen sind die gemessenen Korrelationskoeffizienten gering.

Tabelle 7.7: Gemessene Leistungskorrelationskoeffizienten für die Signale an Modell 1 und 2

		$\rho_{12}$	$\rho_{13}$	$\rho_{14}$	$\rho_{24}$	$\rho_{34}$	$\rho_{23}$
R_NLOS_1 und_2	Modell 1	0,13	< 0,1	-	-	-	0,17
	Modell 2	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1
R_LOS	Modell 1	0,12	0,17	-	-	-	0,17
	Modell 2	< 0,1	< 0,1	0,15	< 0,1	< 0,1	< 0,1

Tabelle 7.8: Gemessene mittlere effektive Gewinne der Antennen in dBd

		Antenne 1	Antenne 2	Antenne 3	Antenne 4
R_NLOS_1 und_2	Modell 1	-2	-3	-4	-
	Modell 2	-4	-2	-4	-3,5
R_LOS	Modell 1	-3,5	-2	-4	-
	Modell 2	-3	0	-3	-2

Tabelle 7.8 zeigt die gemessenen mittleren effektiven Gewinne. Auch hier wird eine gute Übereinstimmung mit den Simulationen erzielt. Sowohl in den Simulationen als auch den Messungen ist zu sehen, dass Antenne 1 und Antenne 3 einen niedrigeren mittleren effektiven Gewinn als die anderen Antennen haben, wenn die Winkelspreizung in der Elevation gering ist. Dies ist bei der Messroute R\_LOS und dem Outdoor-Kanalmodell gegeben.

Ein Vergleich der kumulativen Kapazitätsverteilung für ein konstantes SNR von 10 dB am Empfänger beider Modelle ist in Bild 7.9 angegeben. Die Übereinstimmung ist gut. Die gemessene 10% Ausfallkapazität beträgt 6,9 bit/s/Hz und die simulierte 7,1 bit/s/Hz für Modell 1. Bei Modell 2 ergeben sich 8,5 bit/s/Hz für die Simulation und 8,4 bit/s/Hz für die Messung. Wie bei

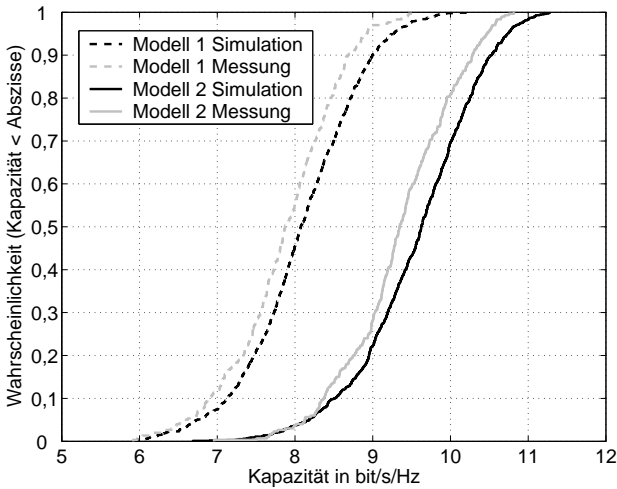


Bild 7.9: Vergleich zwischen Simulation und Messung für Modell 1 und 2 auf den Messrouten R\_NLOS\_1 und R\_NLOS\_2

den Messungen in den vorigen Kapiteln ist von geringen Messfehlern durch Fehlanpassung, parasitäre Abstrahlung der Kabel und dem Stichprobenumfang von 300 Messpunkten für die statistische Auswertung auszugehen.

## 8 Zusammenfassung

MIMO-Systeme, d.h. Kommunikationssysteme mit mehreren Antennen am Sender und mehreren Antennen am Empfänger, ermöglichen es, die spektrale Effizienz bzw. Kapazität gegenüber heutigen SISO-Kommunikationssystemen deutlich zu erhöhen. Dies wiederum ermöglicht eine Erhöhung der Datenraten, ohne dass größere Bandbreiten oder höhere Sendeleistungen für nicht-interferenzbegrenzte Systeme nötig sind, was eine wichtige Forderung an zukünftige Kommunikationssysteme darstellt. Die Ausnutzung der räumlichen Komponente von Mehrwegfunkkanälen wird ein wesentlicher Beitrag zur Innovation in zukünftigen Kommunikationssystemen sein, da andere Ressourcen wie das Frequenzspektrum bereits stark genutzt werden. Eine Erhöhung der Sendeleistung in heutigen Kommunikationssystemen ist gesellschaftlich nicht gewollt. Der Gewinn durch mehrere Send- und Empfangsantennen kann insbesondere auch dazu verwendet werden, die Sendeleistung von Kommunikationssystemen zu senken.

Seit 1995 wird intensiv an Mehrantennensystemen bzw. MIMO-Systemen geforscht. Eine unüberschaubare Anzahl an Arbeiten und Veröffentlichungen ist seither zu diesem interdisziplinären Thema entstanden. Während sich die meisten Veröffentlichungen zu diesem Thema mit der Signalverarbeitung und Wellenausbreitung beschäftigen, stehen bei dieser Arbeit die Antennen im Vordergrund. Die Forschung zum Thema MIMO entwickelt sich derzeit weg von den Grundlagen. Praktikable MIMO-Systemlösungen und Fragen, die die praktische Realisierung von MIMO-Systemen betreffen, stehen im Mittelpunkt der derzeitigen Forschung. Auf dem Weg zu realisierbaren MIMO-Systemen für den Mobilfunk und für drahtlose Datenverbindungen liefert diese Arbeit einen wichtigen Beitrag. Es werden erstmals systematisch Antennen für den Einsatz in Mehrantennensystemen für die Kommunikation untersucht. Dabei stellen kleine und kompakte Antennenarrays eine besondere Herausforderung dar, da die Antennen nicht als voneinander unabhängig betrachtet werden können. Die Arbeit hat folgende Schwerpunkte:

- Die Modellierung des gesamten Übertragungskanals mit einem Netzwerkmodell, so dass die Antennen und die Verkopplung zwischen den Antennen in MIMO-Systemsimulationen eingebunden werden können,
- eine grundlegende Untersuchung zum Einsatz verschiedener Diversitätsarten und
- der Entwurf und die Realisierung kompakter Antennenarrays in kleinen mobilen Geräten.

Damit wird erstmals gezeigt, dass es möglich und sinnvoll ist, mehrere Antennen für MIMO in kleine mobile Geräte zu integrieren. Die Vorgehensweise bei der Integration der Arrays und deren Bewertung wird in dieser Arbeit erklärt.

In Kapitel 2 dieser Arbeit ist eine Zusammenfassung der für die Entwicklung von Antennenarrays relevanten Grundlagen von MIMO-Systemen gegeben. Dabei wird insbesondere auf die Modellierung der Kopplung von Antennenarrays eingegangen und die Normierung von Kanalmatrizen diskutiert. Durch eine Normierung mit der Frobenius-Norm, wie sie standardmäßig in der Literatur eingesetzt wird, werden die Informationen über die Leistungsbilanz des Übertragungskanals gelöscht. Aber gerade die Leistungsbilanz muss für ein effektives Antennendesign berücksichtigt werden. Für das Antennendesign sollten MIMO-Systeme in der Regel mit einer konstanten Sendeleistung und der für MIMO neu eingeführten Normierung auf die mittlere Kanaldämpfung betrachtet werden.

Im darauf folgenden Kapitel folgt eine neue und umfassende Modellierung des gesamten Übertragungskanals mit Sendeeinheit, Sendeantennen, Kanal, Empfangsantennen und Empfangseinheit als ein System. Diese fünf Komponenten sind notwendig, um die Kopplungseffekte und die Auswirkungen davon korrekt zu modellieren. Die Antennen werden dabei durch Streuparameter beschrieben. Basierend auf dem Netzwerkmodell werden der Übertragungsgewinn und der mittlere effektive Array Gewinn definiert, um die Leistungsbilanz eines Arrays genau zu analysieren.

Die nächsten beiden Kapitel bieten eine Studie zum Einsatz räumlicher Diversität, Polarisationsdiversität und Patterndiversität auf Basis des Netzwerkmodells, das es erstmals ermöglicht auch die exakte Leistungsbilanz mit

---

zu berücksichtigen. Räumliche Diversität führt bei ausreichend großen Antennenabständen zu sehr leistungsfähigen Antennenarrays. Da allerdings in kleinen mobilen Geräten nie genügend Platz zur Verfügung steht, muss auf Polarisations- und Patterndiversität ausgewichen werden. Es wird gezeigt, dass beim Einsatz dieser Diversitäten die Korrelation zwischen den Signalen der Antennen in der Regel niedrig ist, dafür aber der Übertragungsgewinn einbricht. Hier muss ein Kompromiss gefunden werden zwischen guten Korrelationseigenschaften auf der einen Seite und einem hohen Übertragungsgewinn auf der anderen Seite. Die besten Ergebnisse bei der Entwicklung kompakter Antennenarrays werden durch den kombinierten Einsatz verschiedener Diversitäten erreicht.

Breitbandige Multimode-Diversität mit Spiral- und Sinusantennen wird als ein neues Antennenkonzept für MIMO- und Diversitätssysteme eingeführt. Die Grundidee ist es, nicht mehrere Antennen zu verwenden, sondern eine Antenne mit mehreren Moden. Da die verwendeten Antennen nahezu frequenzunabhängig sind, kann Multimode-Diversität mit Spiral- und Sinusantennen sehr breitbandig eingesetzt werden. Sowohl die Korrelationseigenschaften der Moden als auch die Leistungsbilanz werden analysiert.

Abschließend ist in dieser Arbeit erstmalig die Integration von bis zu vier Antennen in das Gehäuse eines kleinen mobilen Gerätes vorgenommen worden und die Auswirkungen davon auf Systemgrößen wie die Kapazität erforscht worden. Dabei werden die Grundlagen aus den vorherigen Kapiteln, insbesondere das Netzwerkmodell und die Untersuchungen zum Einsatz verschiedener Diversitäten benötigt. Es wird gezeigt, dass das Verhalten eines integrierten kompakten Antennenarrays nur geringfügig schlechter ist als das eines sehr großen Antennenarrays zur Ausnutzung rein räumlicher Diversität, bei dem keine Leistungsverluste durch Kopplung, Polarisations- oder Patterndiversität entstehen. Dadurch wird es möglich, die Vorteile von MIMO gegenüber konventionellen SISO-Kommunikationssystemen auch für mobile Anwendungen mit kleinen Endgeräten zu nutzen.





# A Anhang

## A.1 Simulationsparameter für das Indoor-Kanalmodell

Die Simulationsparameter für das Indoor-Kanalmodell sind aus [ZFW02] und [ZFDW00] entnommen. Die Parameter gelten für den Frequenzbereich von 1,6 bis 2,0 GHz. Falls bei der Beschreibung der Simulationen keine anderen Angaben gemacht werden, wurden die folgenden Parameter verwendet. Line-of-Sight-Szenarien wurden mit diesem Kanalmodell nicht simuliert.

Parameter	
Meanlosdistance	3,15m
Pathdensity	0,085/ns
Maxlife	100m
SFCorelength	2,12m
Freespacefac	-7,58dB
logDistance	-13,8dB -6,08
Crosspolfactor	-14,39dB
Thetadistribution	12,17deg
Psidistribution	26,3deg 48,73deg

## A.2 Messsystem und Messszenarien

### A.2.1 Aufbau des Messsystems

Wie in Kapitel 2.3.6 erläutert, basiert das Messverfahren auf dem schnellen Umschalten zwischen allen Antennen. In Bild A.1 ist das Messsystem schematisch dargestellt. Kernstück des Messsystems bildet der vektorielle Netzwerkanalysator HP 8722D (VNWA). Sowohl auf der Sende- als auch auf der

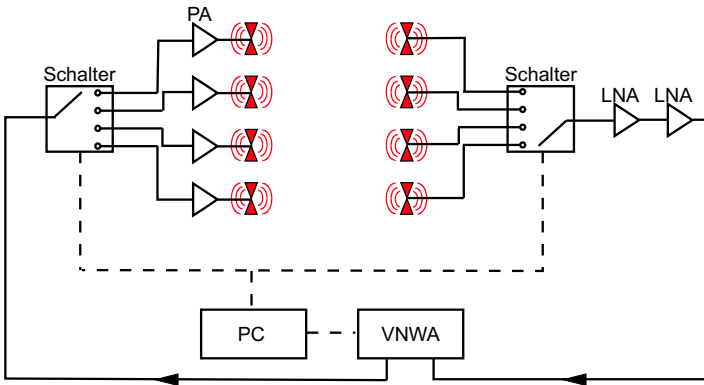


Bild A.1: Schema des Messsystems für die MIMO-Übertragungskanäle

Empfangsseite wird der Schalter HMC253QS24 von Hittite zum Umschalten zwischen den Antennen eingesetzt. Die Schaltzeiten sind vernachlässigbar klein und die Durchgangsdämpfung liegt bei 2 GHz bei 1,3 dB. Die nicht durchgeschalteten Verbindungen werden automatisch mit  $50 \Omega$  abgeschlossen. Auf der Empfangsseite werden zwei rauscharme Verstärker LNA MGA86563 von Agilent Technologies eingesetzt, von denen jeder eine Verstärkung von 21 dB liefert. Auf der Sendeseite kann durch Zuschalten von Leistungsverstärkern PA HMC4123QS16 G von Hittite die Sendeleistung von -5 dBm (vom VNWA) auf 18 dBm erhöht werden. Die Schalter sind jedoch nur für eine maximale Leistung von 12 dBm ausgelegt, sodass die Sendeleistungsverstärkung erst nach dem Schalter durchgeführt werden kann. Pro Sendeanenne wird dadurch ein Leistungsverstärker benötigt. Die Kalibration der Schaltung wird off-line durchgeführt, um die Messgeschwindigkeit des VNWA zu erhöhen. Dazu wird die gesamte Schaltung schrittweise vermessen. Dies bedeutet, dass sowohl die Schalter als auch die Verstärker einzeln und nacheinander in das Messsystem integriert und vermessen werden müssen. Der genaue Ablauf der Kalibration ist in [Men02] angegeben.

Beim Einsatz dieses Messverfahrens ist von geringen Messfehlern durch die Zeitvarianz des Kanals, parasitäre Abstrahlung von den Speiseleitungen der Antennen, Fehlanpassung der Antennen und den Messfehlern des Netzwerkanalysators auszugehen.

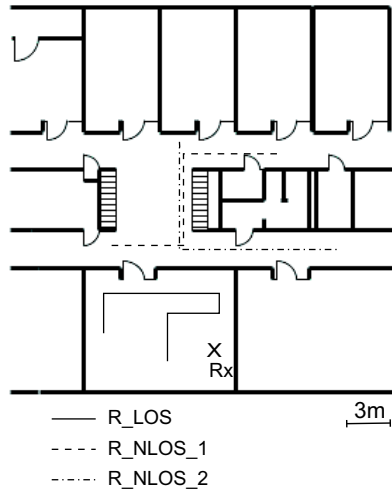


Bild A.2: Szenario für die Messungen im ersten Stock des IHE-Gebäudes

## A.2.2 Szenarien für die Messungen

Zur Verifikation der in dieser Arbeit vorgestellten Simulationen wurden im Gebäude des Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik an der Universität Karlsruhe Messungen durchgeführt. Das verwendete stochastische Indoor-Kanalmodell aus Kapitel 2.3.3 wurde nach Messungen und Ray-Tracing Simulationen dieses Gebäudes parametrisiert, siehe [ZFW02] und [ZFDW00]. Das Gebäude ist ein typisches Bürogebäude mit Raumgrößen von etwa 5 auf 7 m. Die Höhe der Stockwerke beträgt 3,6 m. Die Außenwände des Gebäudes sind armierte Betonwände. Die Innenwände sind aus Holz bzw. Beton mit Holzverkleidung. Alle Messungen wurden nachts durchgeführt, wenn keine anderen Personen im Gebäude waren, um die Zeitvarianz der Kanäle so gering wie möglich zu halten.

Für die Messungen wurden mehrere Messrouten im Gebäude definiert, sowohl mit als auch ohne Line-of-Sight Komponente. Für die Messungen wurde das Empfangsarray an einem Ort aufgestellt und das Sendearray pro Route an 300 verschiedenen Positionen auf den jeweiligen Routen platziert. Die Anzahl der Sendepositionen pro Route wurde relativ hoch gewählt, um eine statistische

Auswertung der Messdaten zu ermöglichen. Der Abstand zweier Sendepositionen betrug ca. 5 cm. Während der Messung einer Kanalmatrix  $\mathbf{H}$  wurde das Sendearray nicht bewegt. Bild A.2 zeigt die verschiedenen Routen und das Szenario. Bei der Route R\_LOS ist immer eine line-of-sight Komponente vorhanden. Die anderen Routen R\_NLOS\_1 und R\_NLOS\_2 haben keine Line-of-Sight Verbindung.

## A.3 Berechnungen für das Netzwerkmodell

### A.3.1 Kettenschaltung von Matrizen mit ungleich großen Torgruppen

Die Kettenschaltung zweier Mehrtore mit gleich großen Torgruppen lässt sich durch Multiplikation ihrer Kettenmatrizen ausdrücken. Bei ungleich großen Torgruppen lassen sich keine Kettenmatrizen definieren, so dass in diesem Fall der Weg für eine Kettenschaltung über die Streumatrizen gewählt werden muss.

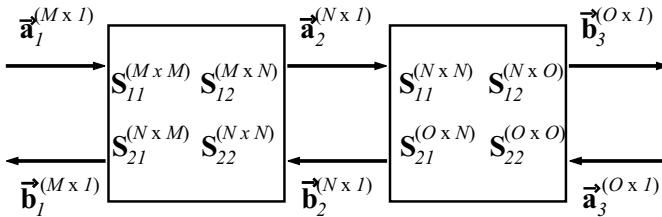


Bild A.3: Kettenschaltung zweier Mehrtore

Abbildung A.3 zeigt zwei Mehrtore mit  $M$  und  $N$  bzw.  $N$  und  $O$  Toren, die über die  $N$  Tore miteinander verbunden sind. Die Streumatrizen sind aus Untermatrizen aufgebaut, die die Verbindung zwischen den jeweiligen Ein-

und Ausgangstore beschreiben:

$$\mathbf{S}^{((M+N)\times(M+N))} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{11}^{(M\times M)} & \mathbf{S}_{12}^{(M\times N)} \\ \mathbf{S}_{21}^{(N\times M)} & \mathbf{S}_{22}^{(N\times N)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{S}^{((N+O)\times(N+O))} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{11}^{(N\times N)} & \mathbf{S}_{12}^{(N\times O)} \\ \mathbf{S}_{21}^{(O\times N)} & \mathbf{S}_{22}^{(O\times O)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Für die beiden Mehrfore gelten die Streugleichungen

$$\vec{b}_1^{(M\times 1)} = \mathbf{S}_{11}^{(M\times M)} \vec{a}_1^{(M\times 1)} + \mathbf{S}_{12}^{(M\times N)} \vec{b}_2^{(N\times 1)} \quad (\text{A.3})$$

$$\vec{a}_2^{(N\times 1)} = \mathbf{S}_{21}^{(N\times M)} \vec{a}_1^{(M\times 1)} + \mathbf{S}_{22}^{(N\times N)} \vec{b}_2^{(N\times 1)} \quad (\text{A.4})$$

$$\vec{b}_2^{(N\times 1)} = \mathbf{S}_{11}^{(N\times N)} \vec{a}_2^{(N\times 1)} + \mathbf{S}_{12}^{(N\times O)} \vec{a}_3^{(O\times 1)} \quad (\text{A.5})$$

$$\vec{b}_3^{(O\times 1)} = \mathbf{S}_{21}^{(O\times N)} \vec{a}_2^{(N\times 1)} + \mathbf{S}_{22}^{(O\times O)} \vec{a}_3^{(O\times 1)} \quad (\text{A.6})$$

Durch Einsetzen der Gleichung (A.4) in Gleichung (A.5) ergibt sich

$$\begin{aligned} \vec{b}_2^{(N\times 1)} &= \left( \mathbf{E}^{(N\times N)} - \mathbf{S}_{11}^{(N\times N)} \mathbf{S}_{22}^{(N\times N)} \right)^{-1} \\ &\cdot \left( \mathbf{S}_{11}^{(N\times N)} \mathbf{S}_{21}^{(N\times M)} \vec{a}_1^{(M\times 1)} + \mathbf{S}_{12}^{(N\times O)} \vec{a}_3^{(O\times 1)} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Verfährt man umgekehrt und setzt Gleichung (A.5) in Gleichung (A.4) ein, so ergibt sich

$$\begin{aligned} \vec{a}_2^{(N\times 1)} &= \left( \mathbf{E}^{(N\times N)} - \mathbf{S}_{22}^{(N\times N)} \mathbf{S}_{11}^{(N\times N)} \right)^{-1} \\ &\cdot \left( \mathbf{S}_{21}^{(N\times M)} \vec{a}_1^{(M\times 1)} + \mathbf{S}_{22}^{(N\times N)} \mathbf{S}_{12}^{(N\times O)} \vec{a}_3^{(O\times 1)} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Die gewonnenen Gleichungen (A.7) und (A.8) werden in die Gleichungen (A.3) und (A.6) eingesetzt und nach einigen Umformungen ergibt sich die Gleichung

$$\begin{pmatrix} \vec{b}_1^{(M\times 1)} \\ \vec{b}_3^{(O\times 1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_{11}^{(M\times M)} & \tilde{\mathbf{S}}_{12}^{(M\times O)} \\ \tilde{\mathbf{S}}_{12}^{(O\times M)} & \tilde{\mathbf{S}}_{22}^{(O\times O)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{a}_1^{(M\times 1)} \\ \vec{a}_3^{(O\times 1)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

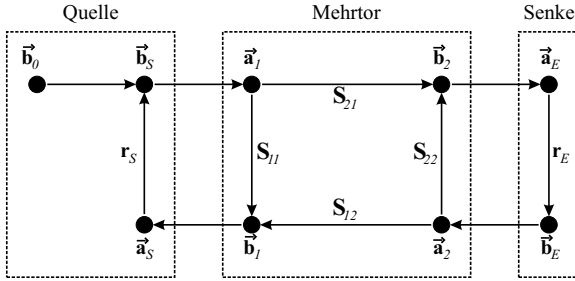


Bild A.4: Signalflussdiagramm eines beschalteten Mehrtors

mit den Streumatrizen

$$\tilde{\mathbf{S}}_{11}^{(M \times M)} = \mathbf{S}_{11}^{(M \times M)} + \mathbf{S}_{12}^{(M \times N)} \left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{11}^{(N \times N)} \mathbf{S}_{22}^{(N \times N)} \right)^{-1} \mathbf{S}_{11}^{(N \times N)} \mathbf{S}_{21}^{(N \times M)} \quad (\text{A.10})$$

$$\tilde{\mathbf{S}}_{12}^{(M \times O)} = \mathbf{S}_{12}^{(M \times N)} \left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{11}^{(N \times N)} \mathbf{S}_{22}^{(N \times N)} \right)^{-1} \mathbf{S}_{12}^{(N \times O)} \quad (\text{A.11})$$

$$\tilde{\mathbf{S}}_{21}^{(O \times M)} = \mathbf{S}_{21}^{(O \times N)} \left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{22}^{(N \times N)} \mathbf{S}_{11}^{(N \times N)} \right)^{-1} \mathbf{S}_{21}^{(N \times M)} \quad (\text{A.12})$$

$$\tilde{\mathbf{S}}_{22}^{(O \times O)} = \mathbf{S}_{22}^{(O \times O)} + \mathbf{S}_{21}^{(O \times N)} \left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{22}^{(N \times N)} \mathbf{S}_{11}^{(N \times N)} \right)^{-1} \mathbf{S}_{22}^{(N \times N)} \mathbf{S}_{12}^{(N \times O)} \quad (\text{A.13})$$

### A.3.2 Abschluss der inneren Schaltung

Abbildung A.4 zeigt ein Mehrport, welches von einer Quelle an  $M$  Toren gespeist wird und an den übrigen Toren  $N$  Toren mit einer Senke verbunden ist. Die nachfolgenden Gleichungen berechnen die Leistungswellenvektoren des Mehrtores  $\vec{a}_1$ ,  $\vec{a}_2$ ,  $\vec{b}_1$  und  $\vec{b}_2$  als Funktion vom Urleistungswellenvektor  $\vec{b}_0$  und den vorgegebenen Untermatrizen der Mehrport. Die Beziehungen der Leistungswellen an den Torein- und Torausgängen des Mehrports werden mit

den folgenden Gleichungen beschrieben:

$$\vec{a}_1^{(M \times 1)} = \vec{b}_0^{(M \times 1)} + \mathbf{r}_S^{(M \times M)} \vec{b}_1^{(M \times 1)} \quad (\text{A.14})$$

$$\vec{b}_1^{(M \times 1)} = \mathbf{S}_{11}^{(M \times M)} \vec{a}_1^{(M \times 1)} + \mathbf{S}_{12}^{(M \times N)} \vec{a}_2^{(N \times 1)} \quad (\text{A.15})$$

$$\vec{a}_2^{(N \times 1)} = \mathbf{r}_E^{(N \times N)} \vec{b}_2^{(N \times 1)} \quad (\text{A.16})$$

$$\vec{b}_2^{(N \times 1)} = \mathbf{S}_{21}^{(N \times M)} \vec{a}_1^{(M \times 1)} + \mathbf{S}_{22}^{(N \times N)} \vec{a}_2^{(N \times 1)} \quad (\text{A.17})$$

Durch gegenseitiges Einsetzen der Gleichungen (A.14) bis (A.17) ergibt sich

$$\begin{aligned} \vec{a}_1^{(M \times 1)} &= \left( \mathbf{E}^{(M \times M)} - \mathbf{r}_S^{(M \times M)} \mathbf{S}_{11}^{(M \times M)} \right)^{-1} \\ &\cdot \left( \vec{b}_0^{(M \times 1)} + \mathbf{r}_S^{(M \times M)} \mathbf{S}_{12}^{(M \times N)} \vec{a}_2^{(N \times 1)} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{aligned} \vec{a}_2^{(N \times 1)} &= \left( \mathbf{E}^{(N \times N)} - \mathbf{r}_E^{(N \times N)} \mathbf{S}_{22}^{(N \times N)} \right)^{-1} \\ &\cdot \mathbf{r}_E^{(N \times N)} \mathbf{S}_{21}^{(N \times M)} \vec{a}_1^{(M \times 1)} \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

$$\begin{aligned} \vec{b}_1^{(M \times 1)} &= \left( \mathbf{E}^{(M \times M)} - \mathbf{S}_{11}^{(M \times M)} \mathbf{r}_S^{(M \times M)} \right)^{-1} \\ &\cdot \left( \mathbf{S}_{11}^{(M \times M)} \vec{b}_0^{(M \times 1)} + \mathbf{S}_{12}^{(M \times N)} \mathbf{r}_E^{(N \times N)} \vec{b}_2^{(N \times 1)} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

$$\begin{aligned} \vec{b}_2^{(N \times 1)} &= \left( \mathbf{E}^{(N \times N)} - \mathbf{S}_{22}^{(N \times N)} \mathbf{r}_E^{(N \times N)} \right)^{-1} \\ &\cdot \mathbf{S}_{21}^{(N \times M)} \left( \vec{b}_0^{(M \times 1)} + \mathbf{r}_S^{(M \times M)} \vec{b}_1^{(M \times 1)} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

Ziel der Berechnung sind Ausdrücke, die direkt die Ein- und Ausgangsgrößen des Mehrtors beschreiben in Abhängigkeit des Urleistungswellenvektors  $\vec{b}_0$  und der im System enthaltenen Streumatrizen. Hierzu müssen die Gleichungen (A.18) bis (A.21) ineinander eingesetzt und umgeformt werden. Für

die Leistungswellenvektoren ergibt sich hieraus:

$$\vec{a}_1 = \left( \mathbf{E} - \mathbf{r}_S \mathbf{S}_{11} - \mathbf{r}_S \mathbf{S}_{12} (\mathbf{E} - \mathbf{r}_E \mathbf{S}_{22})^{-1} \mathbf{r}_E \mathbf{S}_{21} \right)^{-1} \vec{b}_0 \quad (\text{A.22})$$

$$\begin{aligned} \vec{a}_2 &= \left( \mathbf{E} - \mathbf{r}_E \mathbf{S}_{22} - \mathbf{r}_E \mathbf{S}_{21} (\mathbf{E} - \mathbf{r}_S \mathbf{S}_{11})^{-1} \mathbf{r}_S \mathbf{S}_{12} \right)^{-1} \\ &\cdot \mathbf{r}_E \mathbf{S}_{21} (\mathbf{E} - \mathbf{r}_S \mathbf{S}_{11})^{-1} \vec{b}_0 \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

$$\begin{aligned} \vec{b}_1 &= \left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{11} \mathbf{r}_S - \mathbf{S}_{12} \mathbf{r}_E (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{22} \mathbf{r}_E)^{-1} \mathbf{S}_{21} \mathbf{r}_S \right)^{-1} \\ &\cdot \left( \mathbf{S}_{11} + \mathbf{S}_{12} \mathbf{r}_E (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{22} \mathbf{r}_E)^{-1} \mathbf{S}_{21} \right) \vec{b}_0 \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

$$\begin{aligned} \vec{b}_2 &= \left( \mathbf{E} - \mathbf{S}_{22} \mathbf{r}_E - \mathbf{S}_{21} \mathbf{r}_S (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{11} \mathbf{r}_S)^{-1} \mathbf{S}_{12} \mathbf{r}_E \right)^{-1} \\ &\cdot \left( \mathbf{S}_{21} + \mathbf{S}_{21} \mathbf{r}_S (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{11} \mathbf{r}_S)^{-1} \mathbf{S}_{11} \right) \vec{b}_0 \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$



# Literaturverzeichnis

- [AH77] J. Bach Andersen und F. Hansen. Antennas for VHF/UHF personal radio: A theoretical and experimental study of characteristics and performance. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 26:349–357, 1977.
- [AKWJ97] M. Amaonowicz, W. Kolosowski, M. Wnuk und A. Jeziorski. Microstrip antennas for mobile communications. *IEEE Proceedings of Vehicular Technology Conference*, 2:1182–1185, 1997.
- [Ala98] S.M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16:1451–1458, 1998.
- [AMdC01] M.R. Andrews, P.P. Mitra und R. de Carvalho. Tripling the Capacity of Wireless Communications Using Electromagnetic Polarization. *Nature*, 409:316–318, 2001.
- [And00] J. Bach Andersen. Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(11):2172–2178, 2000.
- [BA86] S.A. Bergmann und H.W. Arnold. Polarisation diversity in portable communications environment. *IEE Electronics Letters*, 22(11):609–610, 1986.
- [Bal82] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sohns, New York, 1982.
- [BHW01] M. Baldauf, A. Herschlein und W. Wiesbeck. Schutzabstände in der Mobilkommunikation. *Frequenz*, 55:310–316, 2001.

- [BKTB97] C.A. Balanis, K.D. Katsibas, P.A. Tirkas und C.R. Birtcher. Loop antenna for mobile and personal communications systems. *IEEE Proceedings of Vehicular Technology Conference*, 2:452–454, 1997.
- [BS85] I.N. Bronstein und K.A. Semendjajew. *Taschenbuch der Mathematik*. Teubner Leipzig, 1985.
- [Car32] P.S. Carter. Circuit Relations in Radiating Systems and Applications to Antenna Problems. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 20(6):1005–1041, 1932.
- [CLW<sup>+</sup>03] D. Chizhik, J. Ling, P.W. Wolniansky, R.A. Valenzuela, N. Costa und K. Huber. Multiple-Input-Multiple-Output measurements and modeling in Manhattan. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21:321–331, 2003.
- [CM90] R. G. Corzine und J. A. Mosko. *Four-Arm Spiral Antennas*. Artech House, 1990.
- [CMA<sup>+</sup>86] D.C. Cox, R.R. Murray, H. W. Arnold, A.W. Norris und M.F. Wazowics. Cross-Polarization Coupling Measured for 800 MHz Radio Transmission in and around Houses and large Buildings. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(1):83–87, 1986.
- [CO88] T.T. Chu und H.G. Oltman. The sinuous antenna. *Microwave Systems, News and Communication Technology*, 18:40–48, 1988.
- [CRSJP98] J.S. Colburn, Y. Rahmat-Samii, M.A. Jensen und G.J. Pottie. Evaluation of Personal Communications Dual-Antenna Handset Diversity Performance. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(3):737–746, 1998.
- [CTKV02] C. N. Chuah, D.N.C. Tse, J.M. Kahn und R.A. Valenzuela. Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 48:637–650, 2002.
- [DB89] M.D. Deshpande und M.C. Bailey. Analysis of Finite Phased Array of Circular Microstrip Patches. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37(11):1355–1360, 1989.

- [DK02] C. Degen und W. Keusgen. Performance of polarization multiplexing in mobile radio systems. *IEE Electronics Letters*, 38(25):1730–1732, 2002.
- [DLH02] L. Dong, H. Ling und R. Heath. Multiple Input Multiple Output Wireless Communication Systems Using Antenna Pattern Diversity. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 1:997–1001, 2002.
- [DOS97] M.G. Douglas, M. Okoniewski und M.A. Stuchly. Performance of PCS Handset Antennas in Mobile Environments. *IEEE Digest of Microwave Symposium*, 53(8):1759–1762, 1997.
- [ECS+98] R.B. Ertel, P. Cardieri, K.W. Sowerby, T.S. Rappaport und J.H. Reed. Overview of spatial channel models for antenna array communication systems. *IEEE Personal Communications*, S. 10–21, 1998.
- [EMS03] EMSS - EM Software and Systems. Stellenbosch, South Africa, www.emss.co.za. *FEKO User Manual*, 2003.
- [ETO93] P.C.F. Eggers, J. Toftgard und A.M. Oprea. Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 11(7):1046–1057, 1993.
- [FFLV01] F.R. Farrokhi, G.J. Foschini, A. Lozano und R.A. Valenzuela. Link-optimal space-time processing with multiple transmit and receive antennas. *IEEE Communications Letters*, 3:85–87, 2001.
- [FG98] G.J. Foschini und M.J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6:311–335, 1998.
- [Fis03] C. Fischer. *Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, Band 39, 2003.
- [FJ94] K. Fujimoto und J.R. James. *Mobile Antenna System Handbook*. Artech House Publishers, Boston, London, 1994.

- [FLFV00] F.R. Farrokhi, A. Lozano, G.J. Foschini und R.A. Valenzuela. Spectral efficiency of wireless systems with multiple transmit and receive antennas. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1:373–377, 2000.
- [FMB98] J. Fuhl, A.F. Molisch und E. Bonek. Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas. *IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, 145:32–41, 1998.
- [Fos96] G.J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Technical Report, Bell Labs Technical Journal*, 2, 1996.
- [FWW03] T. Fügen, C. Waldschmidt und W. Wiesbeck. MIMO Capacity of Bridge Access Points based on Measurements and Simulations for Arbitrary Arrays. *IEE European Personal Mobile Communications Conference*, 3, CD-ROM, 2003.
- [Gil65] E. N. Gilbert. Energy reception for mobile radio. *Bell Syst. Technical Journal*, 44:1779–1803, 1965.
- [GVK02] N. Geng, I. Viering und M. Kiessling. Multi-user MIMO-OFDM cell throughput under real-world propagation conditions. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference*, 2:879–883, 2002.
- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1. Ausg., 1998.
- [GW00] E. Gschwendtner und W. Wiesbeck. Multi-service dual-mode spiral antenna for conformal integration into vehicle roofs. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation AP-S, Davos, Switzerland*, 3:1532–1535, 2000.
- [Han64] P.W. Hannan. The element-gain paradox for phased array antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 10:556–572, 1964.

- [Har60] R.F. Harrington. Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards, D. Radio Propagation*, 64(1):1–12, 1960.
- [Heb01] D. Heberling. Modern trends in the development of small and handy antennas. *IEEE Proceedings of MTT-S IMOC*, S. 475–480, 2001.
- [Hei92] E. Heidrich. *Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, Band 2, 1992.
- [HLS<sup>+</sup>02] D. Hampicke, M. Landmann, C. Schneider, G. Sommerkorn, R. Thomä, T. Fügen, J. Maurer und W. Wiesbeck. MIMO Capacities for different antenna array structures based on Double Directional Wideband Channel Measurements. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference*, 1:180–184, 2002.
- [HOHB02] M. Herdin, H. Ozcelik, H. Hofstetter und E. Bonek. Variation of measured indoor MIMO capacity with receive direction and position at 5.2 GHz. *IEE Electronics Letters*, 38:1238–1285, 2002.
- [IN02] M.T. Ivrlac und J.A. Nossek. MIMO Eigenbeamforming in correlated fading. *IEEE Proceedings of Circuits and Systems for Communications Conference*, S. 212–215, 2002.
- [IT02] I.J. Immovreev und J.D. Taylor. Future of Radars. *Proceedings of the IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, S. 197–200, 2002.
- [Jak74] W. C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. IEEE Press, 1974.
- [JB03] E.A. Jorswieck und H. Boche. On the impact of correlation on the capacity in MIMO systems without CSI at the transmitter. *Proceedings of the Conference on Information Sciences and Systems, John Hopkins University*, 2003.

- [Jon01] F. Jondral. *Nachrichtensysteme*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 1. Ausg., 2001.
- [JPvH03] V. Jungnickel, V. Pohl und C. v. Helmolt. Capacity of MIMO-Systems with closely spaced Antennas. *IEEE Communications Letters*, 7(8):361–363, 2003.
- [KBJR01] M.A. Khalighi, J. Brossier, G. Jourdain und K. Raoof. Water filling capacity of Rayleigh MIMO channels. *IEEE Proceedings of the 2001 12th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1:155–158, 2001.
- [KJUN02] T.P. Kurpjuhn, M. Joham, W. Utschick und J.A. Nossek. Experimental studies about eigenbeamforming in standardization MIMO channels. *IEEE Proceedings of Vehicular Technology Conference*, 1:185–189, 2002.
- [Kl02] C. Klöck. *Multimodeantennen für Mehrantennensysteme*. Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 2002.
- [Kür93] T. Kürner. *Charakterisierung digitaler Funkssysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, Band 3, 1993.
- [KR01] W. Keusgen und B. Rembold. Konzepte zur Realisierung von MIMO Frontends. *Frequenz*, 55:301–309, 2001.
- [Kra88] J.D. Kraus. *Antennas*. Electrical Engineering Series. McGraw-Hill International Editions, 2. Ausg., 1988.
- [KSP<sup>+</sup>02] J.P. Kermaol, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen und F. Fredriksen. A Stochastic MIMO Radio Channel Model with Experimental Validation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 11:1211–1226, 2002.
- [KTS84] S. Kozono, T. Thuruhaara und M. Sakamoto. Base station polarization diversity reception for mobile radio. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 33(4):301–306, 1984.

- [Lee73] W. Lee. Effects on correlation between two mobile radio base stations. *IEEE Transactions on Communications*, 21(11):1214–1224, 1973.
- [Lei02] M.C. Leifer. Signal Correlations in Coupled Cell and MIMO-Systems. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, 3:194–197, 2002.
- [LKT<sup>+</sup>02] J. Laurila, K. Kalliola, M. Toeltsch, K. Hugl, P. Vainikainen und E. Bonek. Wide-band 3-D Characterization of Mobile Radio Channels in Urban Environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(2):233–243, 2002.
- [Lud87] A.C. Ludwig. Wire grid modelling of surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35:1045–1048, 1987.
- [LY72] W.C.Y. Lee und Y.S. Yeh. Polarization diversity system for mobile radio. *IEEE Transactions on Communications*, 20(5):912–923, 1972.
- [MBFK01] D.P. McNamara, M.A. Beach, P.N. Fletcher und P. Karlsson. Temporal variation of multiple-input multiple-output (MIMO) channels in indoor environments. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2:578–582, 2001.
- [MDDW00] J. Maurer, O. Drumm, D. Didascalou und W. Wiesbeck. A novel Approach in the Determination of Visible Surfaces in 3D Geometries for Ray-Optical Wave Propagation Modelling. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference*, 3:1651–1655, 2000.
- [Men02] M. Menoyo. *Breitbandige Messsysteme für MIMO Funkkanäle*. Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 2002.
- [Mic81] H.J. Michel. *Zweitor-Analyse mit Leistungswellen*, Band 1. B.G. Teubner, 1981.
- [MST<sup>+</sup>01] A.F. Molisch, M. Steinbauer, M. Toeltsch, E. Bonek und R.S. Thoma. Measurement of the capacity of MIMO-Systems in frequency-selective channels. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference*, 1:204–208, 2001.

- [MWS01] C.C. Martin, J.H. Wintersand und N.R. Sollenberger. Multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel measurements. *IEEE Proceedings of the International Conference on Antennas and Propagation*, 1:418–421, 2001.
- [OHW<sup>+</sup>03] H. Ozcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace und E. Bonek. Deficiencies of the Kronecker MIMO radio channel model. *IEE Electronics Letters*, 39(16):1209–1210, 2003.
- [ONBP02] Ö. Oyman, R.U. Nabaer, H. Bölcskei und P.J. Paulraj. Tight lower bounds on the ergodic capacity of rayleigh fading mimo channels. *Proceedings of the Global Telecommunications Conference*, 2:1172–1176, 2002.
- [PAKM00] K.I. Pedersen, J.B. Andersen, J.P. Kermaol und P. Mogensen. A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms. *IEEE Proceedings of Vehicular Technology Conference*, S. 893–897, 2000.
- [Pau03] M. Pauli. *Charakterisierung von Nahfeldbeeinflussungen zukünftiger Kommunikationssysteme am Beispiel von UWB und MIMO*. Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, 2003.
- [PJHvH02] V. Pohl, V. Jungnickel, T. Haustein und C. von Helmholt. Antenna Spacings in MIMO Indoor Channels. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference*, S. 749–753, 2002.
- [PMF97] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen und B.H. Fleury. Power azimuth spectrum in outdoor environments. *IEE Electronics Letters*, S. 1583–1584, 1997.
- [PMF98] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen und B.H. Fleury. Spatial Channel Characteristics in Outdoor Environments and their Impact on BS Antenna System Performance. *IEEE Proceedings of Vehicular Technology Conference*, S. 719–724, 1998.
- [Poz94] D.M. Pozar. The active element pattern. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 42(8):1176–1178, 1994.



- [PS60] J.R. Pierce und S. Stein. Multiple Diversity with Nonindependent Fading. *Proceedings IRE*, 48:89–104, 1960.
- [RAW<sup>+</sup>03] K. Raghukumar, A. Abdi, J.W. Wallace, M.A. Jensen und M.J. Portilla. MIMO indoor channels and spatial correlation models. *IEEE Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference*, CD-ROM, 2003.
- [RHLS02] H. Rohling, A. Hoess, U. Luebbert und M. Schiementz. Multi-static Radar Principles for Automotive RadarNet Applications. *Proceedings of the German Radar Symposium*, S. 181–185, 2002.
- [SGWJ01] A.L. Swindlehurst, G. German, J. Wallace und M. Jensen. Experimental Measurements of Capacity for MIMO indoor wireless channels. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference, Spring*, S. 30–33, 2001.
- [Sha49] C.E. Shannon. The mathematical theory of information. *University of Illinois Press*, 1949.
- [SMB01] M. Steinbauer, A.F. Molisch und E. Bonek. The Double Directional Radio Channel. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 43(4):51–63, 2001.
- [SR01] T. Svantesson und A. Ranheim. Mutual Coupling Effects on the capacity of Multielement Antenna Systems. *IEEE Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 4:2485–2488, 2001.
- [SSMS01] M. Stoytchev, H. Safar, A.L. Moustakas und S. Simon. Compact antenna arrays for MIMO Applications. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, 3:708–711, 2001.
- [Sva00] T. Svantesson. An Antenna Solution for MIMO Channels: The Multimode Antenna. *Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference*, 2:1617–1621, 2000.
- [Sva02a] T. Svantesson. A double-bounce channel model for multipolarized MIMO-Systems. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference*, 2:691–695, 2002.

- [Sva02b] T. Svantesson. On capacity and correlation of multi-antenna systems employing multiple polarizations. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, 3:202–205, 2002.
- [SWKW03] S. Schulteis, C. Waldschmidt, C. Kuhnert und W. Wiesbeck. Design of a Capacitively Loaded Inverted-F Antenna for Wireless LAN Applications. *ITG Fachtagung Antennen, Berlin*, S. 187–190, 2003.
- [Tag90] T. Taga. Analysis for mean effective gain in mobile antenna in land mobile radio environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 39:117–131, 1990.
- [Tel95] I.E. Telatar. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. *Technical Memorandum, Bell Laboratories, Lucent Technologies, Oktober 1995, danach veröffentlicht in European Transactions on Telecommunications, 1996*, 10:585–595, 1995.
- [TJC99] V. Tarokh, H. Jafarkhani und A.R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45:1456–1467, 1999.
- [TSP03] F. Tila, P.R. Shepherd und S.R. Pennock. Theoretical Capacity Evaluation of Indoor Micro- and Macro-MIMO-Systems at 5 GHz using cite specific Ray Tracing. *IEE Electronics Letters*, S. 471–472, 2003.
- [VA84] R.G. Vaughan und J. Bach Andersen. A multiport patch antenna for mobile communications. *Proceedings 14th European Microwave Conference*, S. 607–612, 1984.
- [VA87] R.G. Vaughan und J. Bach Andersen. Antenna Diversity in Mobile Communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 36(4):149–172, 1987.
- [VA03] R.G. Vaughan und J. Bach Andersen. *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. The IEE Electromagnetic Waves Series, 2003.

- [Vau00] R.G. Vaughan. Signals in mobile communications: A review. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 35(4):133–145, 2000.
- [WFGV98] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden und R.A. Valenzuela. V-blast: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, S. 295–300, 1998.
- [WFW02] C. Waldschmidt, T. Fügen und W. Wiesbeck. Spiral and Dipole Antennas for Indoor MIMO-Systems. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 1:176–178, 2002.
- [Win87] J. H. Winters. On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(5):871–877, 1987.
- [WJ01] J.W. Wallace und M.A. Jensen. Characteristics of measured 4x4 and 10x10 MIMO Wireless Channel Data at 2.4 GHz. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, 3:96–99, 2001.
- [WJ02a] J.W. Wallace und M.A. Jensen. Modeling the Indoor MIMO wireless channel. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50:591–599, 2002.
- [WJ02b] J.W. Wallace und M.A. Jensen. The capacity of MIMO wireless systems with mutual coupling. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference*, 2:696–700, 2002.
- [WJ03] J.W. Wallace und M.A. Jensen. Validation of parametric directional MIMO channel models from wideband FDTD simulations of a simple indoor environment. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, 2:535–538, 2003.
- [WKS03a] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis und W. Wiesbeck. Compact MIMO Arrays based on Polarisation Diversity. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, 2:499–502, 2003.

- [WKSW03b] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, W. Sörgel und W. Wiesbeck. MIMO Antennas in Small Handheld Devices? *Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Ilmenau*, CD-ROM, 2003.
- [WKSW03c] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, W. Sörgel und W. Wiesbeck. Options for the Integration of Arrays for MIMO into Handhelds. *URSI International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, 1:767–770, 2003.
- [WSPW03] C. Waldschmidt, W. Sörgel, F. Pivitt und W. Wiesbeck. Broadband Multimode Antennas for MIMO Applications. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Columbus, Ohio, USA*, 2:511–514, 2003.
- [WSW02] C. Waldschmidt, S. Schulteis und W. Wiesbeck. Pattern and Polarization Diversity in MIMO-Systems. *IEEE International Symposium on Advances in Wireless Communications*, 1:11–12, 2002.
- [WSW04] C. Waldschmidt, S. Schulteis und W. Wiesbeck. Complete RF System Model for the Analysis of compact MIMO Arrays. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, angenommen zur Veröffentlichung, Mai, 2004.
- [WvHW02a] C. Waldschmidt, J. von Hagen und W. Wiesbeck. Influence and Modelling of Mutual Coupling in MIMO and Diversity Systems. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, 3:190–193, 2002.
- [WvHW02b] C. Waldschmidt, J. von Hagen und W. Wiesbeck. Influence of Power Azimuth Spectrum and Mutual Coupling on Correlations in Smart Antenna Diversity Systems. *URSI Open Symposium on Propagation and Remote Sensing*, 1, CD-ROM, 2002.
- [WW02] C. Waldschmidt und W. Wiesbeck. Limitations of Smart Antennas for the Next Generation of Wireless Systems. *Proceedings of the European Conference on Wireless Technology*, 2002.
- [WW04] C. Waldschmidt und W. Wiesbeck. Compact Wideband Multimode Antennas for MIMO and Diversity. *IEEE Transactions on*

*Antennas and Propagation, angenommen zur Veröffentlichung, August, 2004.*

- [YBOB02] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten und M. Beach. Narrowband MIMO Channel Modeling for LOS Indoor Scenarios. *Proceedings XXVIIth Triennial General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI)*, 2002.
- [YU26] H. Yagi und S. Uda. Projector of the sharpest beam of electric waves. *Proceedings Imperial Academy of Japan*, S. 49–52, 1926.
- [ZB95] O. Zinke und H. Brunswick. *Hochfrequenztechnik 1*. 5. Auflage Springer Verlag Berlin, 1995.
- [ZFDW00] T. Zwick, C. Fischer, D. Didascalou und W. Wiesbeck. A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modeling. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18:6–15, 2000.
- [ZFW02] T. Zwick, C. Fischer und W. Wiesbeck. A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environments. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20:1178–1192, 2002.
- [ZT03] L. Zheng und D.N.C. Tse. Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49:1073–1096, 2003.
- [ZTK01] H. Zhu, J. Takada und T. Kobayashi. The verification of a deterministic spatio-temporal channel modeling approach by applying a deconvolution technique in the measurement. *IEEE Proceedings of the Vehicular Technology Conference, Spring*, 1:362–366, 2001.



# Lebenslauf

## Persönliche Daten:

Name	Christian Waldschmidt
Geburtsdatum	16. Mai 1976
Geburtsort	Basel
Staatsangehörigkeit	deutsch
Familienstand	ledig

## Schulbildung

1996	Theodor-Heuss Gymnasium, Schopfheim Allgemeine Hochschulreife
------	--

## Studium und Berufsweg

1996 - 2001	Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der Universität Karlsruhe (TH) Schwerpunkt: Hochfrequenztechnik und Nachrichtentechnik
1999	Praktikum bei Endress & Hauser, Indianapolis, USA
2001	Diplom in Elektrotechnik und Informationstechnik Thema der Diplomarbeit: Loaded Antennas for Surface Penetrating Radar, angefertigt in Stellenbosch, Südafrika und Karlsruhe
seit 2001	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchst- frequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH) Mitarbeit in Forschung und Lehre Forschungsschwerpunkt: Systemtechnik für Antennenarrays in der Radar- und Kommunikationstechnik











