



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

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

Stephan Schulteis

**Integration von
Mehrantennensystemen in kleine
mobile Geräte für multimediale
Anwendungen**

Band 50

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE),
Universität Karlsruhe (TH), 2006
alle Rechte vorbehalten

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

ISSN: 0942-2935

Vorwort des Herausgebers

Überschwängliche Worte zur Kommunikation am Beginn des 21. Jahrhunderts sind aller Orten zu hören und zu lesen. Häufig wird dabei vergessen, dass dahinter harte Arbeit und Herausforderungen an die Wissenschaft stehen. Kommunikation besteht nicht primär aus dem Schreiben einiger Programme und Steuerungssoftware, sondern in dem was letztlich die Übertragung von Information von einem Ort zum anderen ermöglicht. Hier ist es insbesondere die drahtlose Übertragung, welche Mobilität und Bewegungsfreiheit ermöglicht. Sie kann vielfältige Aufwendungen einsparen und Prozesse verkürzen.

Die von Herrn Dr.-Ing. Schulteis vorgelegte Dissertation hat die Integration von Antennen, insbesondere Mehrantennensystemen in mobile Endgeräte zum Ziel. Antennen sind das Interface von einem Nutzer zum anderen für die drahtlose Übertragung. Deren Integration stellt sowohl systembedingte Anforderungen als auch rein elektrische und mechanische Forderungen. Nur eine hervorragende Kenntnis der Funktion der Abstrahlung von Antennen erlaubt es, dieses schwierige Thema so erfolgreich wie Herr Dr. Schulteis zu behandeln. Er hat gezeigt, dass Ein- und Mehrbandsysteme in Ein- und Mehrantennentechniken (MIMO, Smart Antennas) in kleine Geräte, z.B. Laptops, erfolgreich integriert werden können. Die Arbeit ist ein sehr gutes Beispiel für die Integration von Grundlagenwissen, numerischen Verfahren, Entwurf und Verifikation.

Ich wünsche der Arbeit eine weite Verbreitung und Herrn Dr. Schulteis alles Gute für die Zukunft.

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

- Institutsleiter -

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

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

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

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

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

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

- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
**Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für
den digitalen terrestrischen Rundfunk**
- Band 23 Thomas Zwick
**Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäude-
funkkanälen 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 System-
studien für den Satellitenmobilfunk**
- Band 27 Jens Haala
**Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsis-
tenter finiter Integrationsverfahren**
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
**Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau
in Kraftfahrzeuge**
- Band 29 Dietmar Löffler
**Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für
den Einsatz in Kommunikation und Sensorik**
- Band 30 Xuemin Huang
**Automatic Cell Planning for Mobile Network Design:
Optimization Models and Algorithms**
- Band 31 Martin Fritzsche
**Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion
von Landminen mit Georadaren**
- Band 32 Siegfried Ginter
**Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von
biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall**
- Band 33 Young Jin Park
**Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary
Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar**

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

- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen

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

- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO)
- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hochintensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen
- Band 49 Thomas Dreyer
Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie
- Band 50 Stephan Schulteis
Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte für multimediale Anwendungen

Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte für multimediale Anwendungen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Stephan Schulteis
aus Karlsruhe

Tag der mündlichen Prüfung:

17. April 2007

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

Korreferent: Priv. Doz. Dr.-Ing. habil. Jürgen von Hagen

Vorwort

Die vorliegende Arbeit *Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte für multimediale Anwendungen* entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Forschungsuniversität Karlsruhe.

Einen besonderen Dank möchte ich an dieser Stelle dem Institutsleiter Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck für seine vielen wertvollen Ideen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben, und die Übernahme des Hauptreferates aussprechen. Des Weiteren möchte ich mich bei Priv. Doz. Dr.-Ing. habil. Jürgen von Hagen für die tatkräftige und fachliche Unterstützung und die Übernahme des Korreferats bedanken.

Die angenehme Arbeitsatmosphäre und der freundschaftliche Umgang unter den Kollegen führte zu zahlreichen konstruktiven Diskussionen und Anregungen, für die ich allen Kollegen ein herzliches Dankeschön schuldig bin. Ein besonderer Dank gilt meinen Zimmerkollegen, Christiane Kuhnert, Christian Sturm und Grzegorz Adamjuk, die mich maßgeblich bei meiner Arbeit am IHE unterstützten. Für die kritische und konstruktive Durchsicht des Manuskripts und wegen der zahlreichen fachlichen Ratschläge während seiner Zeit am IHE gilt mein Dank meinem ehemaligen Zimmerkollegen Christian Waldschmidt.

Darüber hinaus bedanke ich mich an dieser Stelle ganz herzlich bei den Studenten die mit ihrer hilfswissenschaftlichen Tätigkeit, die in Studien-, Diplom- und Masterarbeiten eine wichtige Basis für diese Arbeit beigetragen haben.

Ein besondere Dank geht an meine Ehefrau Claudia Schulteis und meine Familie, die mich alle in meinem Tun unterstützt und mir den notwendigen Rückhalt gegeben haben.

Karlsruhe, den 17. April 2007

Stephan Schulteis

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	i
Verzeichnis der wichtigsten Abkürzungen und Symbole	v
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit	1
1.1.1 MIMO- und Diversity-Systeme – Unterschiede und Gemeinsamkeiten	3
1.1.2 Stand der Forschung für Antennen am Kfz	5
1.1.3 Stand der Forschung in der Mobilkommunikation	6
1.2 Problemstellung und Ziel der Arbeit	8
1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit	9
2 Antennen im Übertragungskanal	11
2.1 Charakterisierung von Antennen	11
2.1.1 Fußpunktimpedanz und Eingangsimpedanz einer Antenne	11
2.1.2 Reflexionsfaktor und Bandbreite	12
2.1.3 Reziprozitätstheorem	12
2.1.4 Feldregionen von Antennen	12
2.1.5 Gewinn und Richtcharakteristik einer Antenne	15
2.1.6 Polarisierung einer Welle und Poynting Vektor	16
2.1.7 Bestimmung des Wirkungsgrads einer Antenne	17
2.2 Beschreibung kleiner Antennen	18
2.2.1 Definition kleiner Antennen	18
2.2.2 Einfluss der Größe auf Güte und Bandbreite	20
2.3 Beschreibungsgrößen von Mehrantennensystemen	22
2.3.1 Leistungskorrelationskoeffizient von Antennen-Empfangssignalen	23

2.3.2	Kopplung von Antennen	24
2.3.3	Kumulative Empfangsleistungsdichte-Funktion und Ausfallwahrscheinlichkeit	26
2.3.4	Spektrale Effizienz und Übertragungsgewinn	29
2.4	Ausbreitungskanal in Karlsruhe	30
3	Messsystem für mobilen Rundfunk-Empfang	35
3.1	Signalbewertung und Signalauswertung	36
3.1.1	Bewertung der Empfangsleistung	36
3.1.2	Bewertung des Audiosignals	40
3.1.3	Bewertung des Basisbandsignals	40
3.1.4	Fehleranalyse und Synchronisation durch Korrelation	42
3.2	Hardwaretechnischer Aufbau eines Messsystems	45
3.2.1	Aufbau des Empfangssystems	46
3.2.2	Aufbau des Sendesystems	49
3.3	Auswahl von Outdoor-Prüfszenarien	50
3.4	Auswahl von Indoor-Prüfszenarien	51
3.4.1	Szenario für deterministische UKW Indoor-Messungen	54
3.4.2	Szenario für statistische UKW Indoor-Messungen	54
3.5	Fazit	56
4	Antennenintegration in Kraftfahrzeuge	57
4.1	Einbauorte für Antennen am Kraftfahrzeug	57
4.2	Simulative Untersuchungen zur Antennenintegration	58
4.2.1	Das Simulationsmodell eines Sportwagens	58
4.2.2	Antennenkombinationen für Diversity-Systeme	65
4.2.3	Diversity Leistungsfähigkeit und Gewinn	69
4.3	Messtechnische Untersuchungen zur Antennenintegration	72
4.3.1	Realisierung von Antennen im Spiegelgehäuse	72
4.3.2	Messtechnischer Vergleich der Antennensysteme	75
4.4	Fazit	76

5	Antennen zur Integration in Kleingeräte	79
5.1	Evolution der Inverted-F Antenne	80
5.1.1	Fußpunktimpedanz und Speisepunkt einer Inverted-F Antenne	81
5.1.2	Die symmetrische Inverted-F Antenne	82
5.2	Größenreduktion einer Inverted-F Antenne	83
5.2.1	Induktive Belastung	84
5.2.2	Planare Ausführung einer induktiven Belastung	87
5.2.3	Planare Ausführung einer kapazitiven Belastung	91
5.3	Miniaturisierung einer Inverted-F Antenne	95
5.4	Multiband Inverted-F Antenne	99
5.4.1	Abgewinkelte symmetrische dualbandige Inverted-F Antenne	100
5.5	Fazit	101
6	Integration von Inverted-F Antennen	103
6.1	Modell eines PDA zur Antennen-Integration	103
6.2	Antennenintegration	104
6.2.1	Modell-Varianten eines PDA zur Antennenintegration	104
6.2.2	Einfluss eines Nutzers auf die MIMO-Performance	110
6.2.3	Antennenauswahl zur Reduktion der Antennenanzahl	116
6.3	Messtechnischer Vergleich	120
6.3.1	Messtechnische Bestimmung der Anpassung der Inverted-F Antenne	121
6.3.2	Messtechnische Bestimmung der Kopplung der Inverted-F Antennen	123
6.4	Fazit	125
7	Zusammenfassung	127
A	Transformation und spektrale Effizienz	131
B	Quantisierung analoger Signale	135
C	Pseudo Noise Codefolgen und binäre Folgen	137

D Betrachtung von Antennen im System	139
D.1 Diversity-Systeme für den mobilen Radioempfang	140
D.1.1 Scanning-Diversity	141
D.1.2 Selection-Diversity	143
D.1.3 Empfangsleistungsunterschiede bei Switch-Diversity . .	144
D.2 Phase-Diversity im mobilen Radio-Empfang	149
D.3 Mehrantennensysteme in der Kommunikation	150
D.3.1 Geschaltete Diversity Antennensysteme	151
D.3.2 MIMO-Antennensysteme	152
Literaturverzeichnis	153

Verzeichnis der wichtigsten Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

MIMO	Multiple Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SUT	System under Test
UKW	Ultra Kurz Welle
Kfz	Kraftfahrzeug
ILA	Inverted-L Antenne
IFA	Inverted-F Antenne
WLAN	Wireless Local Area Network
BPSK	Binary Phase Shift Keying

Mathematische Symbole und Operatoren

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

a	skalare, reale oder komplexe Größe
\vec{a}	Vektor
\mathbf{A}	Matrix
$\{\cdot\}^\dagger$	konjugiert komplex transponiert
$E(\cdot)$	Erwartungswert
$P(\cdot)$	Wahrscheinlichkeit
$p(\cdot)$	Wahrscheinlichkeitsdichte
\bar{x}	zeitlicher Mittelwert
$\sigma(\cdot)$	Standardabweichung
$\Re(\cdot)$	Realteil
$\Im(\cdot)$	Imaginärteil

Griechische Symbole

λ	Wellenlänge im Freiraum
η	Wirkungsgrad einer Antenne
ω	Drehgeschwindigkeit in rad/s
ρ	Korrelationskoeffizient
Φ	Phasendifferenz
ψ	Azimutwinkel
θ	Elevationswinkel

Lateinische Symbole

B	Bandbreite
c_0	Lichtgeschwindigkeit
$C(\theta, \psi)$	Richtcharakteristik der Antenne
C_s	spektrale Effizienz
D	maximale Aperturdimension einer Antenne
$E(\theta, \psi)$	elektrisches Feldkomponente
f	Frequenz
f_g	Grenzfrequenz
G_i	Gewinn in Hauptstrahlrichtung
G_{rel}	Bezogener Gewinn, Bezugsantenne
$G_{x\%}$	Gewinn bei einer $x\%$ Ausfallwahrscheinlichkeit abweichend vom isotropen Kugelsrahler
G_{C_s}	Gewinn der spektralen Effizienz
h_{ij}	Kanalkoeffizienten zwischen Antenne i und j
$H(\theta, \psi)$	magnetische Feldkomponente
$i_{f,ij,P_{\min}}$	Improvement Faktor von Antennensystemen
I_x	Effektivwert der Stromstärke am Port x
k	Wellenzahl
n_{eff}	effektive Antennenanzahl
N	Anzahl von Antennen in einem System
N_0	Rauschleistung
P	Leistung
P_{\min}	untere Empfangsleistungsgrenze
P_{ff}	abgestrahlte Leistung im Fernfeld
P_f	Ausfallwahrscheinlichkeit
$q(i, P_{\min})$	Quality Factor für Antenne i
Q_{rad}	Güte einer Antenne
R	Widerstand
R_S	Strahlungswiderstand
S_{xx}	komplexer Eingangsexreflexionsfaktor
vi	

S_{xy}	komplexer Transmissionsfaktor
S	Strahlungsleistungsdichte im Fernfeld
$S(\mathbf{R}, n)$	empfangene Signalfolge
$S(\mathbf{T}, n)$	gesendete Signalfolge
r	Radius
V_x	Effektivwert der Spannung am Port x
V_j	Empfangsspannung am Fußpunkt einer Antenne j
W	Energie
X_{T}	gesendetes Signal
X_{B}	Signal im Basisband
Z	komplexe Impedanz
Z_{xx}	Fußpunktimpedanz am Port x
Z_{xy}	Kopplungsimpedanz von Port y nach Port x
Z_{F0}	Feldwellenwiderstand im Freiraum
\mathbf{E}	Einheitsmatrix
\mathbf{H}	Funkkanalmatrix mit den Kanalkoeffizienten h_{ij}
\mathbf{S}_{A}	Kopplungsmatrix
\mathbf{Z}_{A}	Impedanzmatrix
\mathbf{Z}_{L0}	Matrix der Bezugswellenwiderstände
\vec{k}_{n}	Wellenzahlvektor
\vec{S}_{R}	Poynting Vektor
\vec{x}_i	Ortsvektor

Oft verwendete Indizes

i, j	Zählindex für Antennen und Antennensysteme
eff	Effektivwert
x	Port x bzw. x Richtung
y	Port y
i	Bezug zum isotropen Kugelstrahler
rel	relativ
e	Größe auf Leistung bezogen
diff	Differenz

1 Einleitung

1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit

An Kommunikationssysteme werden immer höhere Anforderungen gestellt. Sie sollen möglichst klein, smart und leistungsfähig sein. Die Leistungsfähigkeit zeigt sich meist in der Geschwindigkeit eines Downloads oder auch in der Sicherheit einer Verbindung. Smart müssen sich heutige Systeme einem potentiellen Kunden präsentieren. Das bedeutet, dass ein schönes Design, in dem die Antennen für den Nutzer nicht sichtbar integriert sind, maßgeblich ist. Beispielsweise bieten derzeitige Automobile einen hohen Grad an multimedialer Ausrüstung. Für den Rundfunkempfang werden heute Antennen, die meist in der Heckscheibe untergebracht sind, verwendet. Für die Sprach- und Datenkommunikation stehen sowohl in die Stoßfänger oder die Fahrzeugscheiben integrierte Antennen als auch sichtbare Antenne auf dem Autodach montiert zur Verfügung.

Grundsätzlich können die Kommunikationssysteme, bezogen auf die Verbindungen, in zwei Hauptbereiche aufgeteilt werden: die bidirektionale oder die unidirektionale Kommunikation. Somit ergibt sich eine Point-to-Point Verbindung in der Daten- und Sprachkommunikation und eine Point-to-Multipoint Verbindung im Rundfunk. Bei der mobilen Datenkommunikation ist das Ziel eine möglichst hohe Datenrate. Demgegenüber ist die Datenrate bei Sprachkommunikation und Rundfunk konstant. Es ist somit eine maximale Sicherheit der Verbindung gefordert. Eine Übersicht exemplarischer, drahtloser Kommunikationsdienste und den durch diesen Dienst festgelegten Ziele ist in Abbildung 1.1 gezeigt.

Zur Erfüllung der oben genannten Wünsche und zukünftigen Anforderungen an die Datenübertragung wurde in den neunziger Jahren, abgeleitet von der Radartechnik, die Technik der „Smart Antennas“ eingeführt. Unter „Smart Antennas“ werden Antennen verstanden, die in der Lage sind, sich adaptiv an ihre sich ändernde Umgebung anzupassen.

Anfangs besaßen „Smart Antenna“-Systeme nur eine Antenne am Sender und mehrere Antennen am Empfänger bzw. mehrere Antennen am Sender und eine Antenne am Empfänger. Heutzutage können für eine Point-to-Point Verbindung mehrere Antennen am Sender eingesetzt werden. Allerdings ist

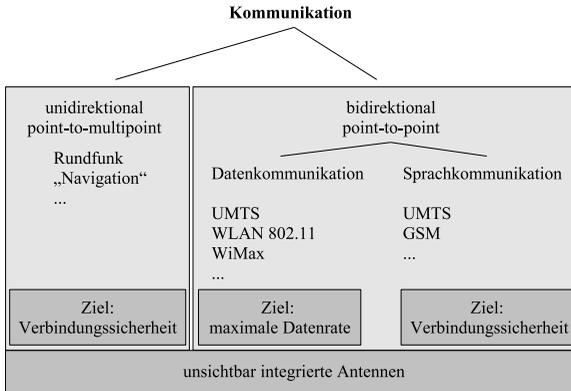


Abbildung 1.1: Anforderungen an heutige Kommunikationssysteme.

für ein „Smart Antenna“-System mit mehreren Antennen senderseitig eine Kanalkennntnis am Sender notwendig, was nur mit einem hohen technischen Aufwand möglich ist und somit meist nicht eingesetzt wird. Dennoch besteht bei allen Kommunikationssystemen, ob Radio-, Daten- oder Funkkommunikation die Forderung mehrere Antennen in die jeweiligen Geräte (Gehäuse) zu integrieren.

Sowohl die Antenne als auch die Antennensysteme müssen wie oben dargestellt in die zwei Bereiche Point-to-Point und Point-to-Multipoint unterteilt werden. Im Weiteren sollen exemplarisch der UKW Rundfunk (Ultra Kurz Welle, 88 MHz – 108 MHz in Europa) und zur Sprach- und Datenkommunikation Wireless Local Area Networks (WLAN) mit jeweils Mehrantennensystemen betrachtet werden. Dabei ist zu beachten, dass häufig die Wellenlänge in Relation zu den Gehäuse-Abmessungen groß ist und die Effizienz eines „Smart Antenna“-Systems von der Unabhängigkeit der auftretender Störungen in den Empfangssignalen der verschiedenen Antennen abhängig ist. Diese Unabhängigkeit steigt mit dem Abstand der Antennen an. Für eine maximale Effizienz, welche zukünftige Systeme aufweisen müssen um die Anforderungen an die Datenrate und die Verlässlichkeit zu erfüllen, müssen die Antennen im System betrachtet und entwickelt werden.

In der vorliegenden Arbeit werden die Gemeinsamkeiten bei der Entwicklung von Mehrantennensystemen für die Daten- und Sprachkommunikation¹ und den Rundfunk aufgezeigt und ausgenutzt, um effiziente und zuverlässige Systeme zu entwickeln. Für eine ausreichende Qualitätssicherung der Produkte wird unter Antennenentwicklung mehr als nur die Entwicklung einer Anten-

¹Die Sprach- und Datenkommunikation werden im Folgenden durch Kommunikation zusammengefasst.

ne und eine erfolgreiche Integration dieser in eine mobiles Gerät verstanden. Vielmehr wird die Ermittlung der Performance eines Antennensystems sowohl in der Entwicklungsphase als auch in der Produktion als ein Teil der Antennenentwicklung aufgefasst.

1.1.1 MIMO- und Diversity-Systeme – Unterschiede und Gemeinsamkeiten

Basis aller Diversity-Systeme (engl. diversity: Verschiedenheit, Vielfältigkeit) ist, dass die Information mehrfach gesendet und/oder empfangen wird, was dem Senden bzw. dem Empfangen redundanter Daten entspricht. Diversity-Antennensysteme können unter optimalen Umständen einen Einbruch des Empfangssignals durch Kombination der Signale von verschiedenen Antennen weitgehend vermeiden [Lee93]. Optimale Umstände sind beispielsweise, wenn alle Antennen im Mittel die gleiche Empfangsqualität aufweisen, die Pattern aller Antennen gemeinsam den vollständigen azimutalen Raumwinkelbereich abdecken und die Empfangssignale der verschiedenen Antennen zu unterschiedlichen Zeiten Störungen unterworfen sind.

Wenn angenommen wird, dass auf dem Weg von einer Sendeantenne zu einer Empfangsantenne mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit eine Störung eintritt, so kann durch eine Erhöhung der Antennenanzahl die Wahrscheinlichkeit eines Informationsverlusts am Empfänger reduziert werden. Hierzu muss angenommen werden, dass durch den Funkkanal zwischen Sender und Empfänger die Störungen der Empfangssignale unabhängig voneinander sind. Diversity kann genutzt werden, um das Signal zu Rauschverhältnis am Empfänger zu optimieren und so die Reichweite zu erhöhen. Gleichzeitig kann durch eine Reduzierung der Störungen ein geringerer Datenverlust und dadurch eine erhöhte Datenrate erzielt werden.

Die gängigen Diversity-Systeme können basierend auf der verwendeten Diversity-Technik in

- Frequenz-Diversity,
- Zeit-Diversity,
- Raum-Diversity (Space Diversity),
- Polarisations-Diversity,
- und Pattern-Diversity (engl. pattern: Richtcharakteristik)

eingeteilt werden. In heutigen Systemen werden diese verschiedenen Diversity-Techniken allein oder auch in Kombination verwendet. Frequenz-Diversity gepaart mit Raum-Diversity wird beispielsweise beim Rundfunkempfang am

Kraftfahrzeug eingesetzt. Durch das Senden auf unterschiedlichen Frequenzen kann hier durch ein Umschalten der Empfangsfrequenz am Empfänger eine dauerhafte Störung des Empfangssignals vermieden werden. Kurzzeitige Störungen können durch das Umschalten zwischen unterschiedlichen Antennen für den Zuhörer nahezu nicht hörbar ausgeglichen werden. Dabei wird sowohl Raum-, Pattern- und Polarisations-Diversity ausgenutzt. Zeit-Diversity gepaart mit Raum-, Pattern- und Polarisations-Diversity wird dagegen bei der Datenübertragung nach Alamouti ausgenutzt. Hier wird die gleiche Information nach einem bestimmten Schema zeitlich und örtlich versetzt gesendet. Am Empfänger ist dieses Schema bekannt und kann rückgängig gemacht werden [Ala98].

Sowohl Frequenz- als auch Zeit-Diversity benötigen nicht grundsätzlich Mehrantennensysteme am Sender und/oder Empfänger. Sie nutzen die Zeit- bzw. Frequenzvarianz des Funkkanals aus. Auf diese Diversity-Systeme soll in dieser Arbeit nicht weiter eingegangen werden.

Raum-Diversity unterscheidet sich grundlegend von den beiden zuvor genannten Diversity-Techniken, da hier die räumlichen Unterschiede im Kanal ausgenutzt werden. Es werden dazu mehrere Antennen entweder am Sender (MISO, Multiple Input Single Output) [Wit91, SW94], oder am Empfänger (SIMO, Single Input Multiple Output) [Ala98, TJC99] verwendet. Sowohl SIMO- als auch MISO-Systeme sind Thema unzähliger Veröffentlichungen. Sogenanntes Beamforming-Diversity erfordert am Sender und am Empfänger mehrere Antennen (MIMO², Multiple Input Multiple Output). Durch Beamforming am Sender und am Empfänger ist es möglich, Störungen im Kanal auszublenden und so eine sichere und qualitativ hochwertige Verbindung herzustellen. Jedoch besteht auch hier der Fokus darin, einen einzigen Informationskanal vom Sender zum Empfänger möglichst optimal zu etablieren.

Im Unterschied dazu wird bei MIMO-Systemen nicht nur ein Kanal, sondern mehrere parallele Datenkanäle, sogenannte Subkanäle, genutzt. Subkanäle ermöglichen unabhängig voneinander im selben Frequenzband, zur selben Zeit und mit den selben Antennen unterschiedliche Daten zu übertragen, sogenanntes Multiplexing. Die geforderten zukünftigen Datenraten in der Kommunikation können ohne ein solches Multiplexing nicht erzielt werden.

Ein MIMO-System besteht somit maßgeblich am Sender aus M Sendenantennen und am Empfänger aus N Empfangsantennen. Damit ergibt sich eine maximale Anzahl an verwendbaren, parallelen Subkanälen von $\min\{M, N\}$. Diese können gleichzeitig in einem Frequenzspektrum zum Senden verwendet werden.

Der Kanal zwischen den Sende- und Empfangsantennen führt zu einer Verzerrung der gesendeten Signale, die, wenn der Kanal bekannt ist, durch

²MIMO wird in dieser Arbeit, abweichend von der reinen Beschreibung der Antennenanzahl auf Sender- und Empfängerseite, als ein Übertragungssystem aufgefasst.

eine Vorverzerrung oder ein angepasstes Filter ausgeglichen werden kann. Die Genauigkeit der Kanalschätzung ist dabei essentiell. Der Kanal darf sich daher zwischen zwei Kanalschätzungen nicht maßgeblich verändern. Ein solcher Kanal wird als flacher Kanal bezeichnet. In dieser Arbeit wird folgend von einem flachen Kanal ausgegangen.

1.1.2 Stand der Forschung für Antennen am Kfz

Moderne Kraftfahrzeuge der Zukunft müssen Kommunikationsdienste zu einer Basisstation nach außen und in das Fahrzeuginnere für eine Innenraumkommunikation abdecken. Die erforderlichen drahtlosen Schnittstellen für Kommunikation, Sensorik und Rundfunk müssen so eingesetzt werden, dass sie den Forderungen der Designer, der Konstrukteure und der Käufer genügen. Diese Forderungen beziehen sich auf der einen Seite auf Design-Merkmale, die entkoppelt von einer Funktion erfüllt werden müssen. Design-Ansprüche besagen beispielsweise, dass eine aus der Karosserie des Fahrzeuges herausragende Antenne nicht gewünscht ist. Auf der anderen Seite ist der Fahrkomfort, bei dem eine aus der Karosserie heraus stehende Antenne durch Windgeräusche negativen Einfluss nimmt. In der Mittel- und Oberklasse der Fahrzeuge haben somit die integrierten Antennen in den Scheiben den Monopol für den mobilen Rundfunkempfang verdrängt und sind derzeit Stand der Technik. Sie erfüllen die Forderungen der Automobilhersteller an das Design und die Stabilität.

Abbildung 1.2 gibt eine Übersicht der Kommunikations- und Navigationssysteme heutiger Fahrzeuge. Der Frequenzbereich zum Empfang am Kraft-

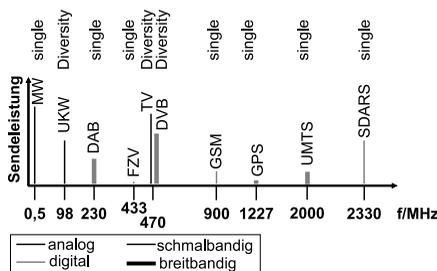


Abbildung 1.2: Kommunikations- und Navigationssysteme am Kraftfahrzeug (ohne Radar-Systeme).

fahrzeug reicht heute von unter 500 kHz bis weit über 2500 MHz, Radarsysteme die Frequenzen bis 77 GHz, nutzen mitgerechnet.

Für den Rundfunkempfang werden derzeit von den meisten Automobilherstellern Drahtstrukturen als Antennen in der Heckscheibe, in den hinteren

Seitenscheiben oder gar in der Frontscheibe untergebracht. Die Heckscheibenantennen werden häufig getrennt von der Heizung, meist im oberen Bereich der Heckscheibe angebracht. Aber auch Versionen, welche die Heckscheibenheizung nutzen, sind bekannt. Wenn die Heckscheibenheizung zum Empfang verwendet wird, so reduziert sich der Aufwand bei der Produktion der Heckscheibe, jedoch werden zur Trennung des Gleichspannungssignals der Heckscheibenheizung, vom hochfrequenten Empfangssignal der Antennen Filter nötig.

Die Empfangseigenschaften der Scheibenantennen sind durch einen niedrigen Empfangspegel für UKW geprägt. Sie sind daher meist mit einem Anpassverstärker ausgestattet, der als Impedanz-Transformator dient. Die Richtcharakteristik ist nicht omnidirektional [AKRO04], und sehr oft wird ein Teil des azimutalen Raumwinkelbereichs durch das Fahrzeug verdeckt [RAKOA05].

Durch geschaltete parasitäre Elemente kann die Stromverteilung auf einer Antenne verändert und somit eine Veränderung des Patterns bzw. der Polarisation herbeigeführt werden [MLM99, Har78]. So kann mit nur einem Antennenanschluss eine Variation der Antenneneigenschaften erzeugt werden. Auch diese Modellvarianten einer Antennen in einer Scheibe wurde untersucht [BL03]. Dennoch besteht weiterhin das Problem, dass diese Antennen nicht den vollständigen azimutalen Raumwinkelbereich abdecken.

Die Integration von Antennen für den mobilen Rundfunkempfang in die Stoßfänger hat sich am Kraftfahrzeug in den letzten Jahren nicht durchgesetzt. Hierfür sind die schlechten Empfangseigenschaften der Rundfunkantennen durch den geringen Abstand zum Boden verantwortlich. Dennoch werden Antennen für GSM900, 1800 und 1900 in die Stoßfänger integriert [HEG06]. Hier ist durch die geringere Wellenlänge eine höhere relative Antennenhöhe zu erzielen.

Für den Rundfunkempfang werden schon heute zur Steigerung des Komfort Diversity-Systeme eingesetzt. Die in die Scheiben integrierten Antennen können dazu verwendet werden.

1.1.3 Stand der Forschung in der Mobilkommunikation

Heutige mobile Geräte sollen immer mehr Funktionen und Dienste abdecken sowie die dafür notwendigen Schnittstellen enthalten. Für eine einfache und bedienerfreundliche Nutzung ist zukünftig eine leistungsfähige drahtlose Kommunikation unerlässlich.

Winters zeigte bereits im Jahr 1987, dass durch mehrere Antennen an der Sende- und Empfangsseite, d.h. durch sogenannte MIMO-Übertragung, die Datenrate um ein Vielfaches im Vergleich zu einer Single Input Single Output (SISO) Verbindung erhöht werden kann [Win87]. Diese Möglichkeit der

Erhöhung der Datenrate wurde jedoch vorerst nicht aufgegriffen. Erst etwa 10 Jahre später konnten Telatar und Foschini [FG98, Tel99] in der Wissenschaft Aufsehen erregen. Sie konnten beweisen, dass mit mehreren Antennen eine Kommunikation mit parallelen Subkanälen aufgebaut werden kann. Die Übertragungsrate kann somit linear mit der Anzahl der Antennen anwachsen.

Neben den Leistungsmerkmalen der Funkübertragung ist die Akzeptanz eines mobilen Gerätes im Markt stark vom Design abhängig. Das Produkt muss auch hier smart und unscheinbar, graziös wirken, was fordert, dass die Antennen nicht von außen sichtbar und somit wie auch beim Kfz vollständig in das Gerät integriert sind.

Es sind somit entgegengesetzte Trends bei der Entwicklung von tragbaren, kleinen Geräten für den mobilen Einsatz festzustellen. Zum einen eine immer weiter ansteigende und sicherere Datenrate, was effiziente MIMO-Antennensysteme voraussetzt. Auf der anderen Seite der Wunsch nach immer handlicheren, günstigeren, kleineren und leichteren Geräten, was einen ansteigenden Integrationsgrad zur Folge hat. Eine steigende Integration auf IC-Ebene kann dazu beitragen das benötigte Volumen durch effiziente Nutzung zu reduzieren. Da jedoch eine Antenne den Übergang von einer leitungsgebundenen Welle zu einer Freiraumwelle ermöglicht, und umgekehrt, kann eine beliebige Integration und Miniaturisierung der Antenne, wegen physikalischer Grenzen, nicht erfolgen.

Heutige Antennen für mobile Kleingeräte in der Kommunikation besitzen häufig planare Antennen wie Patch-Antennen oder andere gedruckte Antennenstrukturen. Diese haben sich in der Vergangenheit als günstig für eine konforme Integration gezeigt. In dieser Familie von Antennen steht eine nahezu unerschöpfliche Auswahl zur Verfügung. Derzeitige Antennen in mobilen Telefonen oder in WLAN-Karten, die mehrere Frequenzbänder abdecken müssen, basieren meist auf einem dreidimensionalen Design einer Inverted-F Antenne. In der Literatur wird diese Ausführung häufig als planare Inverted-F Antenne bezeichnet und mit PIFA abgekürzt. Diese Antennen erinnern durch ihren Aufbau an Patchantennen mit koaxialer Speisung. Die zur Massefläche parallele resonante Struktur wird dabei jedoch durch Kurzschlussbrücken an die notwendige Impedanz angepasst. Eine geforderte Dualbandigkeit, beispielsweise für GSM900 und GSM1800, kann durch Schlitz in der zur Massefläche parallelen Fläche wie einem L-förmigen Schlitz [TI00] oder einem U-förmigen Schlitz [SKK01] erzielt werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin Sperrkreise einzusetzen, so dass nur ein Teil der Antenne für die obere Resonanzfrequenz zur Verfügung steht [LM01, HCL⁺02, YW02]. In dieser Arbeit wird unter PIFA folgend eine planare Antennenstruktur der Form eines F, die sich durch einen Ätzprozess fertigen lässt, bezeichnet.

1.2 Problemstellung und Ziel der Arbeit

Ziel der Arbeit ist es, sowohl für die Kommunikation als auch den Rundfunk Antennensysteme in Geräte des täglichen Lebens möglichst kundenfreundlich zu integrieren. Die Kundenwünsche sind meist

- hohe Funktionalität in allen Anwendungssituationen. Hierzu gehört sowohl die Funktion als auch die Zuverlässigkeit der Verfügbarkeit einer Funktionalität.
- geringes Gewicht und kleine Abmessungen des mobilen Gerätes. Dieser Wunsch bezieht sich in erster Line auf das Design und die Handhabung von mobilen Kleingeräten zur Kommunikation. Die Antennen im Kfz müssen ebenfalls möglichst klein und leicht sein.
- günstiger Preis. Dies führt dazu, dass die Antennen nicht beliebig kompliziert sein dürfen, und wenig Aufwand zur Herstellung erforderlich ist.
- lange Lebensdauer der Batterie oder des Akkus. Erforderlich sind somit effiziente Antennen.

Gerade bei kleinen Geräten, bei denen die Wellenlänge λ_{res} in die Größenordnung des Gerätes kommt, entstehen unvermeidbar Resonanzen auf der Massefläche. Diese Resonanzen tragen nicht nur zur Übertragung bei, sondern können unter Umständen auch eine Kopplung der Antennen verursachen, was sowohl MIMO- als auch Diversity-Systeme empfindlich stören kann. Um oben genannte Kundenwünsche zu befriedigen sind auf der einen Seite neue, effiziente und der Form der Geräte angepasste Antennendesigns gefordert. Auf der anderen Seite müssen jedoch vollständige Systembetrachtungen durchgeführt werden, damit die Zuverlässigkeit gewährleistet ist und die Leistungsfähigkeit der mobilen Geräte sichergestellt werden kann. Ein Nutzer, der ein Gerät bedient, führt zu einer Absorption der Sendeleistung dort, wo beispielsweise die Hände positioniert werden. Damit kann nur ein Bruchteil der Sendeleistung genutzt werden. Als Folge wird die Effizienz des Übertragungssystems reduziert und die Reichweite stark eingeschränkt. In der Zukunft bedarf es daher einer vollständigen Systembetrachtung, die sowohl den Nutzer als auch den Ort der Integration der Antennen am mobilen Gerät berücksichtigt.

In dieser Arbeit werden an zwei wichtigen Vertretern der multimedialen Kommunikation, welche sowohl die Datenkommunikation und den Rundfunkempfang umfassen, grundlegende Vorgehensweisen und Methoden bei der Integration von Antennensystemen, wie MIMO- und Diversity-Systeme, aufgezeigt. Dazu werden Bewertungsmaßstäbe sowohl für Diversity- als auch für MIMO-Systeme eingeführt.

Diese Methoden und Maßstäbe zur Integration können künftig dazu genutzt werden, um schon in der Entwicklungsphase multimedialer Geräte der Zukunft die Leistungsfähigkeit abhängig von der Antennenintegration zu bewerten. Es kann so eine optimale Positionierung und Orientierung der Antenne vorgenommen werden. Nicht zuletzt kann der gewünschte Antennentyp auf seine Leistungsfähigkeit in einem speziellen Antennensystem untersucht werden.

Ein Antennensystem der Zukunft muss nicht nur einen ordnungsgemäßen Betrieb sicherstellen, sondern muss für die Qualitätssicherung die Möglichkeit bieten, eine Prüfung in der Produktion durchzuführen. Die Umgebung der Systeme hat einen maßgeblichen Einfluss auf die Charakteristik der Antennen. Zudem stehen in der Qualitätssicherung die Antennenanschlüsse meist nicht zur Verfügung. Die Antennen können somit nicht isoliert, sondern müssen im System integriert betrachtet und auf ihre Eignung und Funktion untersucht bzw. getestet werden. Für die heute am Kraftfahrzeug häufig eingesetzten Diversity-Systeme sind bisher keine ausreichenden Prüfsysteme, die eine vollständige Funktion aller Systemkomponenten in einem Diversity-System prüfen, in der Produktion und Qualitätssicherung bekannt. Die DIN IEC60315-4 „Messverfahren für Funkempfänger für verschiedene Sendearten“ [CEN98], für die Prüfung der Radio-Empfangssysteme am Kfz, enthält keine für Diversity adäquaten Messvorschriften. Des Weiteren sind die dort genannten Messvorschriften zeitintensiv und Antennenanschlüsse der Antennen müssten für die Messung zur Verfügung stehen.

1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

Um Kommunikationssysteme der Zukunft optimal einzusetzen und die erforderlichen hohen Datenraten zu erreichen, reicht eine intelligente Codierung mit Vorverzerrung der Sendesignale und die dazu notwendige Decodierung mit Entzerrung am Empfänger nicht aus. Wegweisende Techniken zur Erzielung der geforderten Datenrate bzw. die Erhöhung der Empfangsqualität einer Funkverbindung sind MIMO-Systeme. Diese können durch die Diversität der Empfangssignale schnellen Schwund ausgleichen und zusätzlich unter den entsprechenden Bedingungen mehrere parallele Daten-Subkanäle im gleichen Spektrum, zur gleichen Zeit bereitstellen. Diese MIMO- bzw. Diversity-Systeme setzen neue Anforderungen an die Antennen, die schon bei der Entwicklung der Antennen und Integration in die Geräte eingehalten werden müssen. Um die Anforderungen an Datenrate und Verfügbarkeit nicht nur auf dem „Labortisch“ zu erfüllen, ist in dieser Arbeit der Einfluss der Umgebung des mobilen Gerätes ein wichtiger Teil in der Antennenentwicklung. Es wird eine vollständige Systembetrachtung und Bewertung der MIMO-Systeme unter verschiedenen äußeren Bedingungen des Systems durchgeführt.

Dazu wird ein Netzwerkmodell, das alle systemtechnisch relevanten Einflüsse von der Kopplung bis zur Anpassung der Antennen berücksichtigt, eingesetzt [Wal04].

Klassische Antennenmesstechnik, wie beispielsweise die Richtcharakteristik- oder Anpassungsmessung einer Antenne, kann zur Bewertung von integrierten Antennen in einem System nur zur Bewertung der isolierten Antennen eingesetzt werden. Eine messtechnische Antennensystembeurteilung ist mit dieser klassischen Messtechnik nicht möglich. Für kleine handliche Geräte wie Personal Digital Assistant (PDA) Systeme ist eine Prüfung in einer Modenverwirbelungskammer möglich [KR04, BV05]. Diese Prüfung kann sowohl in der Entwicklung als auch in der Produktion zur Bewertung verwendet werden. Diversity-Systeme für den Rundfunkempfang, wie heutzutage im Kfz, sind für eine Prüfung in einer Modenverwirbelungskammer zu unhandlich und zu groß. Daher muss für die Fahrzeugantennenentwicklung von morgen und übermorgen parallel zu einer Antennenentwicklung eine geeignete Prüfmethode entwickelt werden. Nur so kann ein hoher Qualitätsstandard für die zukünftigen Generationen von Antennensystemen sichergestellt werden.

In Kapitel 2 werden, ausgehend von den klassischen Beschreibungsgrößen von Antennen, die Besonderheiten von kleinen, resonanten Antennen aufgezeigt. Es werden in diesem Kapitel die Bewertungsgrößen von Antennensystemen, die für diese Arbeit notwendig sind, eingeführt.

Für die Qualitätssicherung müssen, wie oben beschrieben, Bewertungsgrößen eingeführt und Funktionstests durchgeführt werden, die über eine reine Betriebsprüfung hinausgehen. Gleichzeitig müssen, parallel zur Entwicklung der Antennensysteme, Vergleichsmessungen durchgeführt werden, die die Performance-Unterschiede verschiedener Antennenanordnungen im System aufzeigen. Hierzu sind Messverfahren notwendig, die sich der Umgebung und dem jeweiligen Ziel der Messung anpassen. Kleine, leichte Geräte können in besonderen Messkammern gemessen und bewertet werden. Hierzu sind in der Literatur unzählige Beispiele zu finden zum Beispiel in [KR04, KR03, BV05]. Bei heutigen Diversity-Antennensystemen in Luxusfahrzeugen kann jedoch bis heute keine zufriedenstellende Prüfung bzw. Messung durchgeführt werden. In Kapitel 3 wird daher ein Messsystem und ein Messverfahren vorgestellt, mit dem erstmalig eine Prüfung von Antennen am Kfz in realen Umgebungen wie im Straßenverkehr und in Fabrikhallen möglich ist.

Die Antennenintegration in kleine, mobile Geräte unter MIMO- und Diversity-Gesichtspunkten findet in den Kapiteln 4 und 6 statt. Dazu werden im Kapitel 5 die Inverted-F Antennen vorgestellt, die sich für die MIMO-Kommunikation zur Integration besonders eignen.

2 Antennen im Übertragungskanal

In der Vergangenheit haben sich verschiedene Größen für die Charakterisierung von Antennen in der Antennenliteratur und Messtechnik durchgesetzt. Diese Größen umfassen sowohl elektrische als auch geometrische Eigenschaften der Antennen. Die klassischen und standardisierten Messverfahren erlauben die Bewertung einzelner Antennen, jedoch nicht die Bewertung von Übertragungs- bzw. Antennensystemen mit mehreren Antennen auf der Sender- und/oder der Empfängerseite.

2.1 Charakterisierung von Antennen

Der nutzbare Frequenzbereich einer resonanten Antenne wird maßgeblich durch ihre Abmessungen bestimmt. Ihre geometrische Größe hängt prinzipiell von der Wellenlänge der Resonanzfrequenz ab. Neben den Abmessungen und dem Herstellungsaufwand werden Antennen durch ihre Strahlungseigenschaften charakterisiert. Diese sind: der Gewinn, die Richtcharakteristik, die Polarisation und der Wirkungsgrad. Sie drücken aus, wie gut eine Antenne in den Freiraum strahlt. Die genannten Größen können in dem sogenannten Fernfeld-Port¹ zusammengefasst werden. Auf der Leitungsseite wird die Antenne charakterisiert durch ihre Impedanz mit dem damit verbundenen Reflexionsfaktor und der Bandbreite der Anpassung. Des Weiteren ist von Interesse, ob sie symmetrisch oder unsymmetrisch gespeist wird.

2.1.1 Fußpunktimpedanz und Eingangsimpedanz einer Antenne

In dieser Arbeit wird ein Unterschied zwischen der Eingangsimpedanz und der Fußpunktimpedanz einer Antenne gemacht. Die Fußpunktimpedanz bezeichnet dabei die Impedanz der Antenne, wenn sich keine störenden Elemente im nahen Umfeld der Antenne befinden. Im Gegensatz dazu ist die

¹Der Fernfeld-Port beschreibt die Charakteristik der Antennen auf der Freiraum-Seite im Fernfeld der Antenne.

Eingangsimpedanz der Antenne die Impedanz, wenn Elemente im nahen Umfeld der Antenne positioniert werden. Diese Bezeichnung ist willkürlich, jedoch kann hierdurch eine eindeutige Beschreibung im Folgenden erleichtert werden.

2.1.2 Reflexionsfaktor und Bandbreite

Die Bandbreite einer Antenne ist dadurch bestimmt, dass der Reflexionsfaktor S_{11} einer leitungsseitig einfallenden Welle einen bestimmten Wert nicht übersteigt. Dieser Reflexionsfaktor ergibt sich durch die Impedanz des leitungsseitigen Anschlusses der Antenne Z_{ein} , der bei realen Antennen frequenzabhängig ist, und dem Wellenwiderstand der Anschlussleitung Z_L .

$$S_{11}(Z_{\text{ein}}, Z_L) = \frac{Z_{\text{ein}} - Z_L}{Z_{\text{ein}} + Z_L} \quad (2.1)$$

In der Hochfrequenztechnik wird dieser im logarithmischen Maßstab angegeben.

$$S_{11}|_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(|S_{11}|) \quad (2.2)$$

Durch die Frequenzabhängigkeit der leitungsseitigen Impedanz der Antenne kann die Anpassung nur in einem beschränkten Frequenzbereich garantiert werden. Die Bandbreite wird durch den Frequenzbereich festgelegt, in dem die Antenne eine Anpassung besser als einen festgelegten Höchstwert des Reflexionsfaktors $S_{11, \text{soll}}$ aufweist. Für Antennen in mobilen Kleingeräten wird in der Regel eine Grenze von $S_{11, \text{soll}} \leq -6 \text{ dB}$ angenommen.

2.1.3 Reziprozitätstheorem

Das Reziprozitätstheorem besagt, dass unter der Voraussetzung von isotropen Medien für beliebige Abstände die Direktivität, der Gewinn und auch die Impedanz einer Antenne jeweils im Sende- oder Empfangsfall zueinander identisch sind. Das Reziprozitätstheorem wurde von A. Sommerfeld [Som25] an einem einfachen Beispiel postuliert. Sommerfeld stellte dazu ein Ersatzschaltbild auf, das den Funkkanal zwischen den Antennen durch einen Koppelwiderstand, der reziprok ist, substituiert. Im Folgenden können somit die Eigenschaften der Antennen anhand einer Sendeantenne bestimmt werden, ohne den Empfangsfall auszuschließen. Dabei wird davon ausgegangen, dass ebene Wellenfronten in die Antennen einfallen [Wie05].

2.1.4 Feldregionen von Antennen

Bevor der Gewinn und die Richtcharakteristik einer Antenne definiert werden, müssen die verschiedenen Feldregionen mit ihren spezifischen Unterschieden

eingeführt werden. Je nach Entfernung von einer Antenne treten unterschiedliche Phänomene des Feldes auf. In der Literatur wird der Raum auf der Freiraum-Ausbreitungsseite einer Antenne häufig in zwei oder drei Feldregionen eingeteilt. In Abbildung 2.1 ist eine Übersicht der Feldregionen einer Antenne, nicht maßstabsgetreu, grafisch dargestellt. Als Antenne wurde hier eine Dipolantenne eingezeichnet. Die Übergänge zwischen den Feldregionen sind,

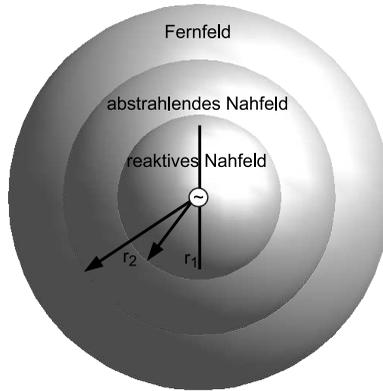


Abbildung 2.1: Feldregionen einer Antenne.

abweichend von dem hier gezeigten Abbildung, in der Realität fließend.

Reaktives Nahfeld Unter dem reaktiven Nahfeld einer Antenne wird die Region verstanden, in der das reaktive Feld dominiert. Dieses Feld wird nicht abgestrahlt und enthält die komplexe Leistung, die wie bei einem Schwingkreis mit der Frequenz oszilliert. Der Leistungstransport findet hier nicht nur in radialer Richtung statt. In der Literatur sind verschiedene Definitionen zur Bestimmung dieser Feldgrenze genannt. In [Bal82] wird die Grenze wie folgt für eine sich im Ursprung eines Kugelkoordinatensystems befindliche Antenne festgelegt,

$$r_1 = 0,62 \cdot \sqrt{\frac{D^3}{\lambda_0}} \quad (2.3)$$

wobei D die maximale Aperturabmessung ist. In dieser Definition wird davon ausgegangen, dass die größte Aperturabmessung der Antenne im Vergleich zur Wellenlänge groß ist $D \gg \lambda$.

In [Wie05] wird diese Grenze ebenfalls für eine sich im Ursprung eines Kugelkoordinatensystems befindliche kleine Antenne durch die folgende Gleichung bestimmt.

$$r_1 = \frac{\lambda_0}{2\pi} \quad (2.4)$$

Die reaktiven Komponenten des elektromagnetischen Felds in diesem Bereich werden selbst nicht abgestrahlt, sind aber essentieller Bestandteil des Strahlungsmechanismus. Bei der Integration von Antennen in mobile Geräte ist zu beachten, dass Objekte, wie Hände eines Nutzers, in diesem Bereich neben der Abschattungseigenschaft eine starke Auswirkung auf die Strahlungscharakteristik im Fernfeld haben. Zudem führen Objekte im reaktiven Nahfeld der Antenne zu einer Änderung der Stromverteilung auf der Antenne und verändern somit die Anpassung und Resonanzbedingung auf der leitungsgebundenen Seite.

Abstrahlendes Nahfeld Das abstrahlende Nahfeld wird teilweise in der Literatur zum reaktiven Nahfeld der Antenne gezählt und überbegrifflich mit Nahfeld bezeichnet. Hier jedoch wird das abstrahlende Nahfeld als die Zone zwischen dem Fernfeld und dem reaktiven Nahfeld der Antenne angesehen, in dem die abstrahlenden, gegenüber den reaktiven Feldkomponenten, dominieren. Diese Region wird in der Literatur auch mit der Fresnel-Zone beschrieben. Durch die noch stark von der Entfernung abhängigen reaktiven Feldkomponenten, $(1/r^2)$ und höherer Ordnung, ist die Richtcharakteristik der Antenne noch sehr vom Abstand abhängig. Der Einfluss von Objekten in dieser Zone auf die Richtcharakteristik und die Anpassung der Antenne ist zwar im Vergleich zu ihrem Einfluss im reaktiven Nahfeld reduziert, dennoch zeigt sich eine Wechselwirkung zwischen Objekt und Antenne.

Fernfeld Das Fernfeld ist der Bereich, in dem sich die Richtcharakteristik der Antennen nicht mit dem Abstand zur Antenne ändert. Es existieren nur noch die kreisförmig den Strom führenden Leiter umschließenden magnetischen Feldlinien und die darauf senkrecht verlaufenden elektrischen Feldlinien. Die radiale Komponente des elektrischen Feldvektors ist abgeklungen. Die reaktiven und komplexen Anteile der elektrischen und magnetischen Feldkomponenten sind abgeklungen und im Freiraum kann sich eine TEM Welle ausbreiten. Für Antennenmessungen wird diese Bedingung mit der Bedingung ebener Wellenfronten eingehalten. Zur Berechnung des minimalen notwendigen Abstands wird von einer punktförmigen Sendeantenne ausgegangen. Über der Apertur der zu messenden Antenne D_E wird dann ein maximaler Phasenfehler von $\lambda_0/16$ zugelassen [Wie05]. Es ergibt sich so die Grenze zwischen abstrahlendem Nahfeld und abstrahlendem Fernfeld nach Gleichung 2.5.

$$r_2 = \frac{2D_E^2}{\lambda_0} \quad (2.5)$$

2.1.5 Gewinn und Richtcharakteristik einer Antenne

Der Gewinn und der Richtfaktor sind dimensionslose Größen. Sie geben eine relative Auskunft über die Eigenschaft der Richtwirkung einer Antenne. Zur Normierung wird häufig ein isotroper Kugelstrahler, der die Leistung in alle Raumrichtungen gleichmäßig strahlt, angenommen. Zur Verdeutlichung dieses Zusammenhangs wird ein i im Subscript der Leistungsdichte S verwendet.

$$S_i = \frac{P_s}{4\pi r^2} \quad (2.6)$$

Trotz des Bezugs auf den isotropen Kugelstrahler sind in der Literatur unterschiedliche Gewinndefinitionen zu finden, von denen die gängigen im Folgenden kurz aufgezeigt werden.

Der absolute Gewinn G_i in eine Referenzrichtung, die Hauptstrahlrichtung, beschreibt die Eigenschaft der Antenne nur in dieser Referenzrichtung bezogen auf den isotropen Kugelstrahler.

$$G_i = \frac{|S_r(\theta, \psi)|_{\max}}{|S_i(\theta, \psi)|} \Big|_{r \rightarrow \infty, r = \text{const.}} \quad (2.7)$$

Wobei S_r die Strahlungsleistungsdichte im Fernfeld der Antenne ist.

Gerade in der englischsprachigen Literatur ist ein richtungsabhängiger Gewinn zu finden. Dieser ergibt sich durch die Normierung der Strahlungsleistungsdichte im Fernfeld einer Antenne $S_r(\theta, \psi)$ auf die Strahlungsleistungsdichte des isotropen Kugelstrahlers.

$$G_i(\theta, \psi) = \frac{|S_r(\theta, \psi)|}{|S_i(\theta, \psi)|} \Big|_{r \rightarrow \infty, r = \text{const.}} \quad (2.8)$$

In Balanis [Bal82] wird der Richtfaktor einer Antenne D_i mit der Strahlungsintensität einer Antenne beschrieben. Im Richtfaktor werden keine Verluste der Antenne betrachtet. Der Gewinn unterscheidet sich somit durch den Wirkungsgrad η , siehe dazu auch Kapitel 2.1.7, vom Richtfaktor. In diesem Wirkungsgrad sind die Verluste, ohmsche Verluste durch einen endliche Leitwert der Metallisierung, dielektrische Verluste durch einen endlichen Widerstand der verwendeten Isolatoren und Substrate und Verluste durch Oberflächenwellen, enthalten.²

$$G_i = \eta D_i \quad (2.9)$$

Der relative Gewinn G_{rel} beschreibt die Eigenschaft wie stark eine Antenne in eine Richtung die Strahlungsleistung bündelt. Es wird jedoch nicht der ideale,

²Nach IEEE-Standard werden bei den Verlusten nicht die Verluste durch Fehlanpassung der Antenne oder Polarisationsverluste berücksichtigt.

verlustlose isotrope Kugelstrahler als Bezugsantenne verwendet. Die Bezugsgröße ist hier die Strahlungsleistungsdichte einer beliebigen Bezugsantenne in dieser Raumrichtung S_x .

$$G_{\text{rel}} = \frac{|S_r(\theta, \psi)|_{\text{max}}}{|S_x(\theta, \psi)|} \Bigg|_{r \rightarrow \infty, r = \text{const.}} \quad (2.10)$$

Des Weiteren wird gerade in der englischsprachigen Literatur häufig ein winklabhängiger Gewinn, welcher sich aus dem Quadrat der Richtcharakteristik multipliziert mit dem Gewinn der Antenne in Hauptstrahlrichtung ergibt, angegeben, siehe Gleichung (2.12).

In dieser Arbeit wird die Beschreibung des Gewinns als der absolute Gewinn in eine Referenzrichtung und der isotrope Kugelstrahler als Bezugsantenne verwendet.

Die Richtcharakteristik der Antenne ist definiert als die elektrische oder magnetische Feldstärke einer Antenne im Fernfeld, bezogen auf das Maximum der elektrischen oder magnetischen Feldstärke dieser Antenne im Fernfeld. Da diese Größe im Fernfeld definiert ist, gilt der bekannte Zusammenhang $E(\theta, \psi, r) = H(\theta, \psi, r) \cdot Z_{F0}$, mit $Z_{F0} = 120 \cdot \pi \Omega$, dem Wellenwiderstand im Freiraum. Daraus ergibt sich die Richtcharakteristik zu

$$C(\theta, \psi) = \frac{|E(\theta, \psi)|}{|E(\theta, \psi)|_{\text{max}}} \Bigg|_{r \rightarrow \infty, r = \text{const.}} = \frac{|H(\theta, \psi)|}{|H(\theta, \psi)|_{\text{max}}} \Bigg|_{r \rightarrow \infty, r = \text{const.}} \quad (2.11)$$

Mit Hilfe der Richtcharakteristik der Antenne $C(\theta, \psi)$ und des absoluten Gewinns ist eine dreidimensionale Charakterisierung des Fernfeld-Ports der Antenne möglich. Zu beachten ist jedoch, dass der Gewinn eine leistungsbezogene, normierte Größe ist, die Richtcharakteristik jedoch auf die Feldstärke im Fernfeld bezogen ist. Der richtungsabhängige Gewinn ergibt sich somit zu

$$G_i(\theta, \psi) = C^2(\theta, \psi) G_i \quad (2.12)$$

2.1.6 Polarisation einer Welle und Poynting Vektor

Der Poynting Vektor einer Welle zeigt in die Richtung der Ausbreitung einer Welle. Der Betrag des Poynting Vektors ist die Leistungsdichte. Für natürliche Signale berechnet sich der Poynting Vektor zu

$$\vec{S}_R = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (2.13)$$

Der Realteil dieses Poynting Vektors ist der zeitlich gemittelte Anteil der Wirkleistung, der in Ausbreitungsrichtung transportiert wird.

Die Polarisation einer Welle beschreibt die Richtung der Bewegung des elektrischen Feldvektors im Raum, orthogonal zur Ausbreitungsrichtung. Generell ist jede Welle zirkular polarisiert, d.h. der elektrische Feldvektor dreht sich um die Ausbreitungsrichtung. Die lineare Polarisation ist ein Spezialfall der zirkularen Polarisation. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit soll die z-Richtung als die Ausbreitungsrichtung angenommen werden. Es existieren bei einer Welle im Freiraum die Feldkomponenten senkrecht zur Ausbreitungsrichtung $E_x, E_y; H_x, H_y$. Im allgemeinen Fall sind die Komponenten E_x und E_y um eine unbekannt Phase φ mit $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ verschoben. Je nach Einstellung der Amplitudenverhältnisse $|E_x|/|E_y|$ und der Phasen $\angle E_x/\angle E_y$ ergeben sich die verschiedenen Polarisationsrichtungen. In dieser Arbeit ist eine lineare Beschreibung der Polarisation durch die horizontale und vertikale Polarisation ausreichend.

2.1.7 Bestimmung des Wirkungsgrads einer Antenne

Der Wirkungsgrad η einer Antenne ist ein Maß welcher Prozentsatz der von einer Antenne aufgenommenen Leistung auf der Leitungsseite durch die Antenne in die gewünschte Strahlungsleistungsdichte im Fernfeld transformiert wird. Eine messtechnische Bestimmung ist schwierig, da die abgestrahlte Leistung im Fernfeld der Antenne in allen Raumrichtungen gemessen und integriert werden muss.

$$P_{\text{ff}} = \iint_{4\pi} S_T(\theta, \psi) d\Omega \quad (2.14)$$

mit Ω dem Raumwinkel. Der Wirkungsgrad ergibt sich somit aus der von der Antenne aufgenommenen Leistung P_{ant} und der abgestrahlten Leistung.

$$\eta = \frac{P_{\text{ff}}}{P_{\text{ant}}} \quad (2.15)$$

Durch den Wirkungsgrad werden ausschließlich die Verluste in der Antenne betrachtet. Anpassungsverluste und Polarisationsverluste sind bei der Bestimmung des Wirkungsgrads nicht berücksichtigt.

Eine Möglichkeit zur messtechnischen Bestimmung von η ist durch die Wheeler Cap Methode gegeben [Whe75], bei der das Fernfeld der Antenne durch eine metallische Glocke kurzgeschlossen ist. Im Leitungersatzschaltbild einer Antenne ist zu erkennen, dass in diesem Fall der Strahlungswiderstand kurzgeschlossen ist. Der Wirkungsgrad der Antenne ergibt sich hierbei zu

$$\eta = \frac{R_s}{R_s R_\Omega X_A} \quad , \quad (2.16)$$

wobei R_s der Strahlungswiderstand, R_Ω die ohmschen Verluste und X_A der komplexe Strahlungswiderstand ist. Durch eine Messung der Impedanz der

Antenne ohne Wheeler Cap Z_{ohne} und eine Messung der Impedanz der Antenne mit Wheeler Cap Z_{mit} kann der Wirkungsgrad bestimmt werden.

$$\eta = \frac{Z_{\text{ohne}} - Z_{\text{mit}}}{Z_{\text{ohne}}} \quad (2.17)$$

Eine wichtige Randbedingung bei der Wheeler Cap Messmethode ist jedoch, dass die Strombelegung auf der Antenne durch die verwendete metallische Glocke nicht beeinflusst wird. In der messtechnischen Umsetzung erweist sich dies als sehr schwierig, da die Wheeler Cap sich im Fernfeld der Antenne befinden muss und damit sehr große Dimensionen annehmen kann.

Eine weitere Möglichkeit bietet der Zusammenhang des maximalen Gewinns einer Antenne und dem Strahlungswiderstand der Antenne. Aus dem Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der Antenne ist die leitungsseitige Impedanz der Antenne im Freiraum bestimmbar. Die maximale Strahlungsleistungsdichte im Fernfeld $S_{T,\text{max}}$ wird mit einer bekannten Antenne G_{ant} oder gegebenenfalls mit einer identischen Antenne in Richtung der Hauptstrahlrichtung gemessen. Aus dem Gewinn resultiert die Strahlungsleistungsdichte der Antenne in der Hauptstrahlrichtung. Der Strahlungswiderstand R_s ist somit berechenbar.

$$R_s \propto \frac{S_{T,\text{max}}}{S_{T,i}} = \frac{S_{T,\text{max}} 4\pi r^2}{P_{\text{ant}}} = G_i \quad (2.18)$$

mit S_{ri} der Strahlungsleistungsdichte des isotropen, verlustlosen Kugelstrahlers und P_S der in die Antenne eingespeisten Leitung. Der Wirkungsgrad lässt sich somit gemäß Gleichung (2.16) bestimmen, wobei das Produkt aus $R_s R_\Omega X_A$ aus einer Reflexionsfaktormessung S_{11} an der leitungsgebundenen Seite der Antenne bestimmt wird, siehe Kapitel 2.1.2. Die Bestimmung des Wirkungsgrads einer Antenne basierend auf dem Gewinn stellt eine sehr effiziente Möglichkeit dar, da hier keine weiteren Messungen und Randbedingungen eingeführt werden müssen.

2.2 Beschreibung kleiner Antennen

Antennen dienen als „Anpasstransformator“ zwischen leitungsgebundenen Wellen und der Wellenausbreitung im Freiraum. Die Größe der Antenne hat somit einen maßgeblichen Einfluss darauf, wie „sanft“ dieser Übergang stattfindet und kann nicht nach Belieben ohne Einbußen reduziert werden.

2.2.1 Definition kleiner Antennen

In der Antennentechnik wird zwischen den folgenden Definitionen kleiner Antennen unterschieden [FHHJ93]

- funktionell kleine Antennen sind Antennen, die ein erhöhtes Leistungsspektrum, in Form von Diensten, abdecken, ohne dass ihre geometrische Abmessung vergrößert wird. Diese Beschreibung ist eher als eine nicht technische Beschreibung anzusehen.
- physikalisch kleine Antennen sind Antennen, die in ihren geometrischen Abmessungen klein sind. Hier wird jedoch die Betriebsfrequenz der Antenne vollständig außer acht gelassen. Antennen für hohe Frequenzbereiche sind somit Kandidaten, die zur Klasse der physikalisch kleinen Antennen gehören.
- kleine Antennen sind Antennen, die relativ zur Wellenlänge klein sind.

Im Folgenden wird unter dem Begriff der kleinen Antenne stets eine relativ kleine Antenne verstanden. H. A. Wheeler [Whe75] lieferte mit seiner Arbeit eine Charakterisierung von kleinen Antennen, die später von Fujimoto et al. erweitert wurde [FHHJ93]. Demnach wird die Größe einer Antenne durch eine sie vollständig umhüllende Kugel beschrieben. Dabei gehören bei unsymmetrisch gespeisten Antennen, wie beispielsweise ein Monopol, die in der Masse gespiegelten Antennenteile zur Antenne. Dementsprechend gibt es keinen Unterschied zwischen der Größe eines Monopols, der bekanntlich nur eine Länge von ca. $\lambda/4$ aufweist, und der Größe eines Dipols, der mit ca. $\lambda/2$ die doppelte Größe einnimmt.

In Abbildung 2.2 ist schematisch eine Dipolantenne mit der sie umschließenden Kugel gezeichnet. Ihr Mittelpunkt liegt im Ursprung des hier verwendeten Koordinatensystems.

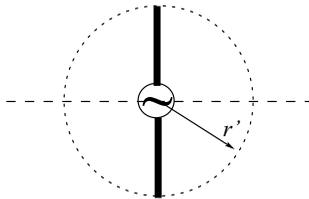


Abbildung 2.2: Dipol umschlossen von einer Kugel mit Kugelradius r' .

Am Beispiel der Mittenfrequenz des WLAN-Standards im ISM-Band von 2,4 GHz bis 2,4835 GHz ergibt sich für ein $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol bei $f_{0,res} = 2,44$ GHz ein Kugelradius von

$$r'_{\text{Dipol}} = \frac{\lambda_{0,res}}{4} \kappa = \frac{c_0}{4f_{0,res}} \simeq 3,07 \text{ cm} \quad \text{oder} \quad kr' \simeq \frac{\pi}{2}, \quad (2.19)$$

mit κ einem Verkürzungsfaktor, $\kappa \simeq 1$. Die Lichtgeschwindigkeit c_0 hat dabei den Wert $c_0 = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ im Freiraum und die Wellenzahl $k = 2\pi/\lambda_{0,res}$ bei

Resonanz³. Nach der Definition für die Größe einer kleinen Antenne, $kr'_{\text{klein}} \leq 1$ mit k der Wellenzahl, für dieselbe Frequenz, müsste diese in eine Kugel mit dem Radius r'_{klein} passen.

$$r'_{\text{klein}} \leq \frac{\lambda_{0,\text{res}}}{2\pi} = \frac{c_0}{2\pi f_{0,\text{res}}} = 1,96 \text{ cm} \quad (2.20)$$

Dies entspricht der Zone des reaktiven Nahfeldes einer Antenne, in der sich noch kein abstrahlendes Feld ausbildet [Bal82]. Kleine Antennen sind somit mindestens 36 Prozent (Faktor $\frac{2}{\pi}$) kleiner als ein entsprechender $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol mit derselben Mittenfrequenz.

2.2.2 Einfluss der Größe auf Güte und Bandbreite

Wenn man von einer verlustlosen, resonanten Antenne ausgeht ($\eta = 1$), so ist die Güte einer Antenne ein Maß dafür, wie viel Energie sie pro Schwingungsperiode an Strahlungsenergie abstrahlt, im Vergleich zur Energie die im Resonanzkreis, der Antenne, verbleibt. Es ist somit klar, dass eine hohe Güte mit einer geringen Bandbreite der Antenne gekoppelt ist. Beim Design breitbandiger Antennen ist daher eine eher geringe Güte gefordert.

Die Größe einer Antenne hat einen entscheidenden Einfluss auf ihre Güte. Da mit kleiner werdender Antenne sich diese einem reinen Resonanzkreis nähert, in dem die Felder nicht abstrahlen können. L.J. Chu führt in [Chu48] den Gütefaktor Q_{rad} der Abstrahlung ein. Für als verlustfrei angenommene Antennen ergibt sich die Güte Q_{rad} aus der mittleren, sich nicht ausbreitenden, gespeicherten elektrischen Energie W_e (für $W_e > W_m$), der mittleren, sich nicht ausbreitenden, gespeicherten magnetischen Energie W_m (für $W_m > W_e$), der Kreisfrequenz ω und der abgestrahlten Leistung P_{rad} [Har60].

$$Q_{\text{rad}} = \begin{cases} \frac{2\omega W_e}{\Re(P_{\text{rad}})} & W_e > W_m \\ \frac{2\omega W_m}{\Re(P_{\text{rad}})} & W_m > W_e \end{cases} \quad (2.21)$$

Bei Resonanz der Antenne ist die leitungsseitige Impedanz der Antenne reell ähnlich der eines Resonators. Während hauptsächlich eine Energieform gespeichert ist, treten bei einer als verlustfrei angenommenen Antenne sogenannte Abstrahlverluste auf. Zur Abschätzung einer unteren Grenze der Güte in Abhängigkeit der Größe der Antenne, wurden die höheren ausbreitungsfähigen Moden der Antenne vernachlässigt. Die Güte würde durch das Vorhandensein höherer Moden weiter erhöht. Da in dieser Abschätzung nur der Grundmode der Antenne angenommen wird, gibt die Gleichung (2.21) die theoretisch minimale Güte an.

³Als Resonanzfrequenz $f_{0,\text{res}}$ der Antenne wird die Mittenfrequenz, gegeben durch die jeweiligen Bandgrenzen, f_o für die obere Frequenzgrenze und f_u für die untere Frequenzgrenze der Anpassung, verwendet. $f_{0,\text{res}} = f_m = (f_o + f_u)/2$

Mit abnehmender Größe einer Antenne steigt das Verhältnis von gespeicherter Energie zu abgestrahlter Leistung. Frühe Untersuchungen von Chu [Chu48] und folgende Untersuchungen von Hansen und McLean [Han81, McL96] bestätigen eine Abhängigkeit der Güte von der Größe der Antenne für Antennen mit $kr' < 1$.

$$Q_{\text{rad}} = \frac{1 + 2k^2 r'^2}{k^3 r'^3 [1 + k^2 r'^2]}. \quad (2.22)$$

Eine genauere Definition liefert McLean [McL96], der für linear polarisierte Antennen den unteren Wert der Güte Q_{rad} nach Gleichung (2.23) angibt. Chus Formel (2.22) wird demnach als nicht ausreichend exakt beschrieben.

$$Q_{\text{rad}} = \frac{1}{k^3 r'^3} + \frac{1}{kr'} \quad (2.23)$$

Beide Gleichungen zeigen eindeutig eine $1/(kr')^3$ Abhängigkeit. Für eine Approximation für kleine Antennen mit hohem Q_{rad} genügt Gleichung (2.24).

$$Q_{\text{rad}} \approx \frac{1}{k^3 r'^3} \quad (2.24)$$

In Abbildung 2.3 ist der Gütefaktor Q_{rad} nach McLean als gestrichelte Kurve und als Näherung, Gleichung (2.24), mit einer durchgezogenen Linie dargestellt. Für sehr kleine Antennen stimmt die Näherungsformel (2.24) der Güte sehr gut mit der exakten Formel (2.23) überein. Für Antennen mit $kr' \approx 1$ ist die Abweichung bis zu 50%. Antennenformen im Bereich $kr' \approx 1$ sind bereits intensiv untersucht worden. Als praktischer Vergleich zum theoretischen Mindestwert sind daher die Gütefaktoren für einen Dipol und für einen reaktiv belasteten Monopol, der sogenannten Goubau-Antenne [Gou76], mit eingezeichnet.

Die relative Bandbreite B_{rel} wird als das Verhältnis zwischen absoluter Bandbreite $B_{\text{abs}} = f_o - f_u$ und Mittenfrequenz f_m berechnet.

$$B_{\text{rel}} = \frac{f_o - f_u}{f_m} = \frac{B_{\text{abs}}}{f_m} \quad (2.25)$$

Die Grenzfrequenzen f_o und f_u werden dabei durch die jeweilig geforderte Anpassung festgelegt. Bei bekannter Anpassung kann die relative Bandbreite aus der Güte und der Anpassung berechnet werden.

$$B_{\text{rel}} = \frac{1}{Q_{\text{rad}}} \frac{2|S_{11,\text{soll}}|}{\sqrt{1 - |S_{11,\text{soll}}|^2}} \quad (2.26)$$

Reale Antennen können nicht als vollständig verlustlos angenommen werden. Eine hohe Güte verschlechtert somit den Wirkungsgrad einer Antenne, da

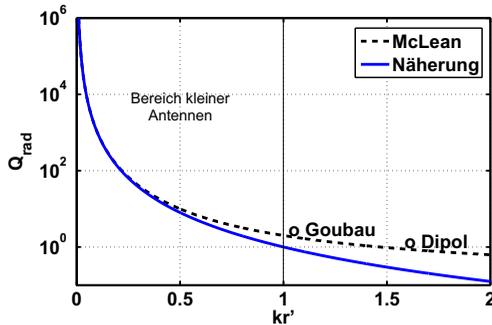


Abbildung 2.3: Minimaler Gütefaktor aufgetragen über der Größe. Die Goubau-Antenne liegt bei $kr' = 1,04$ und der Dipol bei $kr' = 1,57$.

die nicht gewünschten ohmschen Verluste im Vergleich zu den gewünschten Abstrahlverlusten zunehmen. Selbst geringe resistive Verluste führen zu einem niedrigen Wirkungsgrad [Han81, Whe75]. Reale Antennen mit ohmschen Verlusten haben eine eher größere Bandbreite im Vergleich zu den als verlustlos angenommenen Antennen. Diese Vergrößerung der Bandbreite resultiert jedoch aus den ohmschen Verlusten und geht zu Lasten der Effizienz der Antenne. Grundsätzlich hängt die Güte einer Antenne von den verwendeten Materialien (Metallisierung und Substrat), den Anschlussleitungen (Kabel), den Steckern und dem benötigten Anpassnetzwerk ab. Viele dieser genannten Parameter sind häufig schon vor dem Antennendesign von der Anordnung vorgebestimmt. Eine vollständig freie Wahl ist daher häufig nicht möglich. Vielmehr muss ein Konsens zwischen unsichtbar integrierbaren und damit meist sehr kleinen Antennen und einer Abdeckung des geforderten Leistungsspektrums der Antennen gefunden werden.

2.3 Beschreibungsgrößen von Mehrantennensystemen

Neben den zuvor genannten Parametern für die einzelnen isolierten Antennen sind beim Design von Diversity- und MIMO-Kommunikationssystemen verschiedene weitere Kenngrößen gefordert. Diese sind nicht ausschließlich von einem Antennenelement abhängig, sondern erfassen sowohl die Antennen als auch ihre Umgebung. Das bedeutet, die folgend beschriebenen Kenngrößen sind vom Gehäuse und der Anordnung der Antennenelemente in der Antennengruppe und von vielen weiteren Einflüssen abhängig. Nicht zuletzt stellt der zeitvariante Funkkanal die Verbindung zwischen den Antennen in ei-

nem Antennensystem dar. Durch eine ausreichende Anzahl an Stichproben, in der Form von unterschiedlichen Kanalrealisierungen, muss daher der Statistik Rechnung getragen werden.

Daraus ergibt sich die Aufgabe, die Antennen im System, in der jeweiligen voraussichtlich vorherrschenden Umgebung, zu bewerten. Dabei sind möglichst alle Einflüsse in den Simulationen zu beachten⁴. Folgend angegebene Kenngrößen sind, bis auf die Kopplungen der Antennen, stochastische Kenngrößen und müssen aus einer ausreichend großen Anzahl an Stichproben berechnet werden oder können durch Annahmen von statistischen Verteilungen, für das jeweilige Einsatzgebiet, bestimmt werden.

2.3.1 Leistungskorrelationskoeffizient von Antennen-Empfangssignalen

Der Leistungskorrelationskoeffizient ist ein Maß für die Ähnlichkeit der Empfangsleistungssignale. Zur Bestimmung dieses Leistungskorrelationskoeffizienten wird ein stochastisches Kanalmodell angenommen. In den in dieser Arbeit untersuchten Beispielen für Outdoor-Systeme im Rundfunk wird ein gleich wahrscheinlicher Welleneinfall im Azimut und ein Gauss-verteilter Welleneinfall in Elevation, mit dem Erwartungswert $E(\theta) \approx 90^\circ$ und der Standardabweichung $\sigma(\theta) = 10^\circ$, angenommen. Bei Indoor-Systemen reicht für eine erste Beurteilung in einem sehr frühen Entwicklungsstadium des Systems zur Integration der Antennen eine Gleichverteilung des Welleneinfalls sowohl in Elevation als auch im Azimut aus. Dabei wird davon ausgegangen, dass eine feste Ausrichtung des Geräts beim Nutzer noch nicht festgelegt ist. Sobald diese Ausrichtung festgelegt ist, sollte ein Gauss-verteilter Welleneinfall in Elevation angenommen werden.

Der Leistungskorrelationskoeffizient ρ_e für zwei Antennen, beschrieben durch die komplexen Richtcharakteristiken und die Positionen der Antennen in einem Koordinatensystem, ergibt sich nach [FJ94] aus der Kreuzkovarianz R_{12} und den Standardabweichungen für Antenne 1, σ_1 und für Antenne 2, σ_2 zu

$$\rho_e \approx |\rho|^2 = \frac{|R_{12}|^2}{\sigma_1 \sigma_2} \quad . \quad (2.27)$$

Die Kreuzkovarianz R_{12} und die beiden Standardabweichungen σ_1 und σ_2 werden aus den richtungsaufgelösten, komplexen Richtcharakteristiken

⁴Häufig ist eine vollständige Modellierung der Umgebung nicht möglich, daher sollten vorherrschend die Teile der Umgebung modelliert werden, die den größten Einfluss haben. Diese sind meist in der nahen Umgebung, dem reaktiven Nahfeld der Antennenelemente, zu finden.

$C(\theta, \psi)$ der Antennen berechnet. Die Kreuzkovarianz der Empfangsspannung-
 en der beiden Antennen berechnet sich nach [FJ94] zu

$$R_{12} = K \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} G_{i,1} C_1(\theta, \psi) G_{i,2} C_2^*(\theta, \psi) S(\theta, \psi) e^{-jk\Delta\Phi(\theta, \psi)} d\Omega \quad . \quad (2.28)$$

Dabei ist K eine Proportionalitätskonstante, k die Wellenzahl, $d\Omega = \sin\theta d\theta d\psi$
 für das Kugelkoordinatensystem und $\Delta\Phi$ die Phasendifferenz der einfallenden
 Wellen an den zwei Antennen, die nach folgender Gleichung, abhängig vom
 Abstand der beiden Antennen, berechnet wird.

$$\Delta\Phi(\theta, \psi) = (x_2 - x_1) \sin\theta \cos\psi + (y_2 - y_1) \sin\theta \sin\psi + (z_2 - z_1) \cos\theta \quad (2.29)$$

Die Varianz der komplexen Einhüllenden der Antenne j mit $j = \{1, 2\}$
 ergibt sich zu

$$\sigma_j = \sqrt{K \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} G_{i,j} |C_j(\theta, \psi) G_{i,2}|^2 S(\theta, \psi) d\Omega} \quad . \quad (2.30)$$

Die Richtcharakteristik $C(\theta, \psi)$ und der absolute Gewinn $G_{i,j}$ der in das
 jeweilige Gehäuse integrierten Antennen wird durch Simulationen bestimmt.
 Der Gewinn der Antennen geht jedoch, sowohl in die Kovarianz als auch in
 die Standardabweichung, gleichermaßen ein. Er kann daher vor die Integrale
 gezogen werden. Der Leistungskorrelationskoeffizient ist somit nicht abhängig
 vom Gewinn der Antennen.

Der Leistungskorrelationskoeffizient von Antennen kann durch seine einfache
 Berechnung schon sehr früh bei der Antennenintegration betrachtet werden
 und gibt Auskunft darüber, wie effizient ein Diversity- oder MIMO-Sy-
 stem realisiert werden kann. Die Unkorreliertheit der Empfangssignale bildet
 nur eine hinreichende, jedoch nicht ausreichende Bedingung für ein effizientes
 MIMO-Antennensystem.

2.3.2 Kopplung von Antennen

Die Eingangsimpedanz einer Antenne ist nicht nur von der Fußpunktimpedanz
 abhängig, sondern wird durch die um die Antenne gruppierten Objekte wie
 Wände, Befestigungen und andere metallische oder nichtmetallische Gegen-
 stände beeinflusst. Ein Simulationsmodell sollte aufgrund der Beeinflussung
 die relevanten Objekte im nahen Umfeld der Antenne beinhalten. Elemente,
 die nicht selbst gespeist werden, können durch ihre Länge oder durch ihre
 Form zu Resonanzen angeregt werden. Sie tragen damit teilweise maßgeb-
 lich zur Strahlung bei. Diese Elemente werden, wenn sie absichtlich eingesetzt

werden, als parasitäre Elemente bezeichnet und können für eine Erhöhung der Bandbreite oder zur Abdeckung weiterer Resonanzbänder verwendet werden. Antennen in einer Antennengruppe sind meist im gegenseitigen nahen Umfeld der jeweils anderen Antenne. Es findet somit eine direkte Kopplung der Antennen statt. Für den einfachen Fall, dass nur zwei Antennen in einer Antennengruppe angeordnet sind, kann das System als ein Zweitor aufgefasst werden [Kra88]. Zur Beschreibung des Zweitors werden die sogenannten Kopplungsimpedanzen Z_{12} , Z_{21} und Fußpunktimpedanzen Z_{11} , Z_{22} verwendet, wobei hier das Subscript 1 für Port oder Antennenanschluss 1 steht. Genauso wird Subscript 2 für Port 2 eingesetzt. In Abbildung 2.4 ist eine Netzwerkdarstellung für zwei Antennen in einer Antennengruppe gezeigt. Die

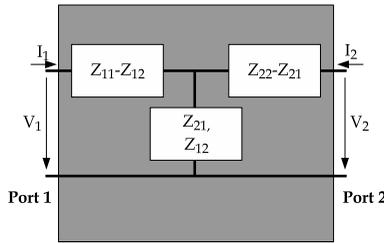


Abbildung 2.4: Zweitor Darstellung der Kopplungsimpedanzen Z_{21} , Z_{12} und Fußpunktimpedanzen Z_{11} , Z_{22} für ein Antennenarray mit zwei Antennen.

Fußpunktimpedanzen lassen sich aus den Spannungen und Strömen auf den Leitungen von Port 1 bzw. Port 2 bestimmen, wenn Port 2 bzw. Port 1 durch einen Leerlauf abgeschlossen ist,

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \quad (2.31)$$

wobei V_1 bzw. V_2 die Eingangsspannung an Port 1 bzw. an Port 2 ist und I_1 bzw. I_2 die jeweiligen Ströme in diese Ports bezeichnet. Die Kopplungsimpedanzen lassen sich wie folgt bestimmen:

$$Z_{21} = \frac{-V_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad Z_{12} = \frac{-V_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \quad (2.32)$$

Die Reziprozität dieses passiven Netzwerks ergibt, dass die Kopplungsimpedanzen identisch sind. Zur Messung der Kopplungsimpedanz Z_{ij} , zwischen einer Antennen i und einer Antenne j , wird die Leerlaufspannung der Antenne i aufgezeichnet, wenn Antenne j gespeist wird.

Eine analytische Berechnung ist durch die in der Berechnung vorkommenden Integrale nur bei einer einfachen Geometrie wie beispielsweise zwei

Dipolen möglich [Kra88]. Für komplexere Strukturen lassen sich die Kopplungen nur durch Feldberechnungen mit einer Simulationssoftware oder Reflexionsfaktormessungen am Netzwerkanalysator bestimmen, wobei eine Umrechnung von den Reflexionsparametern in Kopplungsimpedanzen notwendig wird. Es ergeben sich die Kopplungsimpedanzen nach [Fri94]. Die Berechnung der Kopplungsmatrix \mathbf{S}_A aus der Impedanzmatrix \mathbf{Z}_A findet sich in [Wal04]. Bei der Messung der Reflexions- und Transmissionsfaktoren eines Antennenarrays ist darauf zu achten, dass alle Antennenfußpunkte, die nicht mit dem Netzwerkanalysator verbunden sind, mit einer geeigneten Impedanz abgeschlossen sind. Auch bei Simulationen müssen immer alle Antennen mit den vorgesehenen Impedanzen abgeschlossen sein⁵.

Mit den oben beschriebenen Umrechnungen ist eine Beschreibung der Reflexions- und Transmissionseigenschaften eines Antennenarray auf der Leitungsseite äquivalent zu Baugruppen mit mehreren Ports möglich.

2.3.3 Kumulative Empfangsleistungsdichte-Funktion und Ausfallwahrscheinlichkeit

Mit der kumulativen Empfangsleistungsdichte-Funktion können die empfangenen Leistungen von Antennen beim Durchqueren eines beliebigen Kanals verglichen werden. Es wird dazu die Unterschreitungswahrscheinlichkeit auf der Ordinate über der jeweiligen statistischen Größe auf der Abszisse aufgetragen. Eine Untersuchung kann somit nicht nur an den in der Statistik häufig verwendeten Größen, dem Erwartungswert und der Standardabweichung, vorgenommen werden.

Eine Interpretation und ein Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeitsverteilungen der Empfangsleistung P_R von verschiedenen Antennen oder Antennensystemen kann für eine konstante Ausfallwahrscheinlichkeit P_f stattfinden.

Dazu wird eine feste Unterschreitungswahrscheinlichkeit w angenommen und die entsprechende Empfangsleistung $P_{R,i,w} = P_{R,i}(P(P_{R,i} \leq P_R) = w \%)$ bestimmt, siehe Abbildung 2.5. Die Differenz im Empfangsleistungspegel bei gleicher Unterschreitungswahrscheinlichkeit entspricht dann dem Leistungsgewinn der Antenne gegenüber der Vergleichsantenne. Im Index wird als Erkennungsmerkmal die gewählte Unterschreitungswahrscheinlichkeit eingetragen.

$$G_{ij,10\%} = 10 \log_{10} (P_{R,i,10\%} - P_{R,j,10\%}) \quad (2.33)$$

Diese Bewertung ist bei Kommunikationssystemen mit variabler Datenrate von Interesse, da eine höhere Empfangsleistung das Signal zu Rauschleistungs-Verhältnis (SNR) steigert, wodurch die Datenrate erhöht werden kann.

⁵In der Antennentechnik hat sich als Standard für die Fußpunktimpedanz einer Antennen eine Impedanz von 50Ω etabliert.

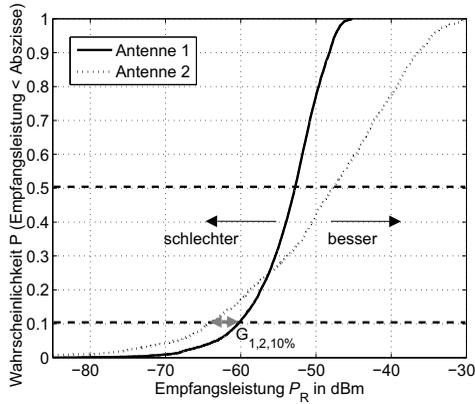


Abbildung 2.5: Kumulative Empfangsleistungsdichte-Funktionen für Antenne 1 und Antenne 2.

Im Rundfunk ist die Datenrate durch die gesendete Information festgelegt. Daher ist hier nicht vordergründig das Ziel die Datenrate zu erhöhen, sondern die Ausfallsicherheit. Diese kann aus der kumulativen Wahrscheinlichkeit bei konstanter Empfangsleistung P_R in vertikaler Richtung abgelesen werden, siehe Abbildung 2.6.

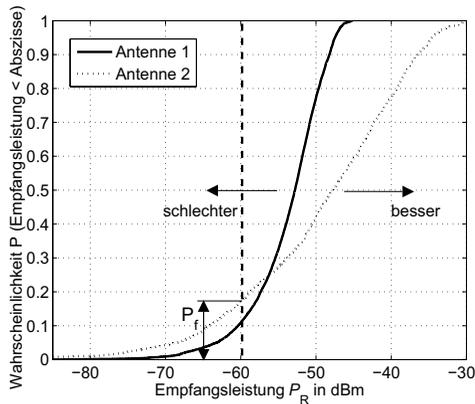


Abbildung 2.6: Kumulative Empfangsleistungsdichte-Funktion und vertikale Auswertung für Antenne 1 und Antenne 2.

In der Praxis hat sich gezeigt, dass ein Empfangspegel von mindestens -80dBm erforderlich ist um Störungen zu vermeiden. Diese Grenze stellt

jedoch keine abrupte Ausfallgrenze dar. Der Übergang zwischen „keine Störungen“ und „Ausfall des Empfangssystems“ ist schleichend. Dies ist dadurch begründet, dass es sich um ein unkodiertes, analoges Übertragungssystem handelt. In dieser Arbeit wurde eine Ausfallgrenze von $P_{R,\min} = -60$ dBm aus oben genannten Gründen verwendet. Basierend auf dieser Grenze kann der Gewinn an Ausfallsicherheit durch den Improvement Faktor i_f angegeben werden. Dazu wird gemäß [LSL93] die Qualität $q_{i,P_{R,\min}}$ eines Signals durch den logarithmierten Kehrwert der Ausfallwahrscheinlichkeit $P_f(P_R \leq P_{R,\min})$ bei einer bestimmten Grenze $P_{R,\min}$ definiert.

$$q_{i,P_{R,\min}} = -20 \log_{10} P_f(P_R \leq P_{R,\min}) \quad (2.34)$$

Der Improvement Faktor i_f kann zwischen verschiedenen Antennen und Antennensystemen, als die Differenz der Qualität aus Gleichung (2.34) für zwei Antennen oder Antennensysteme (siehe dazu auch [LSL93]), berechnet werden.

$$i_{f,i,j,P_{R,\min}} = q_{i,P_{R,\min}} - q_{j,P_{R,\min}} \quad (2.35)$$

wobei in dieser Gleichung i und j im Subscript das jeweilige Antennensystem repräsentieren. Der Improvement Faktor ist der Gewinn an Empfangsqualität unter der Nebenbedingung, dass die Qualität gegeben ist durch eine Empfangsleistung, die eine minimale Grenze von $P_{R,\min}$ nicht unterschreitet.

Wird davon ausgegangen, dass ein Scanning-Diversity-Antennensystem, siehe dazu auch Kapitel D.1.2, mit N identischen, unkorrelierten Antennen ausgestattet ist, und dass jede Antenne den gleichen Beitrag zum Gesamtsignal liefert, dann wird die Wahrscheinlichkeit einer Störung im Signal nach folgender Gleichung [LHRK99] reduziert.

$$q_{\text{sys}} = \sum_{i=1}^N q_{i,P_{R,\min}} = q_{i,P_{R,\min}}^N \quad (2.36)$$

Wird als Vergleichsantennensystem ein Antennenarray aus optimalen Dipolen angenommen, deren Empfangsleistungskorrelation optimaler Weise Null ist⁶, so kann durch den Vergleich der Quality Faktoren eine effektive Antennenanzahl n_{eff} berechnet werden. Die effektive Antennenanzahl ist immer kleiner oder höchstens gleich der Anzahl der Antennen im Antennensystem N .

$$N \geq n_{\text{eff}} = \frac{q_{\text{sys}}}{q_{\text{sys,opt}}} \quad (2.37)$$

⁶Durch unkorrelierte Empfangsleistungseigenschaften, Leistungskorrelation $\rho_e = 0$ der Antennen, ist es unwahrscheinlich, dass, wenn ein Empfangssignal gestört ist, auch die anderen Empfangssignale gestört sind.

Sowohl die effektive Antennenanzahl als auch der Improvement Faktor i_f sind ein anschauliches Maß, mit dem die Leistungsfähigkeit in Bezug auf die Empfangsleistung von Antennensystemen des Scanning-Diversity-Typs verglichen werden können.

Nur in ca. 50 % der Fälle ist bei einem einfachen Diversity-System die Auswahl der Antennen durch eine binäre Gewichtung richtig gewählt, wenn ausschließlich die Empfangsleistung bewertet wird [Mol03]. Eine reine Beurteilung der Empfangsleistung ist im Rundfunk zur endgültigen Beurteilung von Empfangssystemen nicht ausreichend. Eine genauere Untersuchung und eine Bewertung des Basisbandsignals zur Beurteilung von Antennensystemen am Kraftfahrzeug wird in Kapitel 3 gegeben.

2.3.4 Spektrale Effizienz und Übertragungsgewinn

Die spektrale Effizienz ist ein sehr maßgebliches Maß zum Vergleich digitaler Kommunikationssysteme. Zur Beschreibung der Datenmenge, die pro Sekunde und pro Hertz Bandbreite über ein Funkübertragungssystem übertragen werden, wird die sogenannte spektrale Effizienz verwendet⁷.

Die spektrale Effizienz kann aus der mittleren Transinformation berechnet werden. Eine ausführliche Berechnung der spektralen Effizienz aus der Transinformation findet sich im Anhang A. Die spektrale Effizienz C_s kann nach der bekannten Formel von Foschini [FG98], die häufig in der Literatur zitiert wird, berechnet werden.

$$\begin{aligned} C_s &= \max_{P(\vec{x}_{ti})} \log_2 \det \left(\frac{\mathbf{H}\sigma_{\vec{x}_{ti}}\mathbf{H}^\dagger + \mathbf{E}\sigma_n^2}{\mathbf{E}\sigma_n^2} \right) \\ &= \max_{P(\vec{x}_{ti})} \log_2 \det \left(\mathbf{E} + \frac{\mathbf{H}\sigma_{\vec{x}_{ti}}\mathbf{H}^\dagger}{\sigma_n^2} \right) \end{aligned} \quad (2.38)$$

wobei \mathbf{H} die Funkkanalmatrix, $\sigma_{\vec{x}_{ti}}^2$ die Varianz des Sendeleistungsvektors und σ_n^2 die Varianz des Rauschvektors ist. Dabei wird angenommen, dass die Sendesymbole aus dem Sendalphabet gleichwahrscheinlich und in einem Zeitintervall Gauss-verteilt sind. Zudem ist das Auftreten der Symbole statistisch unabhängig. Das Rauschen wird ebenfalls als ein weißes Gauss'sches Rauschen mit Mittelwert Null und einer Varianz von $\sigma_n^2 = N_0/2$ angenommen, wobei N_0 die Rauschleistung ist.

⁷In der MIMO-Antennenliteratur wird die Terminologie „Capacity“ oder Kapazität für die spektrale Effizienz eingesetzt. Die Kapazität unter nachrichtentechnischen Gesichtspunkten ist jedoch die spektrale Effizienz in einer gegebenen Bandbreite. In dieser Arbeit wird die spektrale Effizienz mit der Größe C_s beschrieben, da hier die Verwandtschaft mit der nachrichtentechnischen spektralen Effizienz zu erkennen ist.

Durch die verschiedenen Kanäle tritt eine weitere statistische Größe in die Berechnung ein. Für simulative und messtechnische Untersuchungen werden in dieser Arbeit Kanalrealisierungen aus einem statistischen, pfadbasierten und richtungsaufgelösten Kanalmodell verwendet. Dieses Kanalmodell hat den Vorteil, dass sowohl eine räumliche als auch zeitliche Korrelation der Kanalimpulsantworten eingehalten wird. Verschiedene Pfade vom Sender zum Empfänger haben somit einen Geburtszeitpunkt und eine bestimmte Lebensdauer. Während dieser Lebensdauer verändern sie sich stetig [Zwi93, ZFW02, ZFDW00]. Dieses Kanalmodell repräsentiert ein Indoor Szenario, in welchem die Kommunikationssysteme eingesetzt werden, die in dieser Arbeit untersucht werden.

In der Kommunikationstechnik ist man an einer Steigerung der spektralen Effizienz und damit einer Steigerung der Datenrate interessiert. Im Gegensatz zum Rundfunk, bei dem die Datenrate festgelegt ist, wird hier eine horizontale Auswertung und ein horizontaler Vergleich vorgenommen. Das heißt, der Gewinn eines Kommunikationssystems wird als die Steigerung der spektralen Effizienz bei einer festen Grenze der Unterschreitungswahrscheinlichkeit berechnet.

$$G_{C_s, P_{\text{out}}, ij} = C_{s, P_{\text{out}}, i} - C_{s, P_{\text{out}}, j} \quad (2.39)$$

wobei P_{out} eine frei wählbare Grenze der Wahrscheinlichkeit für das Unterschreiten einer bestimmten spektralen Effizienz ist, welche die notwendige Verfügbarkeit des Dienstes festlegt. Zur Bewertung eines MIMO-Kommunikationssystems können verschiedene Grenzen der spektralen Effizienz verwendet werden. In dieser Arbeit wird die spektrale Effizienz, die in 90 % der Fälle nicht unterschritten wird, als Maß angenommen. Diese Grenze wird im Folgenden auch als 10 % Outage spektrale Effizienz bezeichnet. Die 10 % Outage spektrale Effizienz ist das Äquivalent zum Leistungsgewinn aus Abbildung 2.5.

2.4 Ausbreitungskanal in Karlsruhe

Zur Simulation von urbanen Umgebungsbedingungen eines Kraftfahrzeugs und damit eines Diversity-Empfangssystems wird ein Kanalmodell basierend auf der Topographie und den Bebauungsdaten der Karlsruher Oststadt verwendet, siehe dazu Abbildung 2.7. Die Null Grad Richtung des lokalen Koordinatensystems zeigt dabei in östlicher Richtung.

Das zugrunde gelegte Gebiet ist ca. $2,3 \times 1,1$ km groß. Als mögliche Empfängerpositionen wurden für ein Raster mit 30 m ($\approx 10\lambda$) die sich ergebenden Pfade vom Sender zum Empfänger mit Ray-Tracing berechnet. Die Empfangsantennen sind dabei als 1,5 m über Grund angenommen. Es ergeben

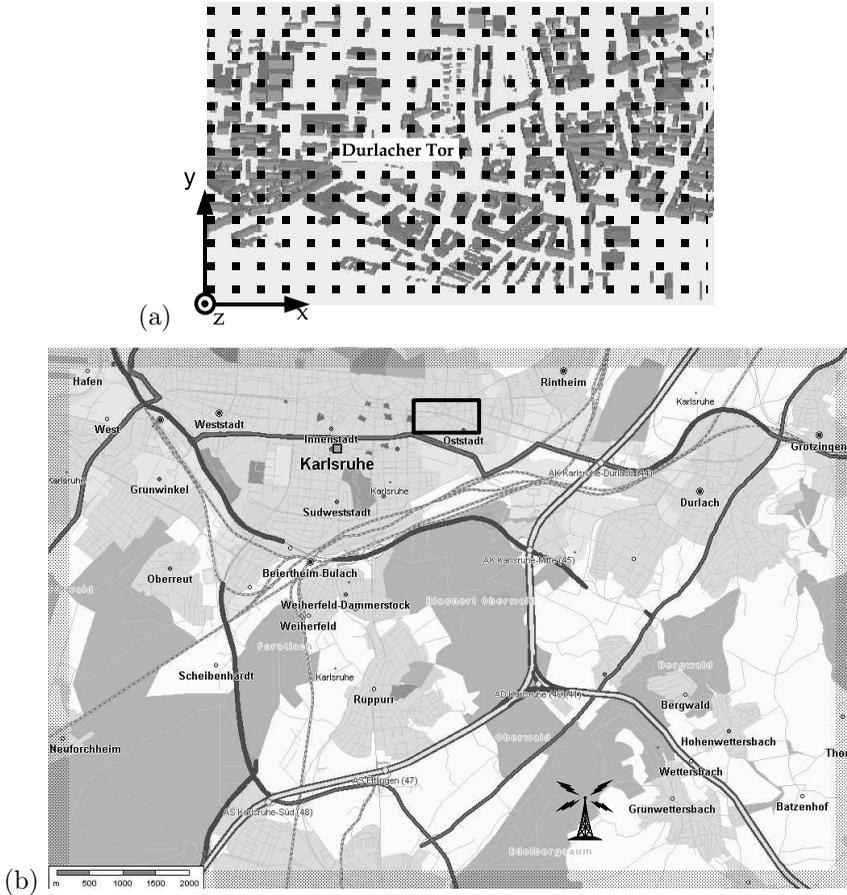


Abbildung 2.7: Grid der Positionen in Karlsruhe Oststadt mit dem Durlacher Tor Abbildung 2.7(a). Lage des Senders und der Empfangsregion, Abbildung 2.7(b).

sich dadurch 2800 Positionen. Als Sender wurde die Sendestation in Grünwettersbach verwendet, die sich südöstlich von Karlsruhe befindet. Im lokalen Koordinatensystem ist der Sender Grünwettersbach am Ort $(x_{Tx} = -2 \text{ km}, y_{Tx} = -6 \text{ km}, z_{Tx} = 0,3 \text{ km})$ und ist damit 450 m über dem Meeresspiegel. Die Richtcharakteristik der Sendeantenne wurde als omnidirektional im Azimut angenommen. Das Histogramm für die eintreffenden Pfade, für alle Positionen des Empfängers im Stadtgebiet, im Azimut ist in Abbildung 2.8 und Elevation in Abbildung 2.9 gezeigt. Für die eintreffenden Pfade im Azimut ergeben sich wie in Abbildung 2.8 gezeigt zwei Vorzugsrichtungen bei $\psi \approx 280^\circ$ und

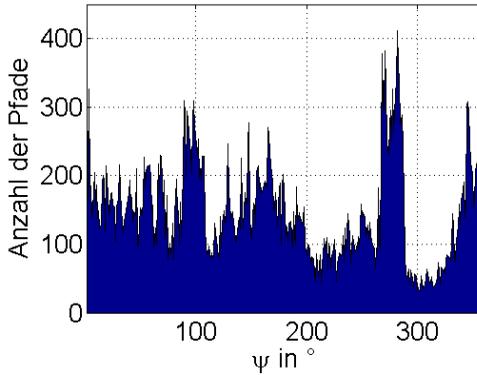


Abbildung 2.8: Histogramm der Anzahl aller Pfade im Azimut, die unter dem gegebenen Winkel im Azimut einfallen.

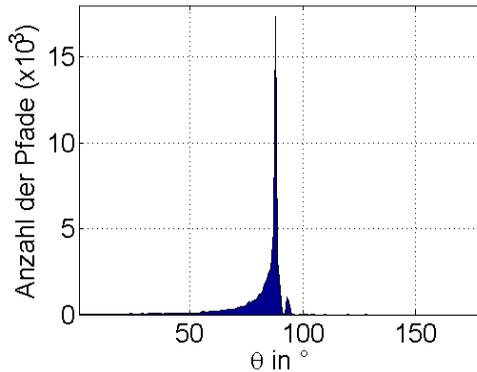


Abbildung 2.9: Histogramm der Anzahl aller Pfade in Elevation, die unter dem gegebenen Winkel in der Elevation einfallen.

$\psi \approx 100^\circ$. In einer Richtung, ausgehend vom lokalen Koordinatensystem der Mobilstation, von $\psi \approx 280^\circ$ ist der Sender Grünwettersbach positioniert. Es ergibt sich so eine Häufung der eintreffenden Pfade in Richtung des Line-of-Sight zum Sender. Bei $\psi \approx 100^\circ$ ergibt sich die Häufung durch Reflexionen an Gebäuden.

Wie in Abbildung 2.9 zu erkennen, fallen die meisten Pfade vom Sender zum Empfänger unter einem Elevationswinkel von $\theta = 90^\circ$ ein. Der Einfachheit wegen wird daher auch häufig rein horizontaler Welleneinfall für den Rundfunk-Empfang am Kraftfahrzeug angenommen. Wie jedoch zu erkennen,

fallen weitere Wellen unter einem Winkel von ca. $\theta = 95^\circ$ ein, die auf Bodenreflexionen zurückzuführen sind. Die einfallenden Wellen unter einem Winkel zwischen $\theta = 25^\circ$ und $\theta = 90^\circ$ sind demgegenüber auf Beugungen an Hausdächern zurückzuführen. Messungen im UKW Frequenzbereich in Städten sind noch nicht veröffentlicht und könnten somit Inhalt zukünftiger Arbeiten sein. Ein Vergleich mit Messungen bei 2, 154 GHz zeigt jedoch einen ähnlichen Trend [KLV⁺03].

Zur Untersuchung von Antennensystemen müssen, ausgehend von einer simulierten Position des Empfängers, die Empfangsbedingungen der weiteren, von dieser Lokalität entfernten, Antennen berechnet werden. Hierzu wird im Folgenden kurz eine Möglichkeit, die einfallenden Pfade auf nahegelegene Positionen zu extrapolieren, vorgestellt.

Die Extrapolation kann in einem kleinen Umfeld der simulierten Position der Empfangsantenne durchgeführt werden. Bei der Extrapolation der einfallenden Wellen muss davon ausgegangen werden,

- dass die einfallenden Wellen ebene Wellen sind,
- dass sich die extrapolierte Position der Antenne bezüglich der einfallenden Pfade nicht von der simulierten Position unterscheidet.

Die zweite Bedingung bedeutet, dass keine Abschattungseffekte von Teilen des Antennensystems betrachtet werden. Basierend auf den Ray-Tracing Simulationen des Kanals sind sowohl die Einfallrichtungen (θ_R, ψ_R) als auch die Polarisation und Verzögerung der einfallenden Wellen an einem Referenzpunkt bekannt. Dieser Referenzpunkt wird identisch einem lokalen Ursprung eines Koordinatensystems gesetzt. In Abbildung 2.10 ist eine einfallende Wellenfront auf eine Antennengruppe gezeigt. Die ebene Wellenfront ist senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung, siehe Abbildung 2.10. Diese Ebene kann durch die Hesse'sche Normalform in folgender Weise dargestellt werden:

$$\frac{\vec{k}_n}{|\vec{k}_n|} \vec{x}_i = S_i \quad , \quad (2.40)$$

wobei \vec{x}_i der Ortsvektor einer simulierten Empfangsantenne im lokalen Koordinatensystems und \vec{k}_n der Wellenzahlvektor der Welle n ist. Durch Gleichung (2.40) wird die Empfangsantenne in die ebene Wellenfront gelegt. S_i ist der Abstand des Punktes \vec{x}_i zum lokalen Ursprung des Fahrzeug-Koordinatensystem Ursprungs, hier der Mittelpunkt des Fahrzeugs an dem die Antennen positioniert werden, in der azimutalen Ebene und in 1,3 m Höhe. Die Phasendifferenz Φ_{ni} ergibt sich somit zu

$$\Phi_{ni} = \vec{k}_n \vec{x}_i \quad , \quad (2.41)$$

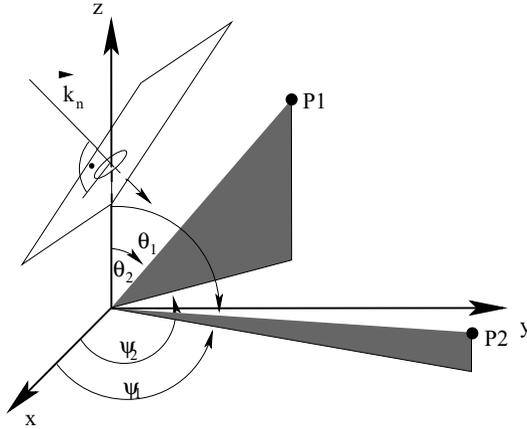


Abbildung 2.10: Modell zur Extrapolation der einfallenden Wellen an einer im nahen Umfeld der simulierten Antennenposition gelegenen Antenne.

mit $\Phi_{ni} < 0$, wenn die Welle zuerst am Fahrzeug-Koordinatensystem Ursprung und dann verspätet am Ort der Antenne i ankommt. Dementsprechend bedeutet $\Phi_{ni} > 0$, dass die Welle zuerst bei der simulierten Antenne i ankommt und $\Phi_{ni} = 0$, dass die ebene Phasenfront der Welle n sowohl den Ursprung als auch die simulierte Antenne enthält.

An der jeweiligen Antenne müssen die einzelnen einfallenden Wellen gewichtet mit der komplexen Richtcharakteristik der Antenne kohärent addiert werden. Die Differenz der Funkfelddämpfung der einfallenden Wellen kann bei geringem Abstand der Antennen vernachlässigt werden. Die Leerlauf-Empfangsspannung V_j einer Antenne j in der Antennengruppe bei einer Anzahl von N_k einfallenden Wellen berechnet sich nach der Gleichung (2.42) [GW98].

$$V_j = \sum_{n=1}^{N_k} \sqrt{\frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_{i,j} \frac{4\Re\{Z_{A,j}\}}{Z_{F0}}} C_j(\theta_n, \psi_n) e^{j\Phi_{0,j,n}(\theta_n, \psi_n)} E_R(\theta_n, \psi_n) \quad , \quad (2.42)$$

wobei in dieser Gleichung E_R die Feldstärke der aus der Richtung (θ_n, ψ_n) einfallenden Welle am Ort der Referenzantenne ist. $Z_{A,j}$ ist die Impedanz der Antenne und Z_{F0} ist der Wellenwiderstand im Freiraum. Die Antenne ist durch ihren Gewinn $G_{i,j}$, ihre Richtcharakteristik C_j und ihre jeweilige Phasendifferenz zum Ursprung $\Phi_{0,j,n}$ in dieser Gleichung vertreten.

3 Messsystem für mobilen Rundfunk-Empfang

Derzeit sind Kraftfahrzeuge, nicht nur der Luxusklasse, häufig mit Diversity-Systemen für den Rundfunk-Empfang bei Ultrakurzwelle (UKW, 88 MHz – 108 MHz)¹ ausgestattet. Diese Systeme sind sehr komplex und vollständig in die Kraftfahrzeugelektronik und das Kraftfahrzeug-Chassis integriert.

Sowohl in der Qualitätssicherung, während des Produktionsprozesses, und in der Entwicklungsphase von Antennensystemen am Kraftfahrzeug, als auch im Falle von Problemen mit dem Rundfunkempfang beim Kunden müssen Funktionstests durchgeführt werden, die über eine reine Betriebsprüfung hinausgehen. Diese Tests müssen auf der einen Seite den jeweiligen Umgebungsbedingungen angepasst, auf der anderen Seite jedoch mit Hilfe des vollständig in das Kraftfahrzeug integrierten Radios durchgeführt werden. Die einzelnen Anschlüsse, wie beispielsweise Antennenanschlüsse, sind nicht verfügbar. In Tabelle 3.1 sind ausgesuchte Anwendungsbereiche der Messtechnik für drahtlose Systeme am Kraftfahrzeug aufgeführt. Die Systemdiagnose zur Qualitätssicherung und Fehlerlokalisierung unterscheidet sich von der Geräteprüftechnik und Antennenmesstechnik, die eher in der Entwicklungsphase eingesetzt wird.

Ziel dieses Kapitels ist es, effiziente Messverfahren für eine Prüfung von Antennensystemen für den mobilen Rundfunk-Empfang am Kraftfahrzeug, für die in Tabelle 3.1 gezeigte Geräteprüftechnik und Systemdiagnose in der Produktion und Entwicklung aufzuzeigen. Zur qualitativen Bewertung von Rundfunk-Systemen am Kraftfahrzeug kann die empfangene Leistung oder die Qualität des Basisbandsignals bzw. Audiosignals bewertet werden. Im Kapitel 3.1 werden Möglichkeiten für die Signalbewertung und Verarbeitung präsentiert. Zur Messung der zu bewertenden Signale wird im Kapitel 3.2 eine hardwaretechnische Realisierung vorgestellt. Die für die Prüfung notwendigen Umgebungen werden dann in den Kapiteln 3.3, für Outdoor-Messungen, und 3.4 für Indoor-Prüfungen, gezeigt. Kapitel 3.5 fasst die Ergebnisse dieser

¹In dieser Arbeit wird nur das in Europa verwendete Frequenzband für UKW betrachtet. Identische Untersuchungen können auch für andere Länder, wie Japan, durchgeführt werden.

	Forschung und Entwicklung		Qualitätssicherung
	Geräteprüf- technik	Antennenmess- technik	
zu prüfende Geräte	Systeme wie z.B. Radio oder Komponenten	Antennen	vollständig in- tegrierte Systeme
Beschreibung	EMV und Funktionsprüfung	Funktionsprüfung, Richtcharakteristik, Anpassung	erweiterte Funktionsprüfung
Zeitvorgaben	schwache Limitierung		enge zeitliche Limitierung
Standar- disierung	sowohl Messmethode als auch Darstellung der Ergebnisse		keine vorhanden für Mehrantennen- systeme
Anzahl	beschränkte Anzahl		Serienfertigung bestimmt Reihen- folge und Anzahl

Tabelle 3.1: Tabelle ausgesuchter Messmethoden und ihre Anwendung in der Forschung, Entwicklung und Qualitätssicherung.

Kapitel in einem kurzen Fazit zusammen.

3.1 Signalbewertung und Signalauswertung

Die Anforderungen an jede Messung, ob in der Qualitätssicherung oder in der Entwicklung besteht darin, dass die Ergebnisse der Messungen

- anhand weniger Parameter und Qualitätsmerkmale eine Aussage über das Gemessene machen und
- sichere und reproduzierbare Ergebnisse aufweisen.

Für eine Aussage über die Qualität des empfangenen Signals stehen statistisch oder deterministisch² gewonnene Bewertungsgrößen zur Verfügung.

3.1.1 Bewertung der Empfangsleistung

Die wohl naheliegenste Größe zur Bewertung eines Empfangssystems ist die empfangene Leistung, die Empfangsleistung P_R . Diese Empfangsleistung ist von der Umgebung des Fahrzeugs abhängig. Eine detaillierte Beschreibung von Umgebungen wird in Kapitel 3.3 für Outdoor-Messungen während der Forschung und Entwicklung und 3.4 für Indoor-Messungen vorgestellt. Eine Auswertung der gemessenen Empfangsleistung kann je nach Ziel der Messung gemäß Abbildung 3.1 vorgenommen werden.

²Unter deterministischen Größen werden die Größen verstanden, die sich ohne eine statistische Auswertung der Empfangssignale bestimmen lassen.

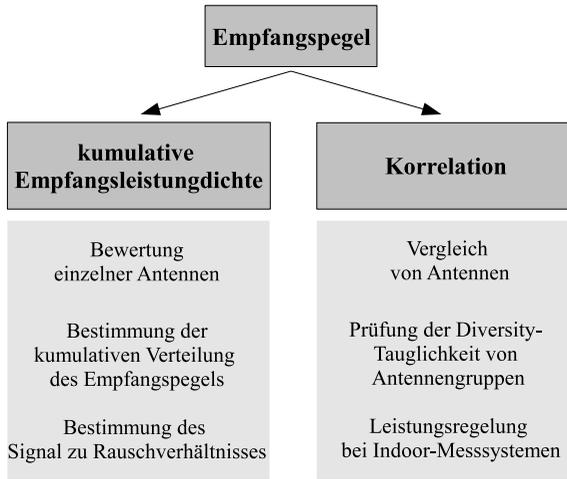


Abbildung 3.1: Auswertung des Empfangspegels und Ziel der Messung.

Folgend werden die Ziele der Messungen des Empfangspegels und die dazu notwendige Auswertung kurz aufgezeigt.

Auswertung der kumulativen Empfangsleistungsdichte

Das Ziel der Auswertung der kumulativen Empfangsleistungsdichte ist eine Einschätzung, wie effizient eine Antenne oder ein Antennensystem Leistung aus dem einfallenden Wellenfeld in einer realen Umgebung „entziehen“ kann. Basierend auf den im Kapitel 2.3.3 gezeigten Größen können folgende Bewertungen vorgenommen werden.

- Mit einer festgelegten minimalen Empfangsleistung $P_{R,\min}$ kann die Unterschreitungswahrscheinlichkeit P_f für diesen Pegel bestimmt werden, siehe dazu 2.3.3. Ist $P_{R,\min}$ die minimale Empfangsleistung für den störungsfreien Rundfunkempfang, so ergibt sich die Ausfallwahrscheinlichkeit P_f des Radio-Systems, wenn nur diese Antenne verwendet würde.
- Als Kenngröße für einen Vergleich von mehreren Antennen am Kraftfahrzeug kann eine horizontale Auswertung, siehe Abbildung 2.5, durchgeführt werden. Dazu wird die Empfangsleistung $P_{R,i,w}$, die mit einer vorgegebenen Wahrscheinlichkeit w nicht unterschritten wird, und der daraus gewonnene Leistungsgewinn $G_{ij,w} \%$ bzw. die daraus gewonnene Qualität $q_{i,P_{R,\min}}$, siehe Gleichung (2.34), verwendet. Werden die Antennen nacheinander vermessen, so muss darauf geachtet werden, dass sich die Umgebung im statistischen Mittel zwischen den Messungen nicht

verändert. Dies kann durch eine gleichzeitige Messung mit einer Monitoring-Antenne sichergestellt werden. Diese Monitoring-Antenne muss für jede Messung die gleiche statistische Verteilung der kumulativen Empfangsleistung aufweisen. Zudem muss das Monitoring-System einem mit dem Wellenfeld der zu messenden Antenne korrelierten Feld ausgesetzt sein. So können die Antennen am Kraftfahrzeug miteinander verglichen werden.

- Zum Vergleich der Leistungsfähigkeit von Antennensystemen mit mehr als einer Antenne wird, wie in Kapitel 2.3.3 gezeigt, eine vertikale Auswertung vorgenommen werden. Hierbei ist unter anderem das Ziel eine Bewertung des Antennensystem als Ganzes vorzunehmen. Der Gewinn an Ausfallsicherheit wird durch den Improvement-Faktor i_f angegeben, siehe Gleichung (2.35). Als Referenz kann eine Monitoring-Antenne, die bei allen Messungen identisch bleibt, eingesetzt werden. Der Improvement-Faktor lässt sich so, basierend auf dem Gemessenen mit der Monitoring-Antenne, bestimmen. Neben dem Improvement-Faktor kann die effektive Antennenanzahl n_{eff} , Gleichung (2.37), als anschauliches Maß zum Vergleich von Antennensystemen verwendet werden.

Durch Messung der kumulativen Empfangsleistungsdichte, für Antennen und Antennensysteme, ist somit ein wichtiges Werkzeug zur Beurteilung und zum Vergleich von Antennensystemen vorhanden. Eine reine Bewertung der Empfangsleistung reicht jedoch gerade für Antennen, die am Kraftfahrzeug untergebracht sind, nicht aus. Die empfangene Rauschleistung ist vom Ort der Integration an der Kraftfahrzeugkarosserie abhängig. Neben der Empfangsleistung $P_{R,i,50\%}$ muss daher die empfangene Rauschleistung bestimmt und das Signal zu Rauschverhältnis SNR errechnet werden [SWSW05].

$$\text{SNR}|_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{R,i,50\%}}{P_{n,i,50\%}} \right) \quad (3.1)$$

wobei $P_{n,i,50\%}$ die nach DIN EN 55012 (VDE 0879-1) [DKE02] in einer EMV-Messkammer gemessene, mittlere Rauschleistung ist.

Da der Empfangspegel der Antennen von der Umgebung, dem Prüfscenario, abhängt, wird ein durchschnittliches Signal zu Rauschverhältnis $\overline{\text{SNR}}$ aus den Empfangsleistungen in den unterschiedlichen Szenarien berechnet. Beispielsweise kann ein Stadt- (S), ein Vorstadt- (V) und ein Landszenario (L) verwendet werden.

$$\overline{\text{SNR}}_i = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{S,R,i,50\%} + P_{V,R,i,50\%} + P_{L,R,i,50\%}}{3 \cdot P_{n,i,50\%}} \right) \quad (3.2)$$

wobei $P_{U,R,i,50\%}$ die mittlere Empfangsleistung im Szenario U ist.

Auswertung der Korrelationseigenschaften

Die Korrelationseigenschaften sind unabhängig von den Empfangsleistungseigenschaften, die im vorherigen Unterkapitel aufgezeigt wurden. Die Leistungskorrelation gemäß Kapitel 2.3.1 kann Werte zwischen $\rho_e = 0$, keine Ähnlichkeit der Einhüllenden des Leistungssignals, und $\rho_e = 1$, identische Einhüllende, annehmen. Je nach Anwendung kann eine bestimmte Korrelation gefordert werden. Im Folgenden wird je ein Beispiel für eine hohe bzw. niedrige geforderte Leistungskorrelation exemplarisch aufgezeigt.

Eine Anwendung mit einer hohen geforderten Leistungskorrelation ist ein Messsystem, das durch ein Monitoring-System mit Vergleichs-Antenne eine Nachregelung der Sendeleistung vornimmt, siehe dazu auch Kapitel 3.4. Die Leistungskorrelation zwischen dem Signal, das mit dem Monitoring-System aufgezeichnet wird, und dem Signal, das mit dem im Kraftfahrzeug integrierten Messsystem aufgezeichnet wird, gibt Auskunft über die Verlässlichkeit einer Feldvorhersage am Kraftfahrzeug, basierend auf den Messungen mit dem Monitoring-System. Für eine durchgehende Beobachtung wird hierzu die Block-für-Block Leistungskorrelation verwendet [SSLW06, SWSL06]. Sie lässt sich äquivalent zur Leistungskorrelation aus Gleichung (3.3) berechnen.

$$\rho_{S_i, S_j, 2BS}(n) = \frac{\mathbb{E} \left\{ \left(\vec{S}_{i,2BS}(n) - \bar{S}_{i,2BS}(n) \right) \left(\vec{S}_{j,2BS}(n) - \bar{S}_{j,2BS}(n) \right) \right\}}{\left| \mathbb{E} \left\{ \vec{S}_{i,2BS}(n) - \bar{S}_{i,2BS}(n) \right\} \right| \left| \mathbb{E} \left\{ \vec{S}_{j,2BS}(n) - \bar{S}_{j,2BS}(n) \right\} \right|} \quad (3.3)$$

mit $\vec{S}_{q,2BS}(n)$ dem abgetasteten Empfangssignalvektor von Antenne q mit $2BS$ Sampeln, gegeben durch

$$\vec{S}_{q,2BS}(n) = [S_q(n - BS), \dots, S_q(n + BS)] \quad \{n \in Z\} \quad (3.4)$$

mit

$$\vec{S}_{q,2BS}(n) = 0 \quad \text{für} \quad \begin{cases} n < 1 \\ n > n_{max} \end{cases} \quad (3.5)$$

$\bar{S}_{q,2BS}$ ist dementsprechend der zeitliche Mittelwert im Zeitintervall $T_a = 2BS/f_s$, f_s steht für die Abtastfrequenz. Die Block-für-Block Korrelation gibt somit eine kurzfristige Information über die Korrelation im Zeitintervall T_a an.

Anwendungen mit geforderter niedriger Leistungskorrelation sind typischerweise Diversity-Antennensysteme, welche das unterschiedliche Empfangsleistungsverhalten der Antennen ausnutzen um im Mittel die Ausfallrate des Systems zu reduzieren, siehe dazu auch Anhang D.

3.1.2 Bewertung des Audiosignals

Bei der Bewertung des Audiosignals wird das vollständige System, bestehend aus Antennensystem und Radiogerät, mit Receiver, allen Verstärkern und Filtern, bewertet. Damit eine Bewertung durchgeführt werden kann, muss dieses Signal in ausreichender Qualität und Länge (mindestens 20 s) vorliegen. Die Auswertung wird mit Probanden durchgeführt und spiegelt somit ein subjektives Empfinden wieder. Damit eine faire Bewertung stattfinden kann, muss die Anzahl der Probanden ausreichend groß sein.

Der Vergleich einer Audio-Aufzeichnung mit den zuvor gehörten hat einen Einfluss auf die aktuelle Bewertung. Es müssen daher die Ausschnitte aus den Aufzeichnungen eines Antennensystems mehrfach bewertet werden. Die Reihenfolge der Audio-Proben muss so gewählt werden, dass keine Zuordnung zum gemessenen Antennensystem möglich ist. Die Aufzeichnung und auch die Wiedergabe muss mit einem neutralen Klangbild erfolgen.

Die Bewertung erfolgt anhand von Schulnoten. Ein „sehr gut“ bedeutet, dass keine Störungen in der Aufzeichnung aufgetreten sind. Ein „ungenügend“ bedeutet, dass die Hörprobe nicht akzeptabel ist. Durch eine ausreichend große Anzahl an Probanden kann jeweils der Notendurchschnitt und die Standardabweichung berechnet werden. Wenn die Standardabweichung über einem Notenzentrum liegt, dann sollte die Untersuchung nochmals mit neuen Probanden durchgeführt werden.

Die Audio-Auswertung und Bewertung ist eine zusätzliche Prüfmethode, die jedoch von der Tagesform und der Auswahl der Probanden abhängig ist. Der Inhalt der Aufzeichnung hat ebenfalls einen großen Einfluss auf die Bewertung. Bei Pop- und Rock-Musik fallen kleine Störungen wie kurzes Knacken und Zischen nicht auf. Bei Sprachsendungen oder in zufälligen Pausen dagegen werden sie als sehr störend empfunden und streng bewertet. Diese Methode kann zum Vergleich weniger Rundfunk-Empfangssysteme verwendet werden. Die Methode selbst ist jedoch, wie beschrieben, sehr aufwendig und zudem mit großen Unsicherheiten belegt.

3.1.3 Bewertung des Basisbandsignals

Das Basisbandsignal ist die Grundlage für den Stereo-Rundfunkempfang mit einem Kraftfahrzeug im UKW Frequenzbereich. In Abbildung 3.2 ist das Spektrum dieses Basisbandsignals gezeigt.

Damit die Kompatibilität zu UKW Mono-Rundfunkempfängern gewährleistet werden kann, ist im Basisband von 0 kHz bis 15 kHz das Summensignal aus rechtem und linkem Audio-Kanal (R+L) eingesetzt. Ein Pilotton bei 19 kHz dient zum einen der Identifikation eines Stereo-Senders, zum anderen wird er zur Demodulation des amplitudenmodulierten Differenzsignals, aus

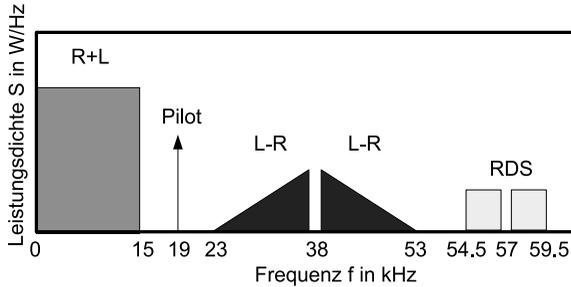


Abbildung 3.2: Basisbandsignal für den FM-Rundfunkempfang.

rechtem und linkem Audio-Kanal (L-R), im Frequenzbereich zwischen 23 kHz und 53 kHz, benötigt. Der Träger für diese Amplitudenmodulation ist unterdrückt und kann nur durch Frequenzverdoppelung aus dem Pilotton gewonnen werden. Auch das digitale RDS-Signal (Radio Digital Service-Signal) ist wie das Differenzsignal amplitudenmoduliert, jedoch mit einer Trägerfrequenz von 57 kHz. Zur Demodulation wird hier der Pilotton mit einem Frequenzvervielfacher vervielfacht. Die Bandbreite des Basisbandsignals ist ca. 75 kHz.

Dieses Basisbandsignal liegt im Radio analog vor. In modernen Autoradios wird es jedoch mit einer ausreichenden Abtastrate digitalisiert und weiterverarbeitet. In Abbildung 3.3 werden mögliche analoge und digitale Auswertemöglichkeiten des Basisbandsignals vorgestellt.

Eine analoge Auswertung des Basisbandsignals kann durch spezielle analoge Filterung erfolgen. In heutigen autarken Switch-Diversity-Systemen am Kraftfahrzeug werden solche Auswertungsalgorithmen verwendet um die Qualität des empfangenen Signals zu bewerten [Sem06]. Eine weitere Betrachtung der analogen Basisbandsignale wird daher nicht weiter durchgeführt.

Im Folgenden wird ausschließlich eine digitale Auswertung vorgenommen. Für eine digitale Auswertung wird ein digitales Testsignal im Basisbandsignal mit 75 kHz Bandbreite erzeugt.

Die einfachste Codierung der Information für solch ein Testsignal ist die des binären Phase Shift Keying (BPSK). Dieses zeichnet sich dadurch aus, dass nur zwei verschiedene Symbole $\{-1, 1\}$ des binären Alphabets existieren. Die Bandbreite eines BPSK-Signals wird durch Filterung bestimmt und legt, neben der Rauschleistung und der Sendeleistung uvm., mit die maximale Übertragungsrate fest. Damit keine Gleichspannungsanteile im Basisbandsignal entstehen, muss die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten jedes Symbols gleich wahrscheinlich sein. Als Basisbandsignal werden daher nachfolgend PN-Sequenzen eingesetzt, die auf 75 kHz bandbegrenzt sind. Sie werden anschließend durch eine Trägerfrequenz in das UKW-Frequenzband frequenzmodu-

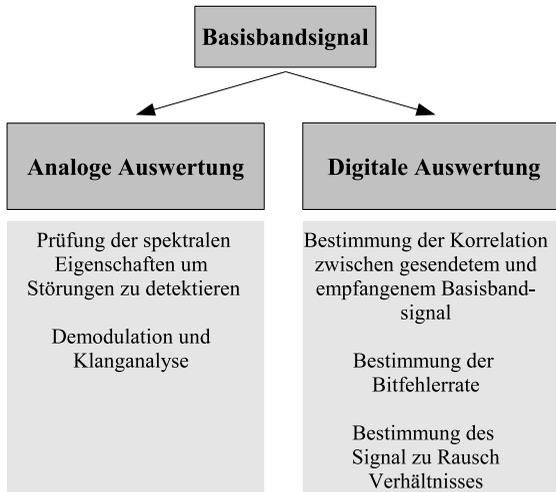


Abbildung 3.3: Auswertung des Basisbandsignals und mögliche Ziele einer Messung.

liert.

Mit dem Radio im Kraftfahrzeug wird dieses Testsignal empfangen, demoduliert und digital abgetastet. Ein solches Empfangssystem ist in Kapitel 3.2.1 vorgestellt. Durch die Implementierung der benötigten Funktionen in das Autoradio wird eine Onboard-Diagnose möglich. Die Antennenanschlüsse und somit eine direkte Vermessung der einzelnen Antennen am Kraftfahrzeug ist somit nicht notwendig. Im Folgenden werden dazu, basierend auf dem empfangenen Testsignal im Basisbandsignal, Möglichkeiten zur Auswertung aufgezeigt.

3.1.4 Fehleranalyse und Synchronisation durch Korrelation

Durch das Senden digitaler Signale können Fehler bei der Übertragung aufgezeichnet werden, wenn wie oben beschrieben die gesendete Information am Empfänger, dem Radio im Kraftfahrzeug, bekannt ist. Auch hier eignen sich PN-Sequenzen, da sie sich einfach durch ein Generatorpolynom jederzeit generieren lassen und so nur sehr wenig Speicher im Speicher des Radios benötigen, siehe C. Wie bei der Empfangsleistung kann eine Korrelation zur Qualifikation des empfangenen Signals durchgeführt werden. Es wird jedoch hier eine Kreuzkorrelation der gesendeten $S_{Tf}(n, i)$ und der empfangenen Sequenz $S_{Rf}(n, j)$

berechnet. Mit

$$\begin{aligned} S_{\text{Tf}}(n, i) &= S_{\text{T}}(i) \dots S_{\text{T}}(i + n) \\ S_{\text{Rf}}(n, j) &= S_{\text{R}}(j) \dots S_{\text{R}}(j + n) \end{aligned} \quad (3.6)$$

wobei n die Länge der Sequenz und i, j die jeweilige Verschiebung des Zählindex darstellt. Durch die Verwendung einer PN-Sequenz als Symbol-Folge, können die guten Korrelationseigenschaften dieser Folgenfamilie ausgenutzt werden (siehe Anhang C).

Es ergeben sich die folgenden Möglichkeiten als Ergebnisse der Kreuzkorrelation der empfangenen Sequenz $S_{\text{Rf}}(n, i)$ und der gesendeten Sequenz $S_{\text{Tf}}(n, i)$.

- das Ergebnis der Autokorrelation ist dauerhaft für alle i, j niedrig. Es liegt kein oder ein zum gesendeten Signal unkorreliertes Basisbandsignal im Empfänger vor. Das Autoradio oder das Antennensystem sind fehlerhaft.
- Die Autokorrelation zeigt das in Abbildung 3.4 gezeigte Verhalten. Das System aus Autoradio und Antennensystem funktioniert. Eine Synchronisation kann basierend auf der Lage des maximalen Peaks vorgenommen werden.

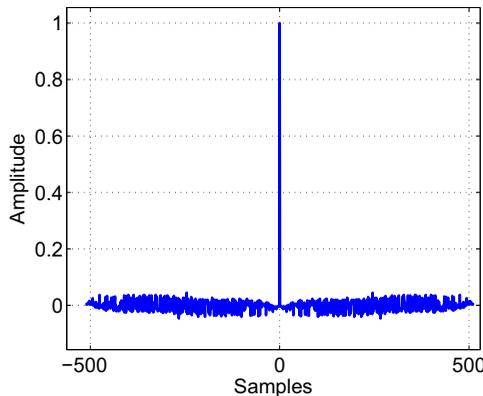


Abbildung 3.4: Autokorrelation einer PN-Sequenz der Länge $n = 511$.

Das Integral über dem Peak ergibt die Empfangsleistung des Basisbandsignals. Je mehr Fehler bei der Übertragung auftauchen, desto höher wird der Pegel rechts und links neben dem Puls. Gleichzeitig wird die Amplitude des Peaks reduziert. Zur Auswertung kann die maximale Amplitude des

Peaks oder die maximale Amplitude, bezogen auf den Mittelwert der Amplituden rechts und links neben dem Peak, bestimmt werden. Durch einen Vergleich mit einer, durch Erfahrungswerte festgelegte, minimale Grenze, einen Schwellwert, kann festgelegt werden, ob das System den Qualitätsansprüchen entspricht oder nicht.

Bestimmung der Bitfehlerrate und des Signal zu Rauschverhältnisses

Eine der wichtigsten Kenngrößen zur Bewertung von Empfangssignalen ist das Signal zu Rauschverhältnis. Es gibt direkt eine Auskunft über die Qualität des empfangenen Signals. Das Signal zu Rauschverhältnis kann nur schwer direkt aus dem empfangenen Signal bestimmt werden. Daher wird eine Bestimmung des Signal zu Rauschverhältnisses basierend auf der Bitfehlerrate vorgenommen.

Durch den Kanal und die eingesetzten Systeme wird am Empfänger die gesendete Sequenz $S_{Tf}(n, i)$ mit überlagertem Rauschen empfangen. Es ergibt sich somit das Empfangssignal zu:

$$S_{Rf}(n, i) = S_{Tf}(n, i) + N(n, i) \quad (3.7)$$

wobei $S_{Rf}(n, i)$ und $S_{Tf}(n, i)$ jeweils Impulsfolgen sind. $N(n, i)$ ist eine Sequenz der Rauschspannungen, welche als Gauss'sches Rauschen mit dem Mittelwert $\sigma_N = 0$ angenommen werden. Eine harte Entscheidungsgrenze führt auf eine vom Rauschen abhängige Wahrscheinlichkeit, dass am Empfänger die richtige Entscheidung getroffen wird und das gesendete Symbol S_T erkannt wird. Durch das gleich wahrscheinliche Auftreten aller Symbole kann die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion nach den Gleichungen (3.8) und (3.9) angegeben werden.

$$p(S_R|S_{T,+1}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(S_R - \sqrt{E_b})^2}{N_0}} \quad (3.8)$$

$$p(S_R|S_{T,-1}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(S_R + \sqrt{E_b})^2}{N_0}} \quad (3.9)$$

mit $S_{T,+1} = \sqrt{E_b}$ und $S_{T,-1} = -\sqrt{E_b}$, und E_b die Leistung eines Bits. Bei einer festgelegten Entscheidungsgrenze $G_0 = 0$ ergibt sich die Wahrscheinlichkeit einer falschen Entscheidung nach Gleichung (3.10).

$$P(S_R < G_0 | S_{T,x}) = \int_{-\infty}^{G_0} p(S_R | S_{T,x}) dS_R \quad (3.10)$$

wobei $S_{T,x}$ mit $x \in \{-1, 1\}$. Mit der gleich wahrscheinlichen Auftretswahrscheinlichkeit der Symbole ergibt sich die Wahrscheinlichkeit einer Fehlentscheidung, die Bitfehlerrate, unabhängig vom gesendeten Symbol.

$$P_e = \frac{1}{2} (P(S_R < 0 | S_{T,-1}) + P(S_R < 0 | S_{T,+1})) \quad (3.11)$$

Durch mathematische Umformungen kann die Bitfehlerrate auf die Form

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (3.12)$$

gebracht werden. Wie zu erkennen, ist die Bitfehlerrate nur noch von der unteren Integrationsgrenze abhängig. Für BPSK-Symbole hängt somit die Bitfehlerrate vom gegebenen SNR ab.

$$\text{SNR} = \frac{E_b}{N_0} \approx P_e \quad (3.13)$$

Die Bitfehlerrate kann im Vergleich zum SNR sehr einfach, durch einen bitweise Vergleich der gesendeten und der empfangenen Symbolfolge, nach einer erfolgten Synchronisation, wie in [PZB95, Pro01] beschrieben, bestimmt werden.

$$\text{BER} = \frac{N_{R,\text{err}}}{N_T} = P_e \quad (3.14)$$

wobei $N_{R,\text{err}}$ die Anzahl der falschen Bits und N_T die Gesamtanzahl der gesendeten Bits in einer Sequenz ist. Bei einer BPSK stimmt die Anzahl der falsch empfangenen Bits mit der Anzahl der falsch empfangenen Symbole überein.

3.2 Hardwaretechnischer Aufbau eines Messsystems

Damit die oben genannten Ziele der Messungen für den UKW Rundfunkempfang am Kraftfahrzeug erfüllt werden können, besteht der Kern des Messsystems aus zwei gleichen, jedoch handelsüblichen Kfz-Rundfunkempfängern der Firma Becker (Typ: APS Audio10). Diese Radios wurden lediglich derart manipuliert, dass die notwendigen Signale herausgeführt sind und abgegriffen werden können.

In Abbildung 3.5 ist das vollständige Messsystem, bestehend aus einem Sendesystem, einem Empfangssystem im Kraftfahrzeug, einem Monitoring-System zur Feldbeobachtung und einer Auswertung bzw. Steuerung gezeigt. Im Folgenden werden diese Teile des Messsystems getrennt voneinander vorgestellt.

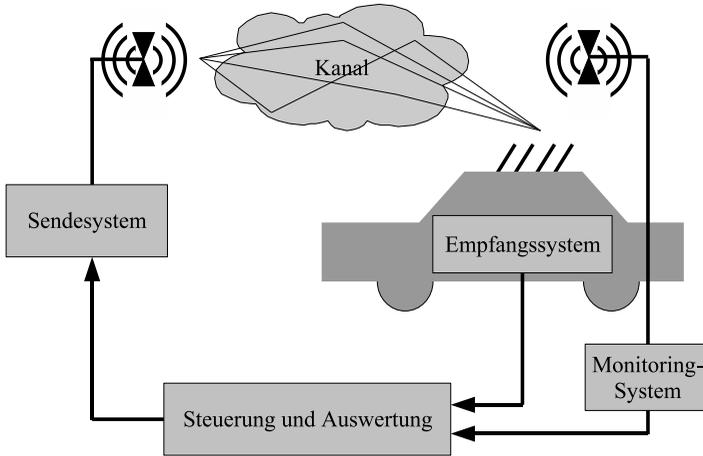


Abbildung 3.5: Schematische Darstellung eines Messsystems zur Antennensystem-Entwicklung und Qualitätssicherung.

3.2.1 Aufbau des Empfangssystems

Das realisierte Empfangssystem ist nicht vollständig in das Autoradio im Kfz integriert und besteht, wie in Abbildung 3.6 gezeigt, aus den Antennen, die in die Fahrzeugkarosserie integriert sind, dem Diversity-System, zwei baugleichen Radios und einer Digital zu Analog Wandler Karte. In der Zukunft soll das Empfangssystem (das Kfz-Radio mit notwendiger Analyse-Software) vollständig im Kraftfahrzeug integriert werden. Es kann somit wie gewünscht als Onboard Diagnose-System verwendet werden.

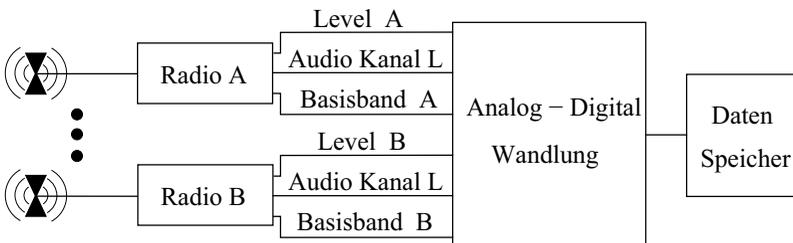


Abbildung 3.6: Aufbau des Messsystems aus Radio Empfängern, A/D-Wandlern und einem Datenspeicher zur offline Datenauswertung.

Zur Datenspeicherung wird ein Laptop verwendet. Die Digital Analog Wandler Karte (NI 6115, [Nat]) ist in einem externen PCI Gehäuse unterge-

bracht, so dass das Messsystem mit der im Kraftfahrzeug vorhandenen Stromversorgung arbeitet.

Die für eine messtechnische Bestimmung der Qualität des Empfangssystems notwendigen Messgrößen wurden im vorherigen Kapitel aufgezeigt. Diese sind

- die Empfangsleistung,
- das Audiosignal und
- das Basisbandsignal.

Basierend auf den auszuwertenden Signalen werden folgend die notwendigen Grenzen aufgezeigt.

Die Empfangsleistung wird durch ein der Empfangsleistung äquivalentes Signal am Radio angezeigt. Normalerweise wird dieses Signal zur Steuerung der integrierten AGC im Autoradio eingesetzt. Laut Herstellerangaben kann dieses Signal eine Bandbreite, je nach Umgebung, von bis zu $f_{e,\max} = 180$ kHz aufweisen. Für eine Rekonstruktion des Signalverlaufs muss somit mit einer mindestens doppelt so hohen Abtastfrequenz das zu messende Signal abgetastet werden, Shannonsches Abtasttheorem [Kie97].

$$f_s > 2f_{e,\max} \quad (3.15)$$

In Abbildung 3.7 sind die gemessenen äquivalenten Ausgangsspannungen für das Messsystem gezeigt. Die Ausgangsspannung reicht bis maximal 4 V. Das Messsystem hat, wie die Kennlinien in Abbildung 3.7 zeigen, einen Dynamikbereich von -110 dBm bis -40 dBm.

Durch die Wandlung der Ausgangsspannung in ein wertdiskretes Signal mit vorgegebenen Quantisierungsstufen Q resultieren Quantisierungsfehler, siehe Anhang B. Die Abtastung des vom Radio erzeugten, äquivalenten Empfangsleistungssignals erfolgt mit einem 12 bit Analog zu Digital Wandler und einer Abtastfrequenz von mindestens 360 kHz. Es ergibt sich das SNR gemäß Gleichung (B.5) zu $\text{SNR}_Q = 74$ dB. Zur Berechnung der Korrelation muss diese hohe Abtastfrequenz gewählt werden. Bei einer rein statistischen Auswertung mit der kumulativen Empfangsleistungsdichte-Funktion kann hingegen diese Abtastfrequenz reduziert werden, da keine Signal-Rekonstruktion stattfindet.

Durch die quantisierten Einstellmöglichkeiten der Digital Analog Wandler Karte (NI 6115, [Nat]) wird ein Messbereich für das äquivalente Pegelsignal von ± 5 V gewählt. Die Auflösung beträgt $\Delta V = 2,44$ mV.

Für das Audiosignal wird eine minimale Abtastfrequenz von 44,1 kHz benötigt. Da jedoch die Auflösung von 16 bit, für die Erfüllung des HiFi Standards, mit der vorhandenen Hardware nicht eingehalten werden kann, wird

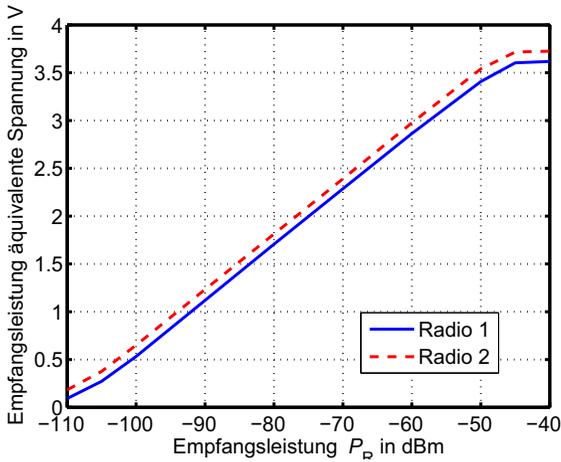


Abbildung 3.7: Leistungsäquivalente Ausgangsspannung der verwendeten Autoradios im Messsystem.

eine Überabtastung vorgenommen³. Das Signal zu Rauschverhältnis ergibt sich basierend auf obiger Gleichung (B.6) zu $\text{SNR}_{\text{QA}} = 81 \text{ dB}$. Das Audiosignal wurde in einem Messbereich von $\pm 0,5 \text{ V}$ gemessen. An der Analog zu Digital Wandler Karte wurde daher ein Messbereich von $\pm 1 \text{ V}$ eingestellt, was einer Auflösung von $\Delta V = 488 \mu\text{V}$ entspricht.

Wie im Kapitel 3.1.3 beschrieben hat das Basisbandsignal eine Bandbreite von ca. 75 kHz . Die Amplitude des gemessenen Basisbandsignals ist $0,2 \text{ V} - 1 \text{ V}$. Ein Messbereich von $\pm 1 \text{ V}$ wird daher gewählt.

Für eine Gewinnung des Audiosignals muss das Basisbandsignal in seine Bestandteile nach Abbildung 3.8 zerlegt werden. Dabei steht die Abkürzung DSB-SC-AM für double-sideband suppressed carrier Amplitudenmodulation, was soviel bedeutet wie, dass bei der Amplitudenmodulation der Träger unterdrückt, jedoch beide Seitenbänder neben dem unterdrückten Träger belegt werden. Die De-Emphasis Filter machen die Verzerrung durch den Emphasis Filter am Sender rückgängig. Hierbei werden die höher frequenten Anteile der Signale in ihrer Amplitude verstärkt, so dass das Signal zu Rauschverhältnis verbessert wird.

Bei einer Bestimmung der Leistungskorrelationseigenschaften und einer digitalen Analyse des Basisbandsignals kann eine solche Zerlegung entfallen, siehe Kapitel 3.1.4.

³Wenn die Funktionalität einer Onboard Diagnose, mit der Digital zu Analog Wandlung, vom Kraftfahrzeug Radio übernommen wird, kann in Zukunft eine optimale Abtastung vorgenommen werden.

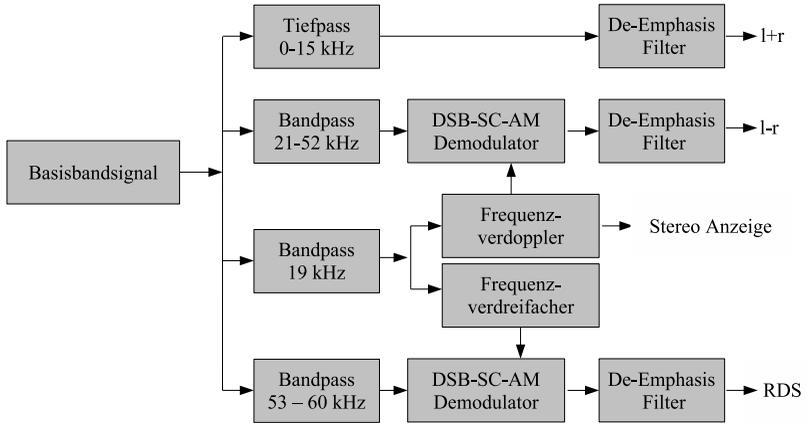


Abbildung 3.8: Aufbau eines Demodulators des Basisbandsignals.

3.2.2 Aufbau des Sendesystems

Das Sendesystem wird ausschließlich dann verwendet, wenn eine digitale Auswertung geplant ist. Ein Blockdiagramm des Sendesystems ist in Abbildung 3.9 zu sehen.

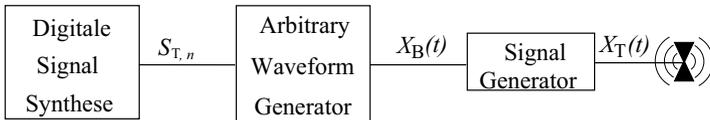


Abbildung 3.9: Aufbau des Sendesystems des FM-Messsystems.

Für eine digitale Auswertung wird das zu sendende Basisbandsignal $X_B(t)$ im Frequenzbereich auf 75 kHz bandbegrenzt und durch einen Frequenzmodulator auf die gewünschte Trägerfrequenz moduliert. Als Information im Basisbandsignal wird eine PN-Sequenz $S_{T,n}$, siehe Anhang C, verwendet.

In Abbildung 3.10 ist ein zeitlicher Ausschnitt des digitalen, bandbegrenzten Basisbandsignals X_B und der PN-Sequenz gezeigt. Die Verzögerung zwischen der digitalen Folge und dem tiefpassgefilterten Signal ist ein Resultat der Bandbegrenzung durch den Tiefpass.

Das digitalisierte Basisbandsignal der gefilterten PN-Sequenz wird durch einen Signalgenerator, einem Arbitrary Waveform Generator (AWG), in ein nahezu kontinuierliches Basisbandsignal gewandelt, welches anschließend mit einem HF-Signalgenerator frequenzmoduliert und gesendet wird.

Für eine adäquate Signalqualität im Basisband wurde eine Abtastrate von

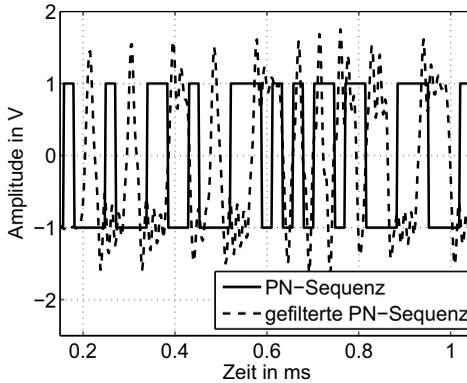


Abbildung 3.10: Ausschnitt aus der PN-Sequenz und zugehörige, tiefpass-gefilterte PN-Sequenz für die Verwendung als Basisbandsignal. PN-Sequenz und gefilterte PN-Sequenz sind um ca. 0,04 ms zeitlich verzögert.

441 kHz am AWG gewählt. Die Spitzen-Spitzenspannung des Basisbandsignals kann je nach Anwendung variiert werden. In den Messungen wurden Spitzen-Spitzenspannungen zwischen 0,35 Vpp und 1 Vpp verwendet. Als Frequenzhub wurden 75 kHz am Signalgenerator eingestellt.

3.3 Auswahl von Outdoor-Prüfszenarien

Im Folgenden werden Prüfszenarien vorgestellt, mit deren Hilfe eine Bewertung der Antennensysteme am Kraftfahrzeug, sowohl in der Forschung, als auch später in der Werkstatt, auf ihre Leistungsfähigkeit hin beurteilt werden können. Durch die jeweilige Lage der Messstrecken werden die Ergebnisse der Messungen voneinander abweichen, dennoch können solche Messungen für Vergleiche herangezogen werden. Ziel ist es, die Szenarien so auszuwählen, dass die integrierten Antennen und Antennensysteme in alltäglichen Betriebsbedingungen gemessen und daraufhin bewertet werden. Die Umgebung einer Antenne hat einen großen Einfluss auf das Ergebnis einer Messung. Es wird daher häufig eine Antennenmesskammer, in der standardisierte Messbedingungen herrschen, zur Charakterisierung der Antennen verwendet. Diese Messungen sind jedoch zur Bewertung des Radio-Rundfunkempfangs am Kraftfahrzeug mit Diversity-Systemen ungeeignet, da eine künstliche Umgebung, ohne Reflexionen und Mehrwegeausbreitung und somit ohne die gewichtete Überlagerung der Wellen an den Antennen, angenommen wird. Im Folgenden werden daher Outdoor-Prüfszenarien vorgestellt, die sich für eine vergleichende Be-

wertung von Antennen und Antennensystemen am Kraftfahrzeug eignen. Sie können in drei verschiedene Bereiche städtisch (urban), vorstädtisch (suburban) und ländlich (rural) aufgeteilt werden. Die Messungen müssen für eine verlässliche Beurteilung in allen diesen drei Bereichen durchgeführt werden. Für eine eindeutige und aussagekräftige Messung müssen die Messstrecken eine ausreichende Länge von ca. 45 s bis 60 s Messdauer aufweisen. Probanden können dann einen Eindruck der Qualität des Empfangs erhalten. In Karlsruhe, in der Nähe der Universität, sind die in Tabelle 3.2 beschriebenen Messstrecken für die Prüfung von entwickelten Antennen geeignet.

Kornblumenstraße (städtisch)	Die Kornblumenstraße ist eine Tempo-30-Zone. Durch ihre Bebauung ist sie eine charakteristische enge Straßenschlucht. Geparkte Autos am Straßenrand tragen zusätzlich dazu bei, dass der UKW-Empfang häufig gestört ist. Die erlaubte Geschwindigkeit von 30 km/h kann in den seltensten Fällen wegen der Enge erreicht werden. Während $t_{\text{Kb}} = 45$ s Messdauer kann eine Strecke von ca. 300 m durchfahren werden.
Engesserstraße (vorstädtisch)	Die Engesserstraße ist eine typisch vorstädtische Umgebung. Die Bebauung ist rechtsseitig mit zwei bis drei Stockwerken relativ niedrig und deren Abstand zur Fahrbahn durch einen breiten Gehweg groß. Linksseitig der Straße sind große Grünflächen zwischen der Fahrbahn und den Gebäuden. Rechts und links neben der zwei-spurigen Straße befinden sich geparkte Fahrzeuge. Die Messstrecke hat eine Länge von ca. 400 m, die in einer Messzeit von $t_{\text{Eng}} = 45$ s durchfahren wird.
Adenauerring (ländlich)	Der Adenauerring ist eine vierspurige Schnellstraße. Der zu durchfahrende Teil dieser Schnellstraße führt durch bewaldetes Gebiet. In Richtung Norden fahrend sind keine Fahrzeuge am Straßenrand geparkt. Die maximal erlaubte Höchstgeschwindigkeit ist hier 60 km/h. In einer Zeit von $t_{\text{Ad}} = 45$ s kann eine Strecke von ca. 750 m durchfahren werden.

Tabelle 3.2: Messstrecken in Karlsruhe zur Prüfung von Antennen im Kraftfahrzeug.

Mit diesen Messstrecken ist eine fundierte Aussage über die Qualität und die Funktion der vermessenen Antennen möglich. In Abbildung 3.11 ist die Lage der Messstrecken in einem Ausschnitt aus dem Stadtplan von Karlsruhe, Oststadt, eingezeichnet.

3.4 Auswahl von Indoor-Prüfszenarien

Unter Indoor-Messungen können auf der einen Seite Messungen in einer standardisierten Messumgebung, beispielsweise einer Antennenmesskammer, oder Messungen in einer nicht standardisierten Umgebung, beispielsweise einer Fabrikationshalle, verstanden werden. Erstgenannte Messungen vergleichen einzelne Antennen mit den Leistungsmerkmalen anderer Antennen. Hierzu wird

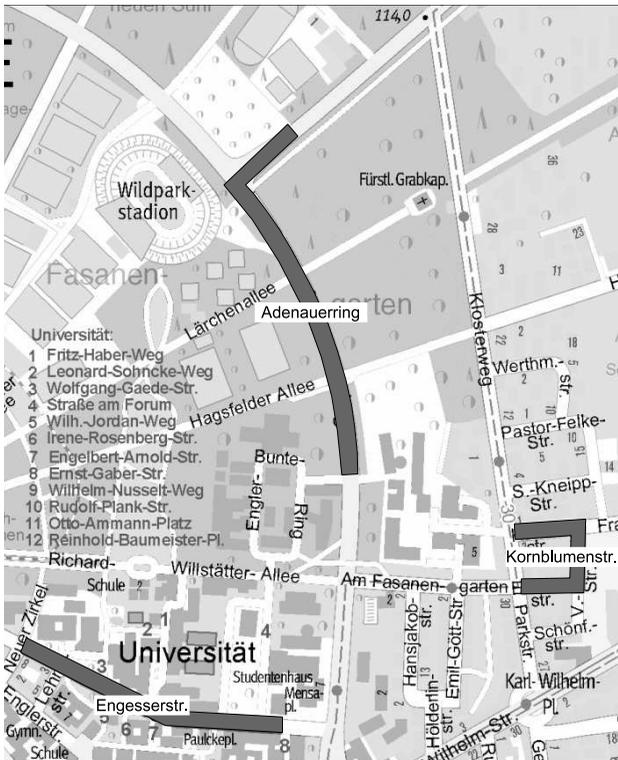


Abbildung 3.11: Messstrecken in Karlsruhe zur Bewertung von in die Fahrzeug Karosserie integrierten Antennen und Antennensystemen für den mobilen Rundfunkempfang, in dunkler Farbe hervorgehoben.

meist in der azimutalen Ebene die Richtcharakteristik der Antenne nach einem vorgegebenen Standard bestimmt. Um nach den Standards zu messen müssen Randbedingungen geschaffen werden, die hier nicht im Einzelnen aufgezählt werden sollen, die jedoch beispielsweise in einer Produktionsumgebung mit den Vorgaben der Automobil-Hersteller nicht geschaffen werden können. Im Folgenden soll daher eine nicht standardisierte Messung in Indoor-Szenarien untersucht werden. Als Beispiel wird dazu die Messung in einer Produktionsumgebung vorgestellt. Ziel dieser Messung ist es, eine verlässliche Auskunft zu erhalten, ob das gemessene Antennensystem im Kraftfahrzeug ordnungsgemäß funktioniert. Durch die Annahme der Produktionsumgebung ergeben sich neben den örtlichen Randbedingungen wie begrenzter Platz, Objekte wie andere Fahrzeuge und Personen in der Nähe des zu prüfenden Fahrzeugs, zeit-

liche Beschränkungen, wie in Tabelle 3.1 gezeigt. Aus diesen Zeit-, Platz- und Kostengründen muss daher auf eine standardisierte Messumgebung verzichtet werden.

Im hier vorgestellten Beispiel einer Fabrikationshalle befinden sich mehrere identische Prüfstände, so dass mehrere identische Prüfungen zur gleichen Zeit, nebeneinander durchgeführt werden können. Der schematische Aufbau eines Prüfstandes ist in Abbildung 3.12 zu sehen [SSLW06]. Die Gesamtlänge eines Prüfstandes beträgt ca. 15 m – 20 m. Der Abstand zum Nachbarprüfstand beträgt ca. 5 m – 8 m.

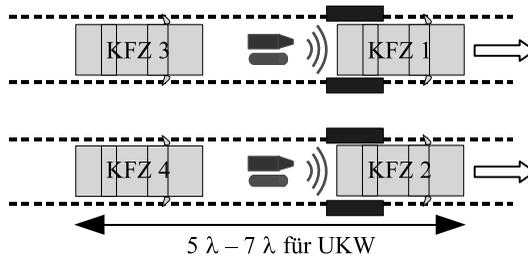


Abbildung 3.12: Beispiel einer typischen, parallelen Anordnung eines Prüfstandes zum Test von Antennensystemen im Kraftfahrzeug am Ende der Produktionslinien.

In Abbildung 3.12 befinden sich die Fahrzeuge KFZ 1 und KFZ 2 gerade an der Testposition der Prüfplätze. Diese Position wird im Folgenden mit SUT (System Under Test) bezeichnet. Die zu prüfenden Antennensysteme sind vollständig in die Fahrzeuge integriert. Somit stehen keine Antennenanschlüsse oder einzelne Antennen zur Verfügung. Rechts und links neben den SUTs sind metallische Schaltschränke angebracht, die zur Steuerung der parallel ablaufenden Tests benötigt werden. In diesen Schaltschränken ist unter anderem die Steuerung zur exakten Positionierung des Fahrzeugs im Prüfstand untergebracht. Diese metallischen Schaltschränke sind fest im Boden montiert und können nicht verändert werden. Die lichte Höhe der Schaltschränke beträgt ca. 1,3 m. Sie befinden sich somit auf der Höhe der Antennen in der Heckscheibe. Der Abstand zwischen SUT und metallischem Schaltschrank ist ca. 0,5 m. Die Ausdehnung in Fahrtrichtung ist ca. 1,5 m und die Tiefe ca. 0,6 m. Von hinten können sich Fahrzeuge, wie in Abbildung 3.12 als KFZ 3 und KFZ 4 dargestellt, nähern. Die Sendeantennen sind für eine optimale Einkopplung des Feldes in 3 m Höhe, unterhalb der Hallendecke, 10 cm hinter der Heckscheibe angebracht. Durch die horizontale Ausrichtung der Sendeantenne kann die für UKW geforderte horizontale Polarisation an der Heckscheibe erzeugt werden.

3.4.1 Szenario für deterministische UKW Indoor-Messungen

Unter einer deterministischen Messung wird eine Messung beispielsweise der Empfangsleistung auf klassische Weise verstanden. Hierbei wird davon ausgegangen, dass die Feldverteilungen an den Empfangsantennen bekannt und für jede Messung die Selben sind. Die Feldverteilung an den Antennen muss dazu jedoch von der Umgebung, der Fabrikationshalle, abgekoppelt werden. Wie oben bereits erwähnt ist eine Messung in einer speziellen Messkammer nicht möglich, sondern soll während des Produktionsprozesses erfolgen. Eine Integration von Metallwänden rechts und links des jeweiligen Prüfstandes, zur Entkopplung der Antennenmessung von der Fabrikationsumgebung, wurde anhand von Simulationen untersucht. Es ergab sich, dass durch metallische Wände der Einfluss eines von der Seite herannahenden Fahrzeugs reduziert wird. Doch der Einfluss eines von hinten herannahenden Fahrzeugs wird durch einen Wellenleiter-Effekt, ausgelöst durch die metallischen Wände, verstärkt. Fahrzeuge nähern sich meist von hinten und werden hier für die Prüfung eingereiht. Ein herannahendes Fahrzeug von hinten ist somit wahrscheinlicher als ein seitlich geparktes Fahrzeug.

Das Ergebnis der Simulationen kann kurz wie folgt zusammengefasst werden: Metallische Wände sind kein adäquates Mittel ein zeitinvariantes Feld am Prüfplatz zu schaffen [SWSL06, SSLW06]. Eine deterministische Messung ist daher für Indoor-Prüfplätze bei UKW ungeeignet.

3.4.2 Szenario für statistische UKW Indoor-Messungen

Im Folgenden wird ein statistisches Messverfahren für die Qualitätssicherung von mobilen Rundfunkempfängern in Kraftfahrzeugen vorgeschlagen. Eine statistische Auswertung des empfangenen Signals wird – basierend auf einer digitalen Signalverarbeitung – im Autoradio selbst vorgenommen (Onboard Diagnose). Für eine abschließende Bewertung der Messergebnisse muss das Verhalten des Funkkanals nur über den Zeitraum der Messung als statistische Größe bekannt bzw. ermittelt sein. Durch einen Vergleich der kumulativen Verteilungsfunktion des Empfangspegels des Antennensystems im Kraftfahrzeug und der kumulativen Verteilungsfunktion eines Monitoring-Systems kann eine Bewertung durchgeführt werden. Das Grundprinzip dieser Messmethode besteht darin, dass das zeitvariante Verhalten und die damit verbundenen Feldschwankungen als Bestandteil der Messung aufgefasst werden. Damit der Mittelwert des Empfangspegels konstant bleibt und so der langsame Schwund ausgeschlossen werden kann, wird durch das Monitoring-System eine Regelung der Sendeleistung vorgenommen⁴. Dazu muss jedoch, wie zuvor beschrie-

⁴Der langsame Schwund könnte unter Umständen auch durch eine Langzeitbeobachtung der gemessenen Empfangspegel berechnet werden und so eine Nachregelung der Sendelei-

ben, sichergestellt werden, dass das statistische Verhalten der Feldschwankungen des Monitoring-Systems das statistische Verhalten des Kfz-Empfangssystems widerspiegelt. Hierzu wird die in Kapitel 3.1.1 eingeführte Block-für-Block Leistungskorrelation verwendet. Zur Bewertung der Empfangsqualität wird beispielsweise die Bitfehlerrate oder das daraus resultierende Signal zu Rauschverhältnis bestimmt.

Als ein Beispiel wurde folgend die Bitfehlerrate für zwei Radios, Radio 1 und Radio 2, aufgezeichnet. Hierbei könnte Radio 1 oder Radio 2 ein Monitoring-System sein. Als Basisbandsignal wurde, wie in Kapitel 3.1.3 beschrieben, eine PN-Sequenz auf 75 kHz bandbegrenzt. Mit dem AWG mit einer Abtastrate von 441 kHz und einer Spitzen-Spitzenspannung von 0,35 Vpp entsteht ein quasi analoges Signal. Abschließend findet eine Frequenz-Modulation mit einer Trägerfrequenz von 98,2 MHz und einem Frequenzhub von 75 kHz statt.

Das Ergebnis für unterschiedliche Empfangspegel an den Radios ist in Abbildung 3.13 gezeigt. Für eine Bestimmung der Empfangsleistung wurden die beiden Radios kalibriert. Hierzu wurde die Kennlinie aus Abbildung 3.7 messtechnisch erfasst. Im Fall Radio 1 bzw. Radio 2 „optimal“ wurde ein Kabel zwischen dem Sender und den Radios, anstatt der Antennen, angeschlossen. So kann eine Auswirkung des sich zeitlich ändernden Kanals ausgeschlossen werden. Wie zu erkennen, ist die Bitfehlerrate für das Radio 1 geringer als für Radio 2. Um mit Radio 2 die selbe Bitfehlerrate zu erhalten wie mit Radio 1, ist ein im Mittel um ca. 1 dB höherer Pegel notwendig. Diese Bitfehlerrate ist systemabhängig. Ein ähnliches Bild zeigt sich, wenn der zeitvariante Kanal, in diesem Fall eine Laborumgebung, mit genutzt wird. Auch hier ist die Bitfehlerrate von Radio 1 nur mit einem um ca. 0,5 dB bis 0,8 dB höheren Empfangspegel mit Radio 2 zu erreichen.

Durch den Kanal selbst, wird bei gleicher Empfangsleistung die Bitfehlerrate von Radio 1 und Radio 2 um bis zu 0,1 schlechter. Der Kanal hat somit eine maßgebliche Auswirkung auf die Bitfehlerrate. Jedoch ist diese Auswirkung für beide Radios gleich. Ein ansteigender Abstand der Empfangsantennen des Radios 1 und des Radios 2 führt zu einer fallenden Leistungskorrelation und je nach Empfangsbedingungen zu einer unterschiedlichen Bitfehlerrate. Durch eine geeignete Wahl der Sendeparameter wie Sendeleistung, Abtastrate und Datenrate kann das Prüfsystem an die jeweilige Umgebung angepasst werden. Mit diesem System lässt sich sodann eine relevante Messung, auch in einer Fabrikationsumgebung, durchführen.

stung vorgenommen werden. Dennoch erscheint die Einführung eines Beobachtersystems als die sicherere Variante und wird daher hier weiterverfolgt.

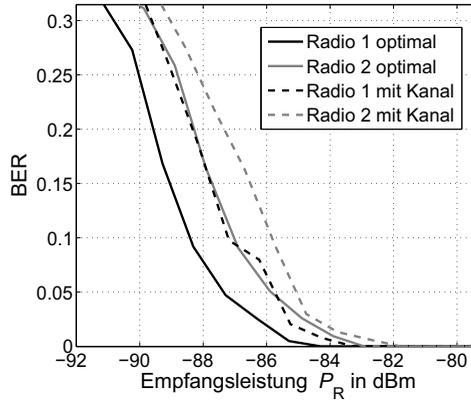


Abbildung 3.13: Messkurven der Bitfehlerrate abhängig von der Empfangsleistung zweier Radios.

3.5 Fazit

In diesem Kapitel konnte ein Messsystem vorgestellt werden, mit dessen Hilfe eine Messung, sowohl Outdoor zur Diversity-Antennensystementwicklung, als auch erstmalig Indoor, in einer Industrieumgebung zur Diversity-Systemprüfung, möglich ist. Die gezeigten Auswertemöglichkeiten und Analysemöglichkeiten gestatten sowohl eine reine Leistungsbetrachtung der empfangenen Signale als auch eine Basisband-Beurteilung, die fundierte Aussagen über die Empfangssystemqualität liefert. Hiermit ist eine für die Kfz-Industrie bedeutende und zukunftsweisende Grundlage für die Antennensystementwicklung und Qualitätssicherung geschaffen.

4 Antennenintegration in Kraftfahrzeuge

Ziel des Kapitels ist es ein Prinzip zur Entwicklung und Untersuchung von Antennen am Kfz aufzuzeigen. Beispielhaft wird ein Diversity-Antennensystem für einen Sportwagen entwickelt, welches unsichtbar in die Karosserie eingebaut werden kann. Es werden sowohl die klassischen Einbauorte in einer Scheibe als auch neue Einbauorte untersucht.

In Kapitel 4.1 werden unterschiedliche Möglichkeiten der Integration von Antennen am Kraftfahrzeug aufgezeigt und in Kapitel 4.2 durch Simulationen die Charakteristik der Antennen bestimmt. Basierend auf diesen Untersuchungen werden in Kapitel 4.2.2 die Leistungskorrelationseigenschaften der Antennen berechnet und Antennengruppen, die sich für ein Diversity-System eignen, gebildet. In Kapitel 4.2.3 wird für ausgesuchte Antennenkombinationen die Leistungsfähigkeit in einem Diversity-System durch Simulationen in einem Stadtzenario, gemäß Kapitel 2.4, festgestellt. Die Ergebnisse von messtechnischen Untersuchungen im Stadtgebiet von Karlsruhe werden in Kapitel 4.3 gezeigt und diskutiert. Sie unterstreichen die in den vorangegangenen Abschnitten erhaltenen Erkenntnisse.

4.1 Einbauorte für Antennen am Kraftfahrzeug

Grundsätzlich können Antennen überall im Kraftfahrzeug integriert werden. Im Kofferraumdeckel sind beispielsweise bei einigen Fahrzeugherstellern die GPS und GSM Antennen untergebracht. Für eine solche Integration muss jedoch das jeweilige Fahrzeugteil, hier der Kofferraumdeckel, aus Kunststoffen gefertigt werden. Die verwendeten Kunststoffe und Lacke müssen verlustarm, frei von Kohlenstoff (viele schwarze Lacke) und Metall-Zusätzen (manche silberne und manche metallic Lackierungen) sein.

In heutigen Kraftfahrzeugen der Ober- und Mittelklasse deutscher Hersteller sind die Antennen für den Rundfunk-Empfang häufig in die Scheiben integriert. Hier bieten sich die Front- und die Heckscheibe an. Bei Vans und

Touring-Modellen werden zusätzlich die hinteren, nicht zu öffnenden Seitenscheiben mitverwendet. Bei Cabrios, bei denen die Heckscheibe mit abgenommenem Verdeck wegfällt, bleibt nur die Frontscheibe zur Integration der Antennen.

Standardmäßig werden im Automobil 4 Antennen Diversity-Systeme eingesetzt, die heute noch nach dem Prinzip des Switch-Diversity, Scanning-Diversity, arbeiten, siehe dazu auch Anhang D. Bei Fahrzeugen der Ober- und Mittelklasse ist heutzutage ein Trend zu sogenannten Phase-Diversity-Systemen zu beobachten, wobei hier nur zwei Antennen verwendet werden und die Signale in Zwischenfrequenzlage digitalisiert und durch einen adaptiven Algorithmus addiert werden [Bla06]. Es kann heute noch nicht abgeschätzt werden, ob sich das neue Phase-Diversity-System gegen das 4-Antennen Diversity-System durchsetzen kann. Es ist jedoch anzunehmen, dass in der Zukunft die Phase-Diversity Systeme wegen ihrer besseren Empfangseigenschaften, des geringeren Preises und der günstigeren Integration der Antennen am Kraftfahrzeug die Switch-Diversity-Systeme ablösen werden.

4.2 Simulative Untersuchungen zur Antennenintegration

Als Basis für die folgenden Untersuchungen wird ein Modell eines Sportwagens verwendet. Eine Integration der Antennen in die Seitenscheiben ist nicht möglich, da diese versenkbar sind. Eine Integration in die Stoßfänger ist möglich, jedoch durch die sehr niedrige Antennenhöhe nicht empfehlenswert. Die Antennen werden daher in dieser Untersuchung in die Frontscheibe, in die Heckscheibe und in die Spiegel integriert. Für die folgenden Untersuchungen wurden 9 Antennen in die Scheiben und 4 Antennen in die Spiegel integriert. Durch eine unterschiedliche Orientierung und Positionierung weisen die integrierten Antennen unterschiedliche Gewinne, Richtdiagramme und Polarisationen im UKW-Frequenzband auf. Hierbei trägt die Karosserie mit zum Empfang bei und muss daher möglichst detailgetreu im Simulationsmodell enthalten sein. Einen möglichen Einfluss der Innenausrüstung des Fahrzeugs oder einer Person im Fahrzeug wurde nicht berücksichtigt. Die Simulationen finden bei einer Frequenz von 98 MHz statt, was der Mittenfrequenz des UKW-Frequenzbandes (88 MHz–108 MHz) entspricht.

4.2.1 Das Simulationsmodell eines Sportwagens

In Abbildung 4.1 ist das Simulationsmodell eines Sportwagens gezeigt. Der Sportwagen ist 4,75 m lang, 1,8 m breit und ca. 1,4 m hoch. Die Scheiben wurden durch eine Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 7$ und einer Dicke von 1,5 cm

für die Front- und Heckscheibe modelliert¹. Durch dieses vollständige Modell ist es möglich Antennen in die Fahrzeugkarosserie zu integrieren. Diese Simulationen werden auf der einen Seite für eine Berechnung der Anpassung der Antennen verwendet, auf der anderen Seite werden anhand der Simulationsergebnisse Abschätzungen einer Diversity-Tauglichkeit von Antennengruppen durchgeführt². Sowohl die Richtcharakteristiken als auch die Gewinne der Antennen werden für die horizontale Polarisation der einfallenden Welle angegeben.

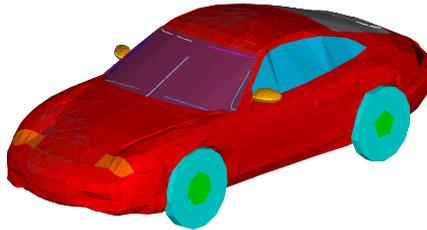


Abbildung 4.1: Fahrzeug-Modell

Antennen im Spiegelgehäuse

Durch den zur Verfügung stehenden Platz im Außenspiegel können verschiedene Antennenstrukturen, wie flächige oder drahtförmige Antennen, auf oder in das Spiegelgehäuse eingearbeitet werden.

Die mittlere Wellenlänge für FM im freien Raum beträgt ca. 3 m. Eine konventionelle $\lambda/4$ -Monopolantenne am Kraftfahrzeug, ob eine Drahtstruktur oder eine flächige Antenne, hat daher die Länge von ca. 75 cm. Die Spiegelgehäuse des Sportwagens sind nur ca. 23 cm lang. In direkter Nähe zum Spiegelgehäuse befindet sich der metallische Spiegelträger, der Massepotenzial besitzt. Für eine resonante Antennenstruktur für FM sind die Abmessungen des Spiegelgehäuses klein. Daher wird eine verkürzte Antenne eingesetzt, die durch ein Speisernetzwerk auf die Resonanzfrequenz angepasst wird. Dieses Speisernetzwerk kann aus konzentrierten Bauteilen hergestellt oder, wie heute üblich, aktiv ausgeführt werden.

¹Die Dielektrizitätszahl von Glas kann zwischen ca. 4 und 8 variieren. Zudem sind die elektrischen Eigenschaften des Glases lediglich bei 1 MHz bekannt. Als Dielektrizitätszahl wurde daher die Dielektrizitätszahl von Schott AR-Glas verwendet [Gmb05]. Die Verluste wurden jedoch vernachlässigt, was für die Scheibenantennen eher ein Vorteil darstellt.

²Für die Ausgabe der Richtcharakteristiken der Antennen ist das Fahrzeug, abweichend von Abbildung 4.1 in Fahrtrichtung in die Abbildungsebene hinein, mit der Front nach rechts zeigend orientiert. Das Heck des Fahrzeugs zeigt dann in die positive x -Richtung

In Tabelle 4.1 sind die Antennen im Spiegelgehäuse des linken Außenspiegels (fahrerseitig) und des rechten Außenspiegels (beifahrerseitig) gezeigt.

Ant-Nr.	Position	Ausrichtung
1	Spiegel Flächenantenne links	—
2	Spiegel Flächenantenne rechts	—
3	Spiegel Drahtantenne links	waagrecht
4	Spiegel Drahtantenne rechts	waagrecht

Tabelle 4.1: Positionierung der Antennen im Spiegelgehäuse

Bei der Ausführung der Antennen im Spiegelgehäuse als Drahtantenne wird ein Kupferdraht in das Spiegelgehäuse eingelegt, so dass er maximalen Abstand zum metallischen Spiegelträger aufweist. Die Speisung der Antenne ist zwischen dem Draht und der Fahrtürre bzw. Beifahrtürre. Bei einer Ausführung als Flächenantenne im Spiegelgehäuse bildet das Spiegelgehäuse selbst die Antenne. Auch hier ist der Fußpunkt der Antenne beim Übergang vom Spiegelgehäuse zur Fahrtürre bzw. Beifahrtürre. Eine praktische Ausführung ist in Kapitel 4.3.1 zu finden.

Die Antennenpaare, Spiegel links und Spiegel rechts, der Flächenantenne und der Drahtantennen sind spiegelsymmetrisch. Die Richtcharakteristik, der in den rechten Außenspiegel integrierten Antenne, deckt den rechten Halbraum neben dem Fahrzeug ab. Die in den linken Spiegel integrierte Antenne deckt somit den linken Halbraum neben dem Fahrzeug spiegelsymmetrisch ab. Die Richtcharakteristik der in den linken Spiegel des Fahrzeugs eingebauten Antennen ist wie in den Abbildungen 4.2(a) und 4.2(b) zu sehen. Eine geringe Differenz in vertikaler Richtung ist zu erkennen, die jedoch für die Empfangseigenschaften beim Rundfunk (vornehmlich horizontaler Welleneinfall) keinen Einfluss hat.

Die Hauptstrahlrichtung der Antennen befindet sich in horizontaler Richtung. Tabelle 4.2 zeigt die Gewinne der Antennen in Abhängigkeit von der Frequenz.

Die Flächenantenne hat einen um 3,7 dBi geringeren Gewinn als die Drahtantenne. Da jedoch beide Antennen aktive Verstärker benötigen, die eine breitbandige Anpassung gewährleisten und so zusätzlich den Empfang von Mittelwelle und Langwelle ermöglichen, kann dieser Unterschied nahezu kostenneutral ausgeglichen werden.

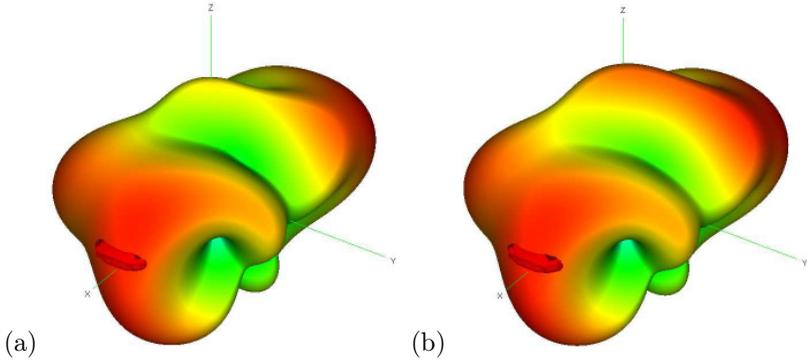


Abbildung 4.2: Richtcharakteristik der (a) in das Spiegelgehäuse links integrierte Flächenantenne und (b) der Drahtantenne (Ant-Nr. 3), aus Tabelle 4.1.

Ant-Nr.	88 MHz	98 MHz	108 MHz
1	3,9	3,0	3,4
2	3,9	3,0	3,4
3	7,6	6,8	6,9
4	7,6	6,8	6,9

Tabelle 4.2: Gewinn der Antennen im Spiegelgehäuse, abhängig von der Frequenz in dBi.

Antennen in der Frontscheibe

Scheibenantennen werden nahezu ausschließlich als aktive Antennen ausgeführt, da die Empfangsleistung sehr gering ist. Wegen der aktiven Anpassung ist für die folgenden Simulationen eine Anpassung an $50\ \Omega$ nicht gefordert. Ziel der Simulationen ist die Richtcharakteristik der Antennen zu ermitteln.

Abbildung 4.3 zeigt schematisch die integrierten Antennen in der Frontscheibe. Die Antennenpositionen sind in Tabelle 4.3 kurz beschrieben.

Die Antennenstrukturen Ant-Nr. 5, Ant-Nr. 6, Ant-Nr. 10 und Ant-Nr. 11 sind einer Serienfrontscheibe nachempfunden. Die weiteren Strukturen wurden als mögliche weitere Positionierungen für Antennen in dieser Scheibe hinzugefügt. Der Abstand der Antennen von den Fensterkanten in der Frontscheibe ist für alle Antennen 5 cm. Die Länge der verwendeten Leitungen für die Antennen ist ca. 60 cm.

Die Antennenposition senkrecht, links in der Frontscheibe (Ant-Nr. 5) ist

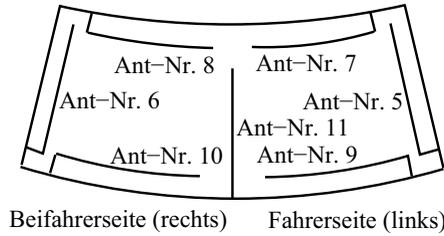


Abbildung 4.3: Modell der Frontscheibe mit den integrierten Antennen zur Simulation. Blick von außen auf die Frontscheibe.

Ant-Nr.	Position	Ausrichtung
5	Scheibenantenne vorne links	senkrecht
6	Scheibenantenne vorne rechts	senkrecht
7	Scheibenantenne vorne oben links	waagrecht
8	Scheibenantenne vorne oben rechts	waagrecht
9	Scheibenantenne vorne unten links	waagrecht
10	Scheibenantenne vorne unten rechts	waagrecht
11	Scheibenantenne vorne mittig	senkrecht

Tabelle 4.3: Positionierung der Antennen in der Frontscheibe eines Sportwagen Simulationsmodells. Blickrichtung in Fahrtrichtung.

spiegelsymmetrisch zur Antennenposition senkrecht, rechts in der Frontscheibe (Ant-Nr. 6). Die Richtcharakteristiken der Antennen sind somit spiegelsymmetrisch zueinander. Abbildung 4.4(a) zeigt die Richtcharakteristik der links in der Frontscheibe integrierten Antennen, Ant-Nr. 5. Da das Fahrzeug in die Blattebene hinein orientiert ist, ist zu erkennen, dass die Hauptstrahlrichtung nach oben rechts zeigt.

Die Antennenposition waagrecht, oben links in der Frontscheibe (Ant-Nr. 7) ist ebenfalls spiegelsymmetrisch zur Antennenposition waagrecht oben rechts (Ant-Nr. 8), siehe dazu auch Abbildung 4.3. Die Richtcharakteristik, Abbildung 4.4(b), zeigt eine Hauptstrahlrichtung der Antenne in Fahrtrichtung ($\psi_{Hs} = 180^\circ$), horizontal ($\theta_{Hs} = 80^\circ$).

Abbildung 4.5(a) zeigt die Richtcharakteristik der links unten in der Frontscheibe integrierten Antennen, Ant-Nr. 9. Zu dieser Antenne ist Ant-Nr. 10 spiegelsymmetrisch. Die Hauptstrahlrichtung ist für Ant-Nr. 9 in Richtung Himmel, $\theta_{Hs} = 10^\circ$ in Fahrtrichtung, $\psi_{Hs} = 180^\circ$.

Die Richtcharakteristik der Antennen, die mittig, senkrecht von unten gespeist in die Frontscheibe integriert ist (Ant-Nr. 11) ist in Abbildung 4.5(b)

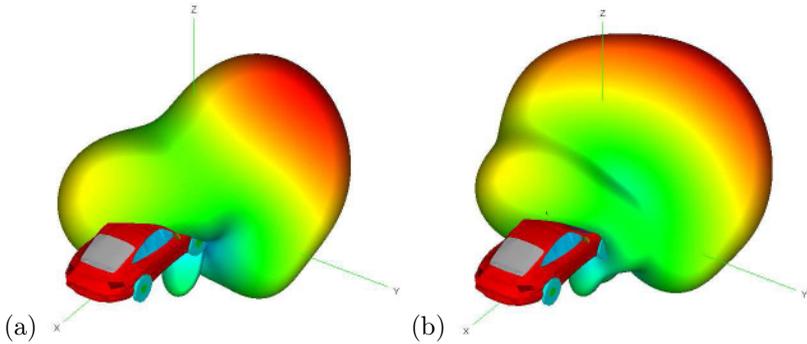


Abbildung 4.4: Richtcharakteristik der (a) in die Frontscheibe integrierten Antennenstruktur 5 und der (b) in die Frontscheibe integrierten Antennenstruktur 7, aus Tabelle 4.3.

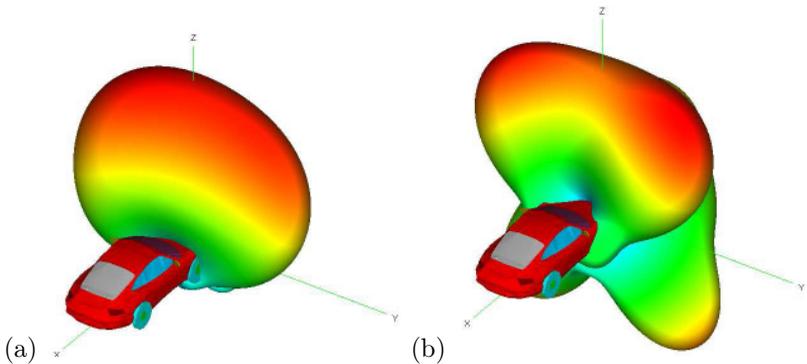


Abbildung 4.5: Richtcharakteristik der (a) in die Frontscheibe integrierten Antennenstruktur 9 und (b) in der Frontscheibe integrierten Antennenstruktur 11, aus Tabelle 4.3.

gezeigt. Durch die Lage der Antenne ergibt sich eine um die Symmetrieebene (xz -Ebene) des Fahrzeugs symmetrische Richtcharakteristik mit einer Hauptstrahlrichtung ($\psi_{Hs} = 90^\circ$), ($\theta_{Hs} = 20^\circ$) und einer hauptsächlich vertikalen Polarisation.

Die Gewinne der Antennenstrukturen 5 – 11 variieren zwischen 4,9 dBi und 6,7 dBi je nach Einbauort.

Keine der in der Frontscheibe integrierten Antennen deckt den, vom Kfz aus gesehen, rückwärtigen Bereich im Azimut ab. Somit ist im Azimut nicht der

Ant-Nr.	88 MHz	98 MHz	108 MHz
5	6,0	5,8	5,6
6	6,0	5,8	5,6
7	5,2	4,9	5,5
8	5,2	4,9	5,5
9	6,8	6,7	6,4
10	6,8	6,7	6,4
11	5,8	4,2	5,3

Tabelle 4.4: Gewinn in dBi in Abhängigkeit der Frequenz der Antennen in der Frontscheibe

vollständige Winkelbereich abgedeckt, was sich für ein Diversity-System negativ auswirkt.

Antennen in der Heckscheibe

Ergänzend zu den Antennen in der Frontscheibe sind zwei Antennen in die Heckscheibe integriert. Schematisch sind diese Antennen in Abbildung 4.6 zu sehen.

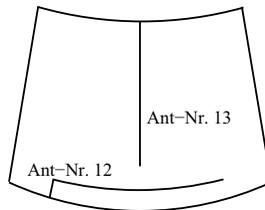


Abbildung 4.6: Modell der Heckscheibe mit den integrierten Antennen zur Simulation

Ant-Nr.	Position	Ausrichtung
12	Scheibenantenne hinten waagrecht	waagrecht
13	Scheibenantenne hinten senkrecht	senkrecht

Tabelle 4.5: Positionierung der Antennen in der Heckscheibe des Simulationsmodells.

Der Abstand der waagerechten Antenne von der unteren Heckscheibenkante beträgt 5 cm und die Länge der verwendeten Leiter ist wie zuvor 60 cm.

Die Richtcharakteristiken sind in Abbildung 4.7 gegeben. Die Hauptstrahl-

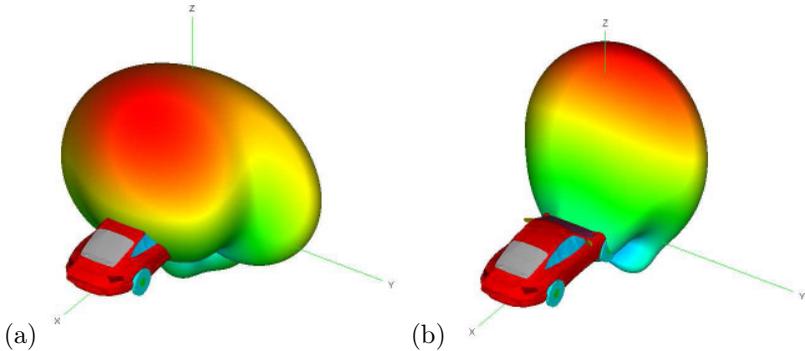


Abbildung 4.7: Richtcharakteristik der in die Heckscheibe integrierten Antennenstruktur 12, Abbildung 4.7(a), und Antennenstruktur 13, Abbildung 4.7(b), aus Tabelle 4.5.

richtung der oben gespeisten, mittig vertikal in die Scheibe integrierten Antenne, Ant-Nr. 13, zeigt senkrecht nach oben in $\theta_{HS} \simeq 0^\circ$ Richtung. Die Wellen-Einfallrichtung für den Rundfunkempfang ist jedoch hauptsächlich in horizontaler Ebene. Diese Antenne eignet sich somit nicht für den Rundfunkempfang und wird daher nicht weiter betrachtet. Die Hauptstrahlrichtung der unten waagrecht mittig in die Scheibe integrierten Antenne, Ant-Nr. 12, zeigt ebenfalls senkrecht nach oben in $\theta_{HS} \simeq 0^\circ$ Richtung, jedoch ist sie bei 98 MHz weniger gerichtet und empfängt daher auch aus horizontaler Richtung einfallende Wellen. Die Gewinne sind in Tabelle 4.6 gegeben.

Ant-Nr.	88 MHz	98 MHz	108 MHz
12	3,8	5,1	5,5
13	6,9	6,0	5,4

Tabelle 4.6: Gewinn in dBi in Abhängigkeit der Frequenz der Antennen in der Heckscheibe

4.2.2 Antennenkombinationen für Diversity-Systeme

Für die Auswahl der Antennen, die für ein Diversity Antennensystem als Antennengruppe geeignet sind, werden die Korrelation und die kumulativen Empfangseigenschaften der Antennen bewertet. Diese Bewertung schließt die

Umgebung der Antennen mit ein. Die Lagen der Antennen im lokalen Koordinatensystem sind in Tabelle 4.7 gegeben.

Antenne Nr.	x in cm	y in cm	z in cm
1/3 & 2/4	-1883	± 780	776
5 & 6	-1665	± 745	700
7 & 8	-2130	± 550	1030
9 & 10	-1460	± 595	720
11	-1340	0	745
12	-4020	-300	765
13	-3150	0	1060

Tabelle 4.7: Lage der Antennen am Kfz im lokalen Koordinatensystem.

Diese Lage wird für die folgenden Simulationen gebraucht, da durch Ray-Tracing das einfallende Wellenfeld von einem Sender im Ursprung des lokalen Koordinatensystems berechnet wird. Durch Extrapolation der Wellen zum Ort der Antennen kann das Wellenfeld in der Umgebung der Antenne bestimmt werden, siehe dazu Kapitel 2.4.

Korrelationseigenschaften

Für die Berechnung der Leistungskorrelation zwischen den Antennenpaaren wird das in Kapitel 2.4 gegebene Kanalmodell verwendet. Geringe Korrelation zwischen den Empfangsleistungen von Antennen in einer Antennengruppe für Diversity bildet die Basis für ein effizientes Diversity-System. Der Leistungskorrelationskoeffizient hat sich in der Literatur zur Bestimmung der Korrelation zwischen den Empfangssignalen zweier Antennen etabliert, siehe [KBW99, FJ94].

$$\rho_{e,v_i v_j} \approx |\rho_{v,v_i,\xi_1 v_j,\xi_1} + \rho_{v,v_i,\xi_2 v_j,\xi_2}|^2 \quad (4.1)$$

mit

$$\rho_{v,v_i,\xi_l v_j,\xi_l} = \oint_{4\pi} \frac{(E_{\xi_l}(\vec{x}_i)C_{i,\xi_l})(E_{\xi_l}(\vec{x}_j)C_{j,\xi_l})^*}{(|E_{\xi_l}(\vec{x}_j)C_{i,\xi_l}|^2 + |E_{\xi_l}(\vec{x}_j)C_{j,\xi_l}|^2)} d\Omega \quad (4.2)$$

mit C_{i,ξ_l} der Richtcharakteristik in ξ_l Polarisation und \vec{x}_i die Lage der Antenne i . In der Literatur werden Korrelationen bis ca. $\rho_{e,v_i v_j} = 0,4 - 0,5$ für ein Diversity-System als akzeptabel beschrieben [Jak74]. Folgend wird die Leistungskorrelation für die oben beschriebenen Antennen am Fahrzeugmodell

berechnet. Die Leistungskorrelation ist durch den relativen Abstand der Antennen und den Funkkanal frequenzabhängig, weswegen der Erwartungswert der Leistungskorrelation zwischen 88,8 MHz und 108,0 MHz berechnet und hier angegeben wird.

Für die vertikale und horizontale Polarisation am Sender ergibt sich der Erwartungswert der Leistungskorrelation zwischen den Antennen wie in Abbildung 4.2.2 und 4.2.2 gezeigt.

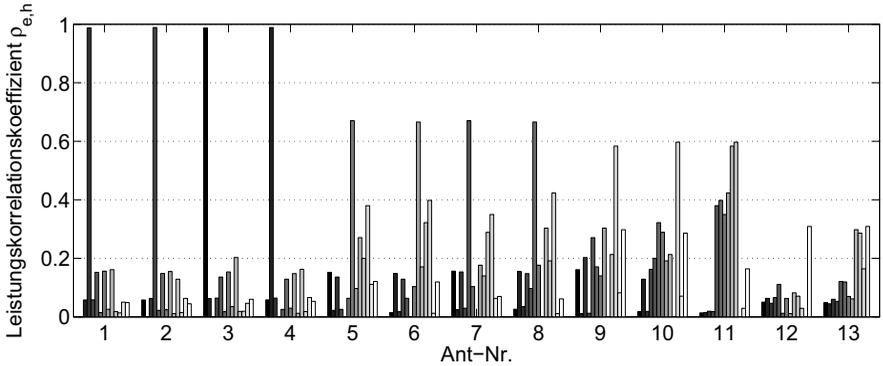


Abbildung 4.8: Erwartungswert des Leistungskorrelationskoeffizienten für die Antennenpaare, gegeben in den Tabellen 4.1, 4.3 und 4.5 für horizontale Polarisation am Sender (Schwarz: Antenne 1 → weiß: Antenne 13).

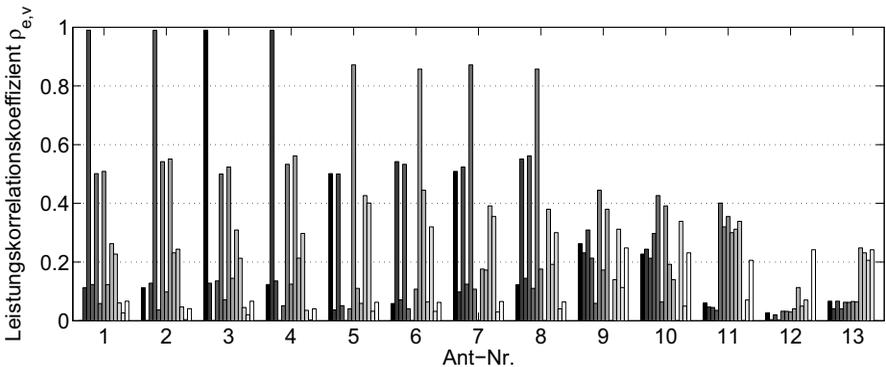


Abbildung 4.9: Erwartungswert des Leistungskorrelationskoeffizienten für die Antennenpaare, gegeben in den Tabellen 4.1, 4.3 und 4.5 für vertikale Polarisation am Sender (Schwarz: Antenne 1 → weiß: Antenne 13).

Wie sich an der Leistungskorrelation zeigt, sind die Antennen im Spiegelgehäuse für die jeweiligen Spiegelpaare und zusätzlich mit den Antennen Ant-Nr. 9 – Ant-Nr. 13 zu einem Diversity-System kombinierbar, wobei die Antenne Ant-Nr. 11 unter den Frontscheibenantennen die geringste Leistungskorrelation mit den Antennen im Spiegelgehäuse aufweist.

Kumulative Empfangseigenschaften

Neben den Korrelationseigenschaften ist die mittlere Empfangsleistung der Antennen maßgeblich. Zur Analyse dieser Empfangsleistung wurde das in Kapitel 2.4 vorgestellte Kanalmodell gewählt. Für die Berechnung der kumulativen Empfangsleistungen werden die Antennen an jedem mit Ray-Tracing berechneten Ort in der Oststadt positioniert und die Empfangsleistung berechnet.

$$P_{R,i,\vec{x}_i} = \frac{\lambda^2}{8\pi} G_{R,i} \frac{1}{Z_{F0}} \left| \sum_{n=1}^N C_{R,i}(\psi_n, \theta_n) \cdot E_R(\psi_n, \theta_n, \vec{x}_i) \right|^2 \quad (4.3)$$

Mit $G_{R,i}$ dem Gewinn, N der Anzahl der einfallenden Pfade, \vec{x}_i dem Ort und $C_{R,i}$ der richtungsaufgelösten Richtcharakteristik der jeweiligen Antenne i . Zwischen den verschiedenen Antennenpositionen im Stadtgebiet wird die Orientierung des Fahrzeugs im Azimutebene ohne Vorzugsrichtung variiert, so dass jede Orientierung im Azimut gleich wahrscheinlich ist. In Abbildung 4.10 ist die kumulative Empfangsleistung der Antennen für die horizontale Polarisation am Sender dargestellt.

Für die Auswertung wird die 10 % Outage Empfangsleistung verwendet. Das ist die Empfangsleistung, die in 90 % der Fälle überschritten wird. Eine Übersicht dieser Empfangsleistungen ist in Tabelle 4.8 gegeben.

Antennen Position	$P_{10\%}$ in dB	Antennen Position	$P_{10\%}$ in dB
Spiegel Flächenant. l.	-60 dB	Spiegel Flächenant. r.	-61 dB
Spiegel Drahtant. l.	-55 dB	Spiegel Drahtant. r.	-56 dB
Scheibenant. v. l.	-60 dB	Scheibenant. v. r.	-59 dB
Scheibenant. v. o. l.	-62 dB	Scheibenant. v. o. r.	-63 dB
Scheibenant. v. u. l.	-61 dB	Scheibenant. v. u. r.	-60 dB
Scheibenant. v. m.	-62 dB		
Scheibenant. h. w.	-57 dB	Scheibenant. h. s.	-69 dB

Tabelle 4.8: 10 % Outage Empfangsleistung der Antennen am Kraftfahrzeug für das Ray-Tracing Szenario in der Karlsruher Oststadt.

Die 10 % Outage Empfangsleistung ist bei den Spiegel Drahtantennen um 5 dB höher als die der Spiegel Flächenantennen. Die Antennen in der Frontscheibe erreichen eine Empfangsleistung von ca. -60 dBm, sie empfangen somit eine Leistung in der Größenordnung der Spiegel Flächenantennen.

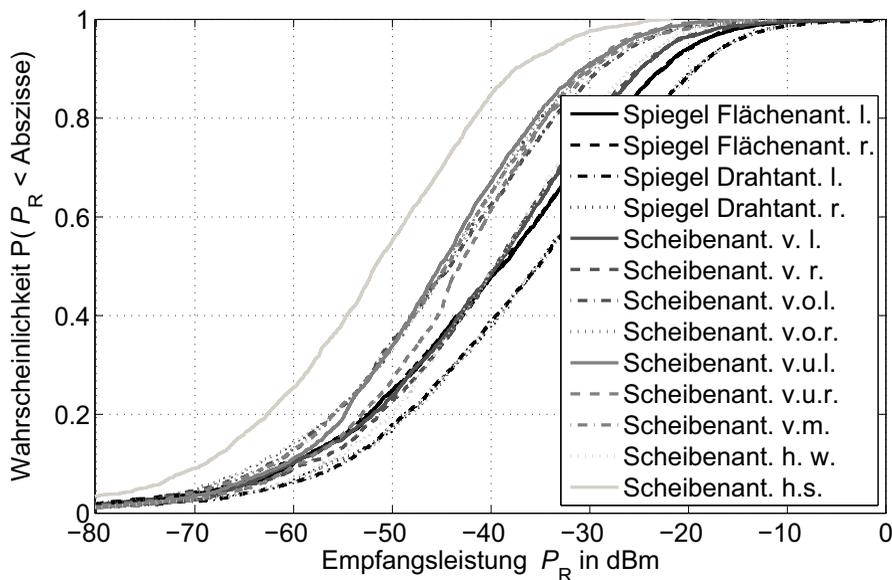


Abbildung 4.10: Kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung der Empfangsleistung der Antennen am Kraftfahrzeug.

Die waagrecht in die Heckscheibe integrierte Antenne (Scheibenant. h. w.) ist mit einer Empfangsleistung in 90 % der Fälle über -57 dBm und somit zwischen den Spiegel Drahtantennen und den Spiegel Flächenantennen. Die geringste Empfangsleistung wird mit der Scheibenantenne, die senkrecht in die Heckscheibe integriert ist, empfangen.

Wie in Kapitel 2.3.3 beschrieben, ist für den Rundfunkempfang nicht die Erhöhung der Datenrate sondern die Erhöhung der Ausfallsicherheit des Empfangssystems von Interesse. Eine vertikale Bewertung der kumulativen Empfangsleistungseigenschaften, wie in Kapitel 2.3.3 gezeigt, ist daher notwendig. Nach Gleichung (2.34) lässt sich der Quality Faktor $q_{i,60}$ für die Antennen bei einer Empfangsleistungsgrenze von -60 dBm berechnen. Es ergibt sich das in Tabelle 4.9 zusammengefasste Ergebnis.

4.2.3 Diversity Leistungsfähigkeit und Gewinn

Im vorangegangenen Unterkapitel wurden die einzelnen Antennen separat und in Gruppen von zwei Antennen durch die Leistungskorrelationseigenschaften bewertet. Da die Leistungsfähigkeit des Systems zusätzlich den Zusammenschluss verschiedener Antennen und eine festgelegte Methodik der Kombination der Empfangssignale erfordert, werden in diesem Kapitel die Systeme

Antennen Position	$q_{i,60}$ in dB	Antennen Position	$q_{i,60}$ in dB
Spiegel Flächenant. l.	20 dB	Spiegel Flächenant. r.	19,5 dB
Spiegel Drahtant. l.	24,17 dB	Spiegel Drahtant. r.	23,7 dB
Scheibenant. v. l.	19,8 dB	Scheibenant. v. r.	20,6 dB
Scheibenant. v. o. l.	17,9 dB	Scheibenant. v. o. r.	16,8 dB
Scheibenant. v. u. l.	19,1 dB	Scheibenant. v. u. r.	20,4 dB
Scheibenant. v. m.	17,6 dB		
Scheibenant. h. w.	23,0 dB	Scheibenant. h. s.	11,9 dB

Tabelle 4.9: Quality Faktor $q_{i,60}$ der Antennen am Kraftfahrzeug bei einer unteren Empfangsleistungsgrenze von $P_{min} = -60$ dBm.

bestehend aus Antennen und Antennen-Diversity System beurteilt.

Vergleich der Diversity Leistungsfähigkeit

Basierend auf den zuvor durchgeführten Korrelationsuntersuchungen werden die Antennen bezüglich der Korrelationseigenschaften zu Diversity tauglichen Gruppen zusammengefasst. Dabei ergeben sich die in Tabelle 4.10 gezeigten Antennenkombinationen.

Gruppe	Antennen	Beschreibung
1	Ant-Nr. 1	Flächenantennen im Spiegelgehäuse links
	Ant-Nr. 2	Flächenantennen im Spiegelgehäuse rechts
	Ant-Nr. 12	die Scheibenantenne in der Heckscheibe waagrecht
2	Ant-Nr. 3	Drahtantennen im Spiegelgehäuse links
	Ant-Nr. 4	Drahtantennen im Spiegelgehäuse rechts
	Ant-Nr. 12	und die Scheibenantenne in der Heckscheibe waagrecht
3	Ant-Nr. 5	Frontscheibenantenne links
	Ant-Nr. 6	Frontscheibenantenne rechts
	Ant-Nr. 11	Frontscheibenantenne mittig
4	Ant-Nr. 5	Frontscheibenantenne links
	Ant-Nr. 6	Frontscheibenantenne rechts
	Ant-Nr. 11	Frontscheibenantenne mittig
	Ant-Nr. 10	Frontscheibenantenne unten rechts

Tabelle 4.10: Antennenkombinationen am Kraftfahrzeug. Gruppe 1 und 2 basierend auf den Leistungskorrelationseigenschaften und Empfangsleistungseigenschaften ausgewählt. Gruppe 3 und 4 aus Kostengründen ausgewählt. Lage der Antennen gemäß Abbildung 4.3 und Abbildung 4.6.

Antennengruppe 4, bestehend aus vier Antennen in der Frontscheibe und bildet damit eine Ausnahme, da alle anderen Antennengruppen aus 3 Antennen gebildet sind. Sie wurde, basierend auf einer serienmäßigen, für Diversity verwendeten Frontscheibe, zusammengestellt.

Abbildung 4.11 zeigt die kumulative Verteilung der Empfangsleistung der Antennengruppen mit einem Scanning-Diversity-System (Scan) und einem Maximum-Ratio-Combining Diversity-System (MRC).

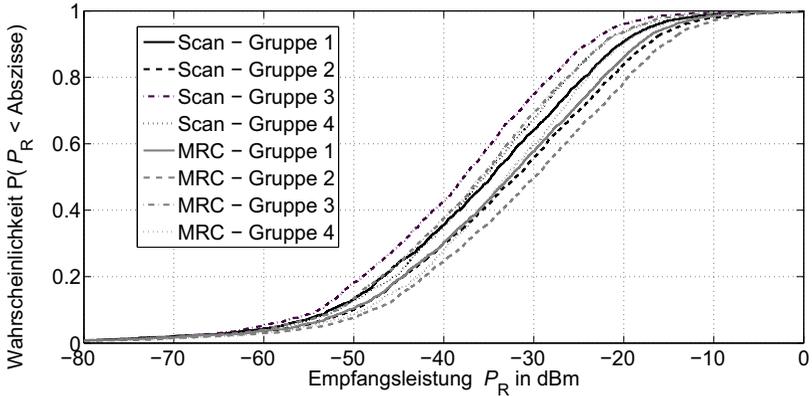


Abbildung 4.11: Kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung der Empfangsleistungen mit einem Diversity-System, basierend auf Scanning-Diversity (Scan) und Maximum-Ratio-Combining Diversity-System (MRC) für die in Tabelle 4.10 gegebenen Antennenkombinationen.

Hier wird deutlich, dass mit der selben Antennengruppe unter den identischen Bedingungen mit MRC eine im Mittel um 3 dB höhere Empfangsleistung zu erwarten ist. Die Ausfallrate bei $P_{r,\min} = -60$ dBm von Scanning-Diversity wird um ca. 1 % vermindert mit MRC-Diversity. Der Improvement Faktor i_f aus Kapitel 2.3.3 ist in Tabelle 4.7 für die verschiedenen Antennengruppen sowohl für Scanning-Diversity als auch MRC-Diversity gegeben.

Wie zu erkennen ist, kann für die untersuchten Antennensysteme durch MRC-Diversity im Vergleich zum Scanning-Diversity eine Steigerung des Improvement Faktors von zwischen 1 dB und 2,8 dB erzielt werden. Für MRC-Diversity weisen die Antennengruppe 2 und die Antennengruppe 4 einen identischen Improvement Faktor auf, was bedeutet, dass beide Antennensysteme eine gleiche Qualität des Empfangssignals aufweisen. Jedoch ist hier zu beachten, dass Antennengruppe 2 mit nur drei anstatt vier Antennen auskommt. Der Improvement Faktor der Antennengruppe 1 mit MRC-Diversity ist 28,9 dB, was für die drei untersuchten drei Antennen Diversity Systeme,

Gruppe	Scan-Diversity	MRC-Diversity
1	27,5 dB	28,9 dB
2	29,1 dB	30,5 dB
3	25,2 dB	28,0 dB
4	28,0 dB	30,5 dB

Tabelle 4.11: Improvement Faktor der Antennensysteme am Kraftfahrzeug aus Tabelle 4.10 für Scanning-Diversity und MRC-Diversity.

Gruppe 1, Gruppe 2 und Gruppe 3, das zweitbeste Ergebnis bedeutet. Den geringsten Improvement Faktor weist die Antennengruppe 3, mit $i_f = 28$ dB auf. Mit MRC-Diversity weisen somit die Antennensysteme, welche die Antennen im Spiegelgehäuse mit verwenden, eine bessere Empfangsqualität auf.

Ein ähnliches Bild ergibt sich bei einer Auswertung mit Scanning-Diversity. Unter den Antennensystemen mit 3 Antennen ist wieder die Antennenkombination aus Scheibenantennen mit $i_f = 25,2$ dB am schlechtesten. Die Antennengruppe 1 mit Flächenantennen im Spiegelgehäuse und einer Heckscheibenantenne ist mit $i_f = 27,5$ dB nur um 0,5 dB schlechter als das Antennensystem mit vier Antennen in der Frontscheibe. Der höchste Improvement Faktor ist mit Scanning-Diversity durch die Verwendung der Drahtantennen im Spiegelgehäuse $i_f = 29,1$ dB. Zu beachten ist hier, dass die Antennengruppen 1–3 Antennensysteme mit 3 Antennen sind. Demgegenüber ist die Antennengruppe 4 eine Antennengruppe mit vier Antennen.

4.3 Messtechnische Untersuchungen zur Antennenintegration

Das für die messtechnischen Untersuchungen zur Verfügung stehende Fahrzeug war serienmäßig mit einer Antenne in der Frontscheibe, folgend als „Single-Frontscheibenantenne“ bezeichnet, ausgestattet. Weitere Messungen wurden an Sportwagen unterschiedlichen Typs durchgeführt, welche auch über eine serienmäßige Diversity-Frontscheibenantenne verfügten. Die Konfiguration der serienmäßigen Diversity-Frontscheibenantenne entsprach in etwa der Antennenkombination der Gruppe 4 aus Kapitel 4.2.3. Die Messungen wurden anhand den in Kapitel 3.3 gegebenen Szenarien in Karlsruhe durchgeführt.

4.3.1 Realisierung von Antennen im Spiegelgehäuse

Für einen messtechnischen Vergleich der Antennen am Kraftfahrzeug wurden die schon im vorangegangenen Kapitel eingeführten zwei Konfigurationen,

Drahtantenne im Spiegelgehäuse und Flächenantenne im Spiegelgehäuse, aufgebaut.

Drahtantenne im Außenspiegelgehäuse

Das Antennenelement ist ein Kupferdraht, der so geformt ist, dass er sich an die Innenseite des Spiegelgehäuses ohne großen Abstand anschmiegt. Der Abstand zwischen metallischem Spiegelträger und der Antenne wird dabei durch die Lage des Drahtes maximiert. Damit kann jedoch nicht der identische Stand der Simulationen hergestellt werden, da dort der metallische Spiegelträger von der Kraftfahrzeugkarosserie nicht leitend abgekoppelt ist. Der Einbau der Drahtantenne ist in Abbildung 4.12 gezeigt.



Abbildung 4.12: Versilberter Kupferdraht als Antenne im Kunststoffspiegelgehäuse eines Außenspiegels für den Porsche Boxster S durch Klebestreifen fixiert.

Der Drahtdurchmesser ist 0,5 mm und die Drahtlänge beträgt 31 cm. Die Antenne ist durch ein passives Anpassnetzwerk aus konzentrierten Elementen an ein Antennenkabel (RG 174) mit einer Impedanz $Z_L = 50 \Omega$ angepasst. Das Anpassnetzwerk besteht, wie in Abbildung 4.13 gezeigt, aus einer Serieninduktivität und einer Parallelkapazität.

Hierdurch kann unter Annahme von verlustlosen Bauelementen eine schmalbandige Anpassung der Antennen vorgenommen werden. Für einen späteren Serieneinsatz muss eine breitbandige Lösung eingesetzt werden. Hier bieten sich aktive Antennenverstärker wie in der Dissertation von Ashraf Ramadan gezeigt an [Ram05].

Flächenantenne im Außenspiegelgehäuse

Zur metallischen Auskleidung des Fahrer- und Beifahrer-Spiegelgehäuses wird eine Kupferfolie verwendet. In einem Serieneinsatz kann diese Kupferfolie

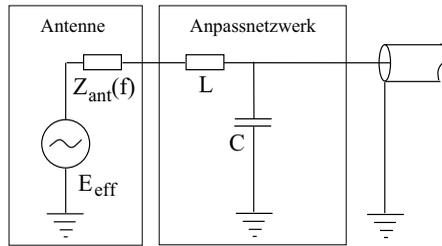


Abbildung 4.13: Schematische Darstellung der Antenne und des Anpassnetzwerks zur schmalbandigen Anpassung der Antenne an eine $Z_L = 50 \Omega$ Koaxialleitung.

durch andere Folien oder feinmaschige Drahtgeflechte ersetzt werden oder direkt als eine metallische Fläche am Spiegelgehäuse aufgedampft werden. Wie auch bei der Drahtantenne muss darauf geachtet werden, dass der Abstand vom Antennenelement zur Massefläche, der Spiegelträger, maximal ist. Eine Montage der metallischen Fläche an der Außenseite des Spiegelgehäuses ist für einen späteren Serieneinsatz sinnvoll. Für eine optimale Funktionsweise der Antenne ist zudem eine Ausführung des Spiegelträgers aus Kunststoff wünschenswert. Der Einbau der Flächenantenne in ein Spiegelgehäuse ist in Abbildung 4.14 zu sehen.

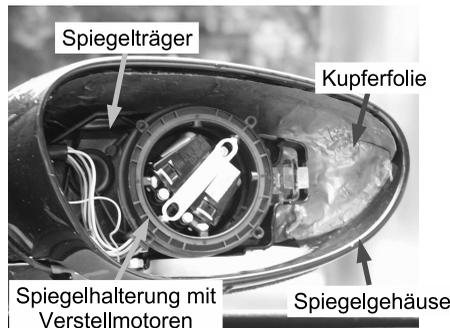


Abbildung 4.14: Kupferfolie im Außenspiegel als Antenne. Im Vordergrund die elektromechanische Spiegel Halterung und Verstellung.

Die Speisung der Antenne erfolgt ebenfalls durch ein passives Anpassnetzwerk wie in Abbildung 4.13 zu erkennen.

4.3.2 Messtechnischer Vergleich der Antennensysteme

Die Messungen wurden mit dem in Kapitel 3 vorgestellten Messsystem durchgeführt. Dabei wurden die aufgezeichneten Empfangspegel für die verschiedenen Szenarien ausgewertet. Für eine passive Drahtantenne im Spiegelgehäuse und die aktive Single Frontscheibenantenne ergibt sich bei einer Unterschreitungswahrscheinlichkeit von 0,2 ein Unterschied des Empfangspegels von 7,7 dB. Für große Empfangspegel mit einer Unterschreitungswahrscheinlichkeit von 0,8 steigt dieser Abstand auf 8,7 dB an. Die aktive Single Frontscheibenantenne weist somit eine deutlich höhere Qualität auf. Mit der passiven Flächenantenne im Spiegelgehäuse ergibt sich ein Unterschied zwischen der Flächenantenne und der aktiven Single Frontscheibenantenne von 4 dB – 10 dB. Die Pegelunterschiede der passiven Drahtantenne bzw. der Flächenantennen im Spiegelgehäuse zur aktiven Single Frontscheibenantenne können durch eine aktive Ausführung mit einem zusätzlichen Verstärker, bei ausreichendem Signal zu Rauschverhältnis vor der Verstärkung, ausgeglichen werden.

Trotz der großen Leistungsunterschiede zwischen der Serien Single Frontscheibenantenne und den passiven Spiegelantennen kann ein Scanning-Diversity die Leistungsfähigkeit derart steigern, dass geringe Empfangspegel, $P_R < -65$ dBm, seltener auftreten.

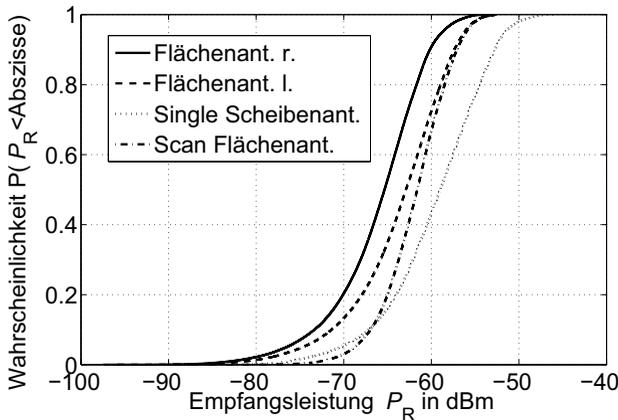


Abbildung 4.15: Kumulative Wahrscheinlichkeit der passiven Flächenantennen im Spiegelgehäuse rechts und links, Switch-Diversity für diese passiven Antennen und aktiven Single Frontscheibenantenne.

Durch das Scanning-Diversity-System kann der Empfangspegel für sehr kleine Empfangsleistungen um ca. 6 dB erhöht werden, was auf den hohen

Diversity-Gewinn dieser Antennenkombination zurückzuführen ist. Eine zusätzliche Verstärkung der Flächenantennen würde die entsprechende Kurven in Abbildung 4.15 nach rechts verschieben. Genauso würde dann die Kurve des Scanning-Diversity nach links verschoben werden. Durch die Steilheit dieser Kurve kann trotz der Verstärkung der maximale Empfangspegel eingehalten werden. Es ist damit eine weitaus bessere Empfangsqualität, abhängig vom Gewinn der Antennenverstärker, im Vergleich zur Single Frontscheibenantenne, erzielbar.

Für eine Bestimmung des Signal zu Rauschverhältnis an der jeweiligen Antennenposition wird eine Messung der Rauschleistung in einem Frequenzbereich von 70 MHz – 110 MHz durchgeführt. Dabei werden die folgenden Zustände des Fahrzeugs unterschieden:

- Nullmessung (Subscript 0): hierbei ist die Versorgungsspannung des Fahrzeugs abgeklemmt; die Versorgung eines möglichen Antennenverstärkers ist extern, außerhalb der Messkammer, untergebracht.
- Zündung ein (Subscript z): hierbei ist die Zündung des Fahrzeugs eingeschaltet.
- Motor ein (Subscript m): der Motor des Fahrzeugs ist eingeschaltet.

Mit der Single Frontscheibenantenne wurde eine mittlere Rauschleistung von $P_{ns0} = -106,5$ dBm bei Nullmessung gemessen. Als Rauschleistung mit der passiven Flächenantenne im Spiegelgehäuse links ergab sich eine mittlere Rauschleistung von $P_{nf0} = -108,5$ dBm. Der integrierte Verstärker für die Single Frontscheibenantenne erzeugt somit bei der Nullmessung ca. 2 dB mehr Rauschleistung. Der Mittelwert der empfangenen Rauschleistung bei eingeschalteter Zündung mit der Single Frontscheibenantenne ist $P_{nsz} = -98,8$ dBm, und mit der Flächenantenne $P_{nfz} = -104,6$ dBm. Durch das Einschalten des Motors wird keine gravierende Erhöhung der Rauschleistung sichtbar, $P_{nsm} = -98,5$ dBm, $P_{nfm} = -104,6$ dBm.

Durch Messungen im Stadtgebiet von Karlsruhe mit den passiven Spiegelantennen und der Single Frontscheibenantenne konnte gezeigt werden, dass durch die Antennen im Spiegelgehäuse das SNR um bis zu 6 dB, wie in Abbildung 4.16 gezeigt, verbessert werden kann.

4.4 Fazit

In diesem Kapitel wurde gezeigt, wie anhand von Simulationen Antennensysteme für Kraftfahrzeuge entworfen werden. Dazu ist nicht nur eine Betrachtung der Antennen selbst ausreichend, sondern eine vollständige Systembetrachtung, inklusive Kanal ist notwendig. Die hier vorgestellten Antennen im

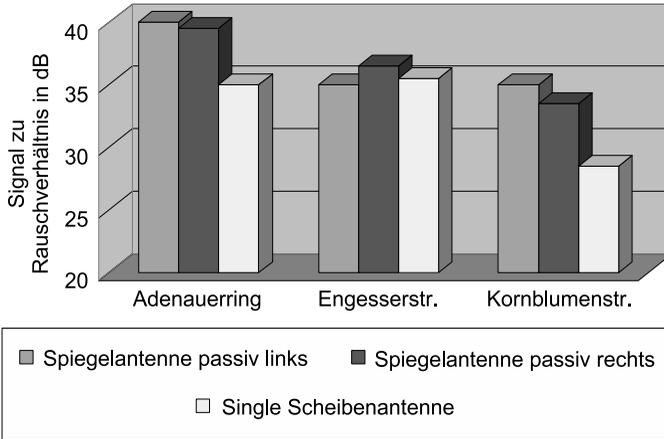


Abbildung 4.16: Signal zu Rauschverhältnis der passiven Flächenantennen im Spiegelgehäuse und der aktiven Single Frontscheibenantenne

Spiegelgehäuse haben sowohl in den Simulationen als auch in den Messungen ihr hohes Potenzial für zukünftige Diversity-Systeme für den mobilen Rundfunkempfang am Kraftfahrzeug unter Beweis gestellt.

5 Antennen zur Integration in Kleingeräte

Der Funktionsumfang kleiner mobiler Geräte ist in den letzten Jahren stark angewachsen. Diese neue Funktionalität geht einher mit einer gestiegenen Anforderung sowohl an die Datenrate als auch an die Verlässlichkeit einer Verbindung zum Datenaustausch. Ein mögliches, heute schon in vielen Bereichen standardmäßig eingesetztes Netzwerk ist das Wireless Local Area Network (WLAN). Erste WLAN Netzwerke, die nach dem 802.11b Standard arbeiten, basierten auf Direct Sequence Spread Spectrum und erzielten eine Datenrate von bis zu 11 MBit/s bei einem minimalen Empfangspegel von -87 dBm [Net06]. Dagegen kann mit den heute weit verbreiteten WLAN Systemen nach dem 802.11a/g Standard eine Datenrate von bis zu 54 MBit/s bei einem minimalen Empfangspegel von -70 dBm mit Orthogonal Frequency Division Multiplexing erzielt werden. Auch diese Datenrate wird in absehbarer Zeit nicht ausreichen um die neuen Dienste wie Kommunikations-, Video- und Datendienste in befriedigender Geschwindigkeit zu nutzen. Der Trend geht somit eindeutig zu Mehrantennensystemen, bei denen die Subkanäle im Funkkanal genutzt werden, um parallel Daten auf diesen zu übertragen. Ein Standard, der dafür geplant ist, ist der WLAN 802.11n Standard.

Schon heute beanspruchen neben Batterie, Anzeigefeld und Bedienfeld die integrierten Antennen viel Platz in einem mobilen Gerät wie beispielsweise einem PDA. Eine Miniaturisierung der Antennen für eine Integration ist somit unumgänglich. Da Antennen den Übergang zwischen einer leitungsgebundenen Welle und einer Freiraumwelle darstellen, ist ihre Größe, wie in Kapitel 2.2 beschrieben, nicht beliebig reduzierbar [McL96, Har60].

Im Kapitel 5.1 wird die Inverted-F Antenne von einer Monopolantenne abgeleitet und Möglichkeiten, wie die Fußpunktimpedanz der Antenne beeinflusst werden kann, vorgestellt. Ziel ist es vor der Miniaturisierung der tendenziell abnehmenden Fußpunktimpedanz bei der Miniaturisierung durch eine maximalen Fußpunktimpedanz der unbelasteten Antenne vorzubeugen. Durch eine symmetrische Ausführung der Inverted-F Antenne kann die Massefläche vernachlässigt und so die Antenne optimal auf kleine Platinen integriert werden. Im folgenden Kapitel 5.2 wird diese Antenne in ihrer Größe

reduziert, so dass sie in kleine mobile Geräte integrierbar ist. Hierzu wird sowohl eine induktive als auch eine kapazitive Belastung der Antenne analysiert und angewandt. Abschließend wird die Antenne durch parasitäre Elemente multibandfähig gemacht, so dass beide WLAN Frequenzbänder, bei 2,45 GHz und 5,2 GHz, gleichzeitig abgedeckt werden können.

5.1 Evolution der Inverted-F Antenne

Die wohl bekannteste Antenne ist die Dipolantenne. Ihre Länge ist mit einer halben Wellenlänge bei weitem zu groß für eine Integration in kleine mobile Geräte, wie beispielsweise einem PDA, der in Kapitel 6 vorgestellt wird. Unter Ausnutzung des Strom-Spiegelungsprinzips kann eine Hälfte der Dipolantenne durch eine unendlich ausgedehnte, leitende Ebene, senkrecht zur Dipolachse, ersetzt werden. Man erhält so eine Monopolantenne, die heute noch für die verschiedensten Dienste bei Fahrzeugen oder bei Wireless Routern zur Datenkommunikation via WLAN zu finden ist. Die Größe der Antenne ändert sich jedoch durch die unendlich große Massefläche nicht, da der minimal umschließende Kugelradius nach Definition der kleinen Antennen, Kapitel 2.2 Abbildung 2.2, das Spiegelbild der Antenne enthält.

Durch Abwinkeln des Monopols über einer leitenden Massefläche entsteht die sogenannte Inverted-L Antenne (ILA), siehe Abbildung 5.1(a). Die Armlänge parallel zur Massefläche wird als Länge L und der vertikale Teil der Antenne wird als Höhe H , Abbildung 5.1(a), bezeichnet. Analog zur Monopolantenne ist die Resonanzfrequenz von der Gesamtlänge T ab.

$$T = L + H \approx \frac{\lambda_{0,\text{res}}}{4} \quad (5.1)$$

Im Gegensatz zur Monopol-Antenne weist die ILA eine variable Eingangsimpedanz zwischen $Z_{\text{res}} = 35 \Omega$ und $Z_{\text{res}} = 3 \Omega$ und der Größe kr' in Abhängigkeit der Höhe H auf [SWKW03]. Mit steigender Höhe H nähert sich ihr Aussehen und ihre Eingangsimpedanz der eines Monopols bei Resonanz an.

Für eine variable Anpassung der Eingangsimpedanz wird an das vertikale Ende der ILA ein weiteres L-förmiges Element im Abstand D angehängt (Abbildung 5.1(b)). Durch diesen sogenannten Stub, der Länge $D + H$ kann eine Anpassung der Fußpunktimpedanz an eine bestimmte Impedanz, meist 50Ω , vorgenommen werden. Die Antenne kann so in einem weiten Bereich angepasst werden. Im Hinblick auf die Ähnlichkeit zum Buchstaben „F“ wird diese Anordnung Inverted-F Antenne genannt.

Eine ausführliche Analyse der einzelnen Parameter einer Inverted-F Antenne und deren Auswirkung auf die Resonanzfrequenz, die Fußpunktimpedanz und die Bandbreite der Antenne findet sich in [SWKW03].

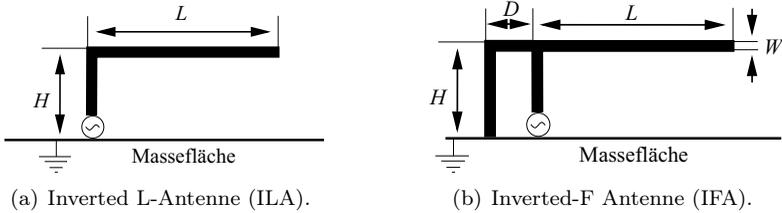


Abbildung 5.1: Prinzipieller Aufbau der Inverted L-Antenne (links) und der Inverted-F Antenne (rechts).

Durch eine Miniaturisierung einer Antenne wird tendenziell die Fußpunktimpedanz geringer und gleichzeitig nimmt die Bandbreite der Antenne ab. Ziel ist es eine möglichst hohe Fußpunktimpedanz bei einer nicht miniaturisierten Antenne zu erhalten, wenn diese als Ausgangspunkt einer Miniaturisierung verwendet werden soll.

5.1.1 Fußpunktimpedanz und Speisepunkt einer Inverted-F Antenne

Wie zuvor beschrieben wird die Resonanzfrequenz einer unbelasteten Inverted-F Antennen durch die resonante Länge T bestimmt. In diesem Fall fließt der Oberflächenstrom hauptsächlich auf dem inneren vertikalen Leiter und klingt auf dem Leiter der Länge T in ähnlicher Weise wie bei einem Monopol zur Spitze hin ab. Der Stab ist bei Resonanz nur mit einem Bruchteil des Oberflächenstromes des vertikalen Teils der Inverted-F Antenne belastet.

Es hat sich gezeigt, dass die Inverted-F Antenne mit Speisung des inneren Elements variabel an eine Impedanz, abhängig von der Höhe H , von bis zu ca. 50Ω durch Anpassung der Stablänge angepasst werden kann. Als Beispiel ist in Abbildung 5.2(b) die Fußpunktimpedanz, getrennt nach Imaginärteil $\Im(Z_i)$ und Realteil $\Re(Z_i)$, einer Inverted-F Antenne für $2,45 \text{ GHz}$ gezeigt. Bei einer Miniaturisierung hat sich gezeigt, dass eine direkte Anpassung der Antenne an 50Ω nicht mehr möglich ist.

Die Stromverteilung auf der Antenne legt nahe, die Speisung, wie in Abbildung 5.2(a) gezeigt, im Stab vorzunehmen. Hierdurch muss nur ein kleiner Teil des Oberflächenstromes durch die Quelle fließen. Wie zu erkennen in Abbildung 5.2(b) kann durch diese Veränderung der Speisung der Antenne eine bis dreimal höhere Fußpunktimpedanz, hier $Z_a = 142 \Omega$, erzielt werden. Die Resonanzfrequenz und die Bandbreite der Antenne bleiben jedoch nahezu erhalten.

Durch die Änderung des Speisepunktes ist die Inverted-F Antenne sowohl

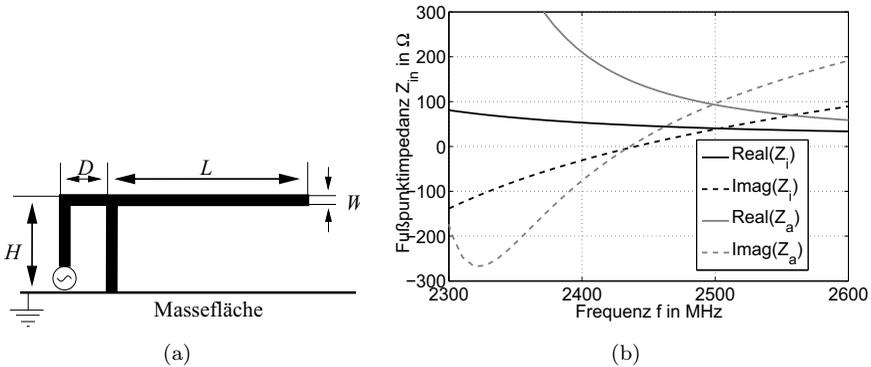


Abbildung 5.2: (a) Anregung des äußeren vertikalen Leiters und (b) Vergleich der Fußpunktimpedanz (Z_{11}) bei Speisung des inneren Leiters (Z_i) und bei Speisung des äußeren vertikalen Leiter (Z_a) der Inverted-F Antenne.

von ihrer ursprünglichen Größe, die kleiner als eine Dipolantenne ist, als auch durch ihre nun hohe Fußpunktimpedanz für eine Miniaturisierung geeignet.

5.1.2 Die symmetrische Inverted-F Antenne

Bisher wurde eine unsymmetrische Inverted-F Antenne betrachtet. Diese besitzt eine als unendlich angenommene Größe der Massefläche. Damit die Charakterisierung der Inverted-F Antenne unabhängig von der Massefläche durchgeführt werden kann, wird eine symmetrische Inverted-F Antenne für die folgenden Untersuchungen verwendet. In Abbildung 5.3 ist der Aufbau einer symmetrischen Inverted-F Antenne zu sehen. Abgesehen vom Einfluss der begrenzten Massefläche auf die Charakteristik der Antenne hat ein symmetrischer Aufbau der Antenne gerade für mobile Kleingeräte große Vorteile.

Bei einer unsymmetrischen Antenne können der Gewinn und die Fußpunktimpedanz stark durch Objekte in der Nähe der Antenne beeinflusst werden. Beispielsweise kann durch eine Hand oder ein Kopf in der Nähe der Antenne der Gewinn um 6 dB bis 10 dB reduziert werden [MFF02]. Des Weiteren wurde in [FMI⁺99] Untersuchungen durchgeführt, die eine große Reduktion der Strahlenbelastung des Nutzers bei Verwendung einer symmetrisch gespeisten Loop Antenne im Vergleich zu einer unsymmetrisch gespeisten, aufwiesen. Genauso wurde anhand einer symmetrischen bifilaren Helix Antenne gezeigt, dass die spezifische Absorptionsrate (SAR) reduziert werden kann [LVS⁺98].

Aus technischer Sicht werden Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der IC-Beschaltung für Mobiltelefone durchgeführt, die sich auf eine symmetrische Si-

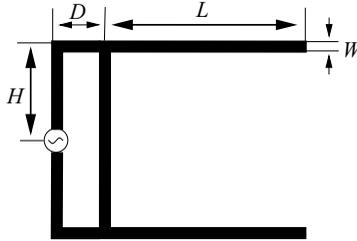


Abbildung 5.3: Aufbau der symmetrischen Inverted-F Antenne zur Miniaturisierung und zur Integration in mobile Geräte.

gnalverarbeitung und Leistungsverstärkung konzentrieren [Hei99]. Eine symmetrische Inverted-F Antenne ist nicht nur eine einfache Möglichkeit zur Untersuchung der Eigenschaften der Antennen ohne eine Massefläche, sondern kann zukünftig gewinnbringend in modernen Frontends eingesetzt werden.

Durch eine Ausführung der Inverted-F Antenne als symmetrische Antenne verdoppelt sich die Fußpunktimpedanz der Antenne. Somit wirkt sich eine Symmetrierung der Antenne positiv auf eine Miniaturisierung aus.

5.2 Größenreduktion einer Inverted-F Antenne

Im Folgenden wird von einer symmetrischen, auf einem Substrat geätzten Inverted-F Antenne ausgegangen. Die Resonanzfrequenz der unbelasteten Inverted-F Antenne wird wieder durch die resonante Länge T bestimmt, siehe dazu auch Gleichung (5.1). Die einzelnen Leitungstücke werden gemäß [RM97] in einem Leitungsmodell für ideale, verlustfreie Materialien nach Abbildung 5.4 zusammengefasst.

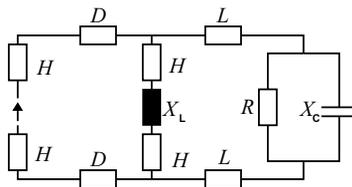


Abbildung 5.4: Leitungsmodell der Inverted-F Antenne.

Die einzelnen Leitungstücke D , L und H werden durch ihre Länge in Bezug auf die Wellenzahl angegeben. Für eine unbelastete Inverted-F Antenne sind X_C und X_L nicht vorhanden. R ist der Strahlungswiderstand und erzeugt die Strahlungsverluste.

Für eine Reduktion der Größe der Antenne werden die Blindwiderstände X_C und X_L in das Modell eingebracht [SWSW04]. Das Leitungsmodell der Inverted-F Antenne lässt sich daher zu einem Schwingkreis vereinfachen, dessen Resonanzfrequenz proportional zu den Blindelementen verändert wird.

$$f_{\text{res}} \propto \frac{1}{\sqrt{X_C X_L}} \quad (5.2)$$

Das Leitungsmodell aus Abbildung 5.4 entspricht somit dem Leitungsmodell eines Resonators mit induktiven und kapazitiven Anteilen und einem Strahlungswiderstand R .

Entsprechend dem Leitungsmodell zeigt Abbildung 5.5, an welcher Stelle die Inverted-F Antenne zusätzlich reaktiv durch X_L einer Induktivität und X_C einer Kapazität, belastet werden kann.

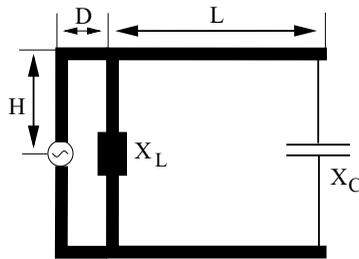


Abbildung 5.5: Inverted-F Antenne mit reaktiven Elementen X_L und X_C .

Eine induktive Last X_L am ehemaligen Fußpunkt des resonanten Teils der Inverted-F Antenne kann die elektrische Länge dieses Teils der Antenne verkürzen. Gleichermäßen wirkt eine Kapazität X_C am offenen Ende des resonanten Teils der Inverted-F Antenne als eine elektrische Verlängerung. Beide Maßnahmen führen somit zu einer Reduktion der Größe der Antenne. Beide aufgeführten Maßnahmen werden folgend genauer betrachtet.

5.2.1 Induktive Belastung

Eine Induktivität kann wie oben beschrieben und in Abbildung 5.5 gezeigt in den resonanten Teil der Inverted-F Antenne eingesetzt werden. Folgend wird für die Untersuchung eine unbelastete Inverted-F Antenne mit einer Resonanzfrequenz von 2,44 GHz mit einer zusätzlichen Induktivität belastet. In Abbildung 5.6 ist diese Antenne, auf das Substrat Duroid 5880 mit einer Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 2,2$ geätzt, gezeigt. Als Beispiel ist hier eine 5 nH

Spule im Design der Antenne angebracht. Die Größen der Antenne werden relativ zur Wellenlänge der unbelasteten Antenne, hier bei 2,44 GHz, in Tabelle 5.1 angegeben.

Länge	in $\lambda/100$
H	8
L	16
D	3
W	1,5

Tabelle 5.1: Größen der unbelasteten Inverted-F Antenne zur Untersuchung einer induktiven Belastung.

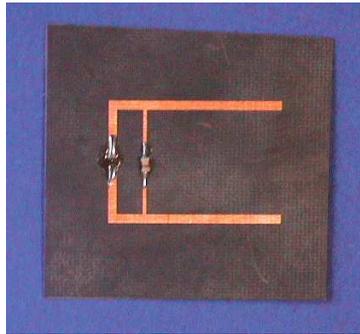


Abbildung 5.6: Inverted-F Antenne mit Spule in der Mitte des inneren vertikalen Leiters.

In Abbildung 5.7 ist das Simulationsergebnis für die Fußpunktimpedanz, Resonanzfrequenz und Bandbreite für eine variierende Induktivität aufgetragen. Ein diskretes Bauelement in Form einer Spule senkt diese drei Werte ab, wie an diesem Ergebnis zu erkennen ist. Es kann so bei gleich bleibender Resonanzfrequenz die Antenne verkleinert werden. Schon kleine Induktivitäten mit Werten unterhalb 20 nH bewirken einen starken Abfall der Resonanzfrequenz gemäß Gleichung (5.2) von ursprünglich 2,44 GHz auf 2,1 GHz. Dies entspricht einer relativen Änderung von 5%. Dabei sinkt jedoch die Fußpunktimpedanz von ursprünglich 150 Ω auf 20 Ω . Dies bedeutet eine relative Änderung um 70%. Die Bandbreite reduziert sich von 3,5% auf 2,4%.

Hier wird nochmals deutlich, dass eine maximale Eingangsimpedanz als Ausgangspunkt notwendig ist. Wird die vertikale Leitung des resonanten Teils der Inverted-F Antenne zusätzlich in der Breite reduziert, so reduziert sich die Impedanz der Antenne nochmals. Es entsteht durch diese dünne Leitung eine

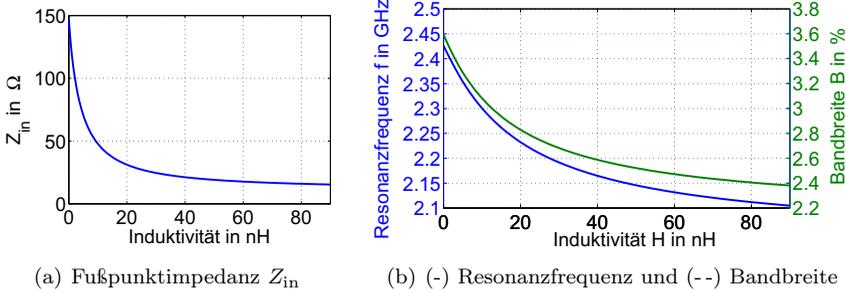


Abbildung 5.7: Einfluss einer zusätzlich eingefügten Induktivität L bei einer Resonanzfrequenz der unbelasteten Inverted-F Antenne von $f_0 = 2,44$ GHz.

Frequenz / MHz	$L' = 0,15 \lambda$	$L' = 0,16 \lambda$	$L' = 0,17 \lambda$	$L' = 0,18 \lambda$
900 MHz	195 nH	97 nH	46,2 nH	19 nH
1800 MHz	108 nH	48,5 nH	23,1 nH	9,5 nH
2450 MHz	84 nH	36 nH	17 nH	7 nH
5250 MHz	39,4 nH	16,6 nH	8 nH	3,3 nH

Tabelle 5.2: Benötigte Induktivität, um mit verkürzter Armlänge L' auf Resonanzfrequenz mit $L_0 = 0,19 \lambda_0$ zu kommen.

zusätzliche Induktivität, die jedoch im Vergleich zur konzentrierten Induktivität vernachlässigbar ist.

Für die Vollständigkeit der Studie wurden weitere Simulationen für verschiedene Frequenzen durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.2 zusammengefasst. Für diese Simulationen wurde von einer unbelasteten Inverted-F Antenne mit den folgenden Größen ausgegangen.

- $f_0 = 2,44$ GHz
- $\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} = 12,3$ cm
- $L = 0,19 \lambda_0$
- $H = 0,07 \lambda_0$
- $D = 0,03 \lambda_0$
- $W = 0,015 \lambda_0$.

Im Folgenden wurden Messungen durchgeführt, die oben gemachte Simulationen bestätigen. Dazu wurde eine Inverted-F Antenne mit einer Höhe von

$H = 0,08 \lambda$, einer Länge $L = 0,16 \lambda$ und einer Stublänge $D = 0,05 \lambda$ aufgebaut. Die Leiterbreite wurde für die äußere Struktur gemäß Abbildung 5.6 mit $0,015 \lambda$ und die Dicke des vertikalen inneren Teils der Inverted-F Antenne mit $0,005 \lambda$ festgelegt. Durch den dünnen vertikalen Leiter wurde die Impedanz von 160Ω auf 85Ω reduziert. Die Anpassung der unbelasteten Inverted-F Antenne mit dünnem Innenleiter ist in Abbildung 5.8(a) zu sehen. Eine eingebaute Induktivität von 22 nH senkt die Resonanzfrequenz dieser Inverted-F Antenne derselben Größe um 250 MHz von $2,38 \text{ GHz}$ auf $2,13 \text{ GHz}$ ab. Die relative Bandbreite verkleinert sich gleichzeitig von $7,2\%$ auf $3,2\%$. Dieses Verhalten entspricht den Simulationsergebnissen.

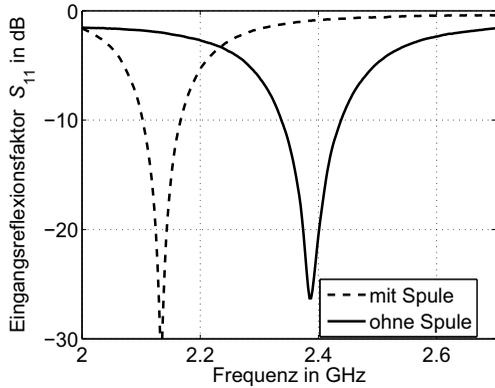
Diese Messungen zeigen nur einen Trend, eine exakte Übereinstimmung ist durch die vorhandenen parasitären Einflüsse der Anschlüsse der Induktivitäten nicht zu erreichen. Je nach Größe und ursprünglicher Resonanzfrequenz der Antenne haben die eingesetzten Induktivitäten unterschiedlichen Einfluss auf das Verhalten der Inverted-F Antenne. Im Folgenden wird daher eine auf 5 GHz optimierte Inverted-F Antenne mit verschiedenen Induktivitäten belastet. Da die Gesamtstruktur im Verhältnis zu den Bauteilen kleiner als bei $2,44 \text{ GHz}$ ist, ist ein stärkerer Einfluss der Spulen auf die Resonanzfrequenz zu erwarten.

Mit steigender Induktivität von 5 nH bis 22 nH sinkt die gemessene Resonanzfrequenz ab, Abbildung 5.8(b). Die variierende Anpassung ist auf das verwendete Speisetzwerk mit festem Wellenwiderstand von 50Ω zurückzuführen. Durch die eingesetzten Spulen ändert sich die Fußpunktimpedanz und daher der Reflexionsfaktor beim Übergang vom Speisetzwerk zur Antenne.

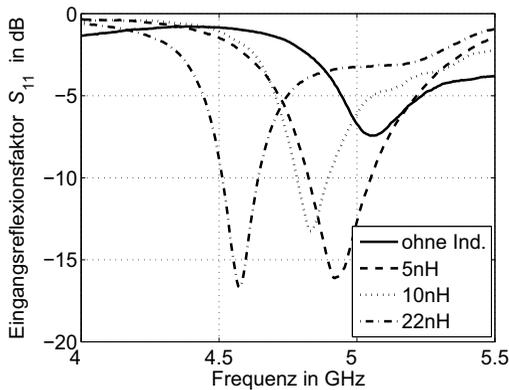
Den Gewinn an der entsprechenden Resonanzfrequenz zeigt Abbildung 5.9. Eine induktive Belastung mit $L = 22 \text{ nH}$ hat nahezu keinen Einfluss auf den Gewinn. Aus Abbildung 5.8(b) wird ersichtlich, dass bei der Inverted-F Antenne ohne Induktivität die Anpassung bei der Resonanzfrequenz um 10 dB geringer ausfällt als bei der Inverted-F Antenne mit einer zusätzlichen Induktivität. Der maximale Gewinn liegt jeweils knapp unter 2 dBi , was den Anforderungen zur Integration in kleine, tragbare Geräte genügt.

5.2.2 Planare Ausführung einer induktiven Belastung

Der Herstellungsaufwand kann weiter reduziert werden, indem anstatt teurer diskreter Bauelemente die Induktivität planar ausgeführt wird. Auf dem Gebiet der Hochfrequenzhalbleiterschaltungen gibt es umfassende Vorlagen zu planaren Ausführungsformen von Induktivitäten [Sat71, WTS⁺01], jedoch beschränken sich diese jeweils auf Mikrostreifenleitungen mit Massefläche. Studien aus der Mikrostreifenleitungstheorie empfehlen Mäanderstrukturen [MD05] zur Erzeugung von Induktivitäten. Es handelt sich um rechtwinklig gebogene Leitungen, die abwechselnd entgegen ihrer Flussrichtung zeigen.



(a)



(b)

Abbildung 5.8: (a) Gemessene Anpassung einer Inverted-F Antenne bei 2,45 GHz ohne und mit zusätzlicher Induktivität $L = 22 \text{ nH}$. (b) Gemessene Anpassung einer Inverted-F Antenne bei 5,2 GHz mit unterschiedlicher induktiver Belastung.

Auf dem Gebiet des IC-Design werden zur Herstellung von Widerständen ebenfalls mäanderförmige Leitungen verwendet [MD05]. Hier ist jedoch das Ziel die Leitungslänge zu erhöhen und dadurch die Impedanz zu erhöhen. Dennoch können Teile der Ergebnisse beim Design eines Mäanders als Induktivität verwendet werden. Eine Mäanderstruktur mit Ersatzschaltbild ist in den Abbildungen 5.10(a) und 5.10(b) gezeigt.

Die Kapazität C_m ist die Kapazität zwischen den parallelen Leitungen des Mäanders. C_{top} ist die Kapazität durch die Streufelder der Oberfläche der Mä-

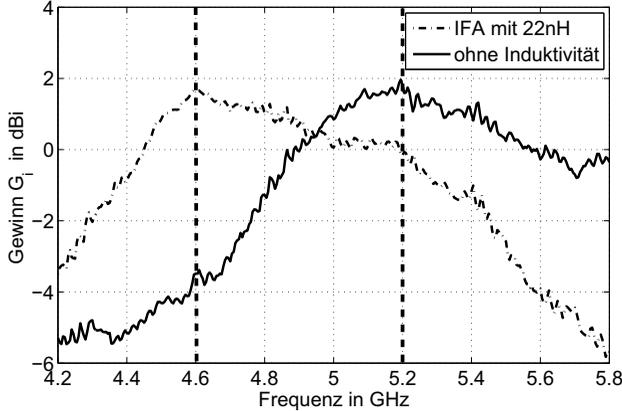


Abbildung 5.9: Gewinnmessung der Inverted-F Antenne für eine Frequenz von 5,2 GHz in Hauptstrahlrichtung mit und ohne induktive Belastung ($L = 22$ nH).

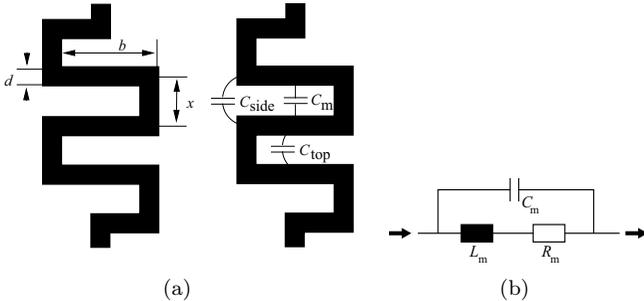


Abbildung 5.10: (a) Ausschnitt aus der mäanderförmigen Leitung zur Erzeugung einer Induktivität und (b) Ersatzschaltbild.

anderstruktur, R_m sind die Leitungsverluste und L_m ist die Induktivität der Leitung. Die Kapazitäten der Seitenflächen sind im Vergleich zu den parallelen Anteilen vernachlässigbar. In Abbildung 5.10(b) ist das Ersatzschaltbild eines Mäanders gezeigt. Die Kapazität ist parallel zur Induktivität und den Leitungsverlusten, die demgegenüber in Serie sind. Die Kapazitäten C_m kann nach der folgenden Gleichungen berechnet werden [MD05]

$$C_m = \varepsilon_0 \varepsilon_{r,\text{eff}} \frac{t_{\text{cu}} b}{(x-d)N} \quad (5.3)$$

wobei N die Anzahl der parallelen Leitungen des Mäanders und t_{cu} die Dicke

der Kupferschicht ist. Die Induktivität des Mäanders ergibt sich zu [MD02]

$$L_m = \mu \frac{(x-d)Nb}{t_{\text{cu}}} \quad (5.4)$$

Wie zu erkennen stehend die Parameter N , t_{cu} und $(x-d)$ aus den Gleichungen (5.3) und (5.4) für die Optimierung des Mäanders als Induktivität zur Verfügung. Zur Erhaltung der äußeren Höhe $2H$ wird der Mäander mit geraden, vertikalen Leiterstücken zum horizontalen Arm hin erweitert. Dabei wirkt sich die Anzahl der parallelen Leitungen N , die Dicke der Kupferschicht und der Abstand der parallelen Leitungen antiproportional auf die Induktivität und die Kapazität aus. Gleichung (5.3) kann in Gleichung (5.4) eingesetzt werden. Es ergibt sich der einfache Zusammenhang nach folgender Gleichung:

$$L_m = \mu \varepsilon_0 \varepsilon_{r,\text{eff}} \frac{b^2}{C_m} = c_m^2 \frac{b^2}{C_m} \quad (5.5)$$

wobei c_m die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium ist. An dieser Gleichung wird deutlich, dass die Induktivität und die Kapazität des Mäanders stark gekoppelt sind. Mit X_L der Impedanz einer Induktivität und X_C der Impedanz einer Kapazität ergibt sich für das in Abbildung 5.10(b) gezeigt Ersatzschaltbild des Mäanders die Impedanz zu:

$$Z_m = \frac{X_C(\cdot X_L + R_m)}{X_C + (X_L + R_m)} \quad (5.6)$$

Eine Inverted F-Antenne mit Mäanderstruktur wird gemäß Abbildung 5.11 aufgebaut. Zur Optimierung der Antenne entstehen durch den Mäander vier

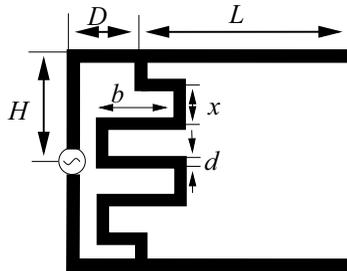


Abbildung 5.11: Aufbau einer Inverted-F Antenne mit Mäanderstruktur.

weitere Freiheitsgrade zur Bestimmung der Resonanzfrequenz:

- die Windungszahl N ,

- der Abstand x zwischen den Leitungen,
- die Leiterdicke d ,
- die Windungsbreite b .

Bei sonst gleich bleibenden Parametern erhöht die Anzahl N der Windungen die relative Länge der Mäanderleitung. Wie aus obigen Gleichungen ersichtlich wächst sowohl die Kapazität als auch die Induktivität linear mit der Anzahl N der Windungen. Wenn die einzelne Windung induktiv ist, so steigt die Induktivität der Mäanderstruktur linear mit der Anzahl der Windungen. In Abbildung 5.12 ist sowohl das Simulationsergebnis als auch das Messergebnis für eine Windungsanzahl von $N = 0 \dots 8$ gezeigt.

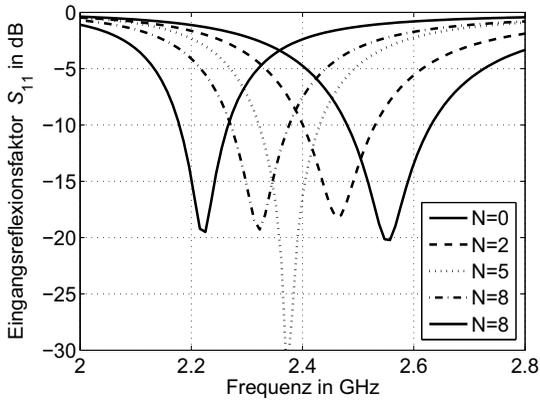
Sowohl für die Messung als auch die Simulation wurden alle übrigen Parameter außer der Windungsanzahl N konstant gehalten. In der Simulation nach Abbildung 5.12(a) fällt die Resonanzfrequenz mit wachsender Windungsanzahl stetig ab. Ein identischer Trend ist in Abbildung 5.12(b) der Messungen zu beobachten. Die relative Bandbreite sinkt von 5,9% bei 2,55 GHz bis auf 4,5% bei 2,32 GHz.

Durch eine zusätzliche Verbreiterung der Windungsbreite b kann die Induktivität, wie aus den obigen Formeln (5.3) und (5.4) ersichtlich, vergrößert werden. In Abbildung 5.13 ist das Simulationsergebnis und das Messergebnis für eine Breite des Mäanders von $b = 0,04 \lambda$ und $b = 0,05 \lambda$ gezeigt. Dabei sind die restlichen Parameter der Inverted-F Antenne wie im vorherigen Abschnitt festgelegt. Der Mäander zur induktiven Belastung hat 8 Windungen.

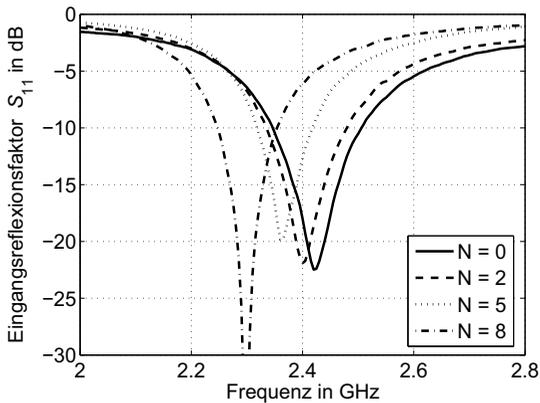
Abschließend wird eine Gewinnmessung durchgeführt. Für einen Vergleich wird der Gewinn einer unbelasteten Inverted-F Antenne und der mit einer diskreten Spule mit 22 nH belasteten Inverted-F Antenne mit in Abbildung 5.14 eingezeichnet. Hier wurde eine Inverted-F Antenne mit 5 Windungen und einer Breite des Mäanders von $b = 0,04 \lambda$ verwendet. Die übrigen Parameter wurden wie oben beschrieben eingesetzt. Wie zu erkennen ergibt sich für die Antennen ein ausreichender Gewinn zwischen 1,6 dBi und 2 dBi. Die Frequenzpunkte der maximalen Gewinne, die sich im jeweiligen Resonanzbereich der entsprechenden Antenne befinden, sind durch die vertikalen, gestrichelten Linien in Abbildung 5.14 gekennzeichnet.

5.2.3 Planare Ausführung einer kapazitiven Belastung

In Abbildung 5.15 schließt sich am Ende der horizontalen Arme jeweils eine zusätzliche metallische Fläche an. Sie hat jeweils die Länge u und die Höhe v und bildet die kapazitive Belastung. Die Kapazität wird bestimmt durch die Permittivität des Dielektrikums, den Abstand $d_c = 2H - 2v$ zwischen den Metallarmen und der Länge u zwischen den Metallplatten. Hier ergibt sich



(a)



(b)

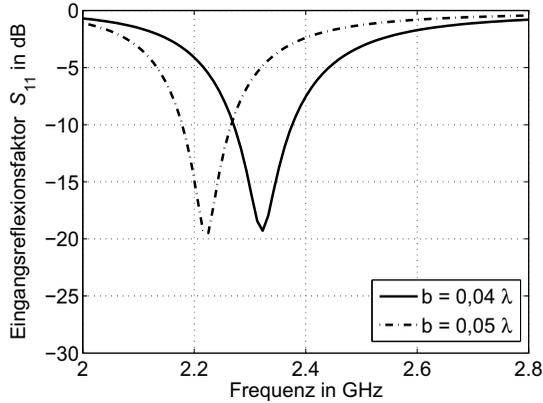
Abbildung 5.12: Abhängigkeit der Anpassung von der Windungszahl N des Mäanders (a) Simulationsergebnis und (b) Messergebnis.

die Kapazität äquivalent zu Gleichung (5.3), wobei $N = 1$. Es ergibt sich so die Kapazität zu

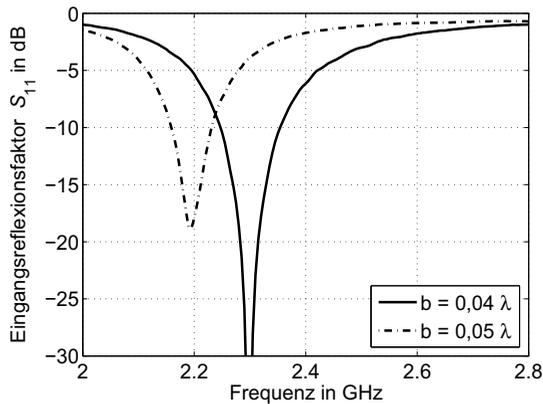
$$C \sim \varepsilon \frac{u}{2H - 2v} \quad (5.7)$$

Abbildung 5.15 zeigt die Abbildung einer kapazitiv belasteten Inverted-F Antenne.

Die Höhe v legt den Abstand zwischen den beiden Rechtecken aus Kupfer fest. Gemäß Gleichung (5.7) vergrößert sich die Kapazität am Ende der resonanten Struktur. Diese Struktur erscheint elektrisch länger, was zu einer



(a)



(b)

Abbildung 5.13: Einfluss der Breite b des Mäanders auf die Anpassung und die Resonanzfrequenz. (a) Simulationsergebnis und (b) Messergebnis.

geringeren Resonanzfrequenz führt. Die Impedanz bei Resonanz wird auch bei dieser Möglichkeit der Reduktion der Größe je nach eingesetzter Kapazität stark reduziert. In Abbildung 5.16(a) ist der Einfluss der Breite u und der Höhe v auf die Impedanz bei Resonanz, anhand eines Simulationsergebnisses, gezeigt.

Wie zu erkennen, hat die Höhe v der Kapazität einen stärkeren Einfluss auf die Resonanzfrequenz als die Breite u der Kapazität. Der Verlauf der Resonanzfrequenz zwischen einer Ausdehnung in Richtung u und einer festen Breite von $v = 0,04 \lambda$ ist monoton fallend. Die Resonanzfrequenz verändert

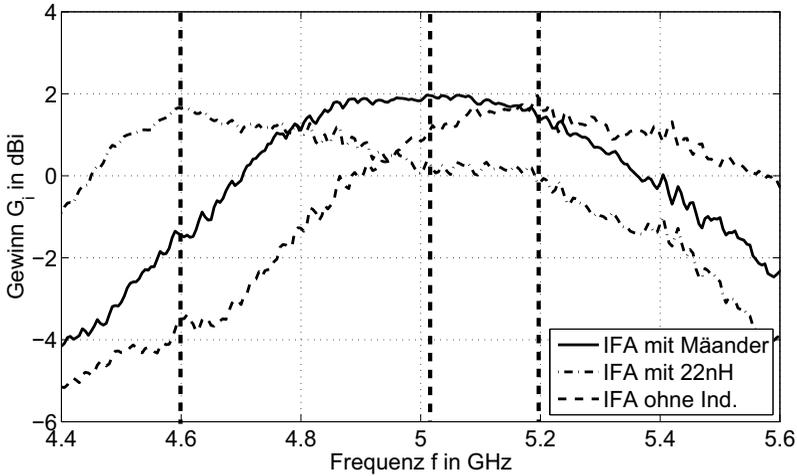


Abbildung 5.14: Gemessener Gewinn in Hauptstrahlrichtung mit induktiver Belastung durch Mäander, konzentrierter Induktivität und ohne Induktivität.

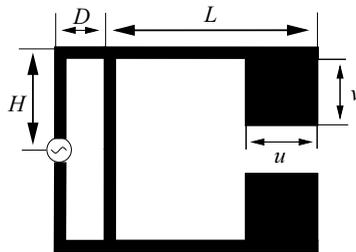
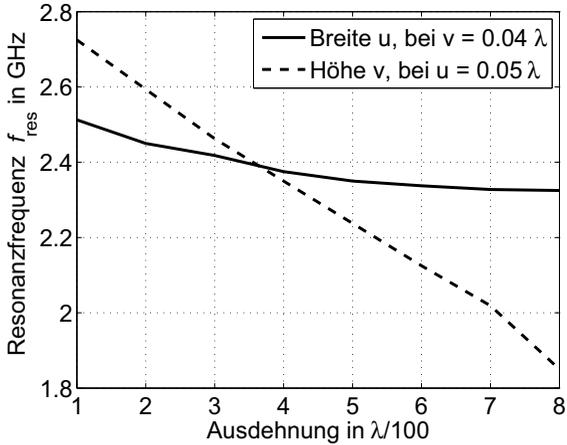
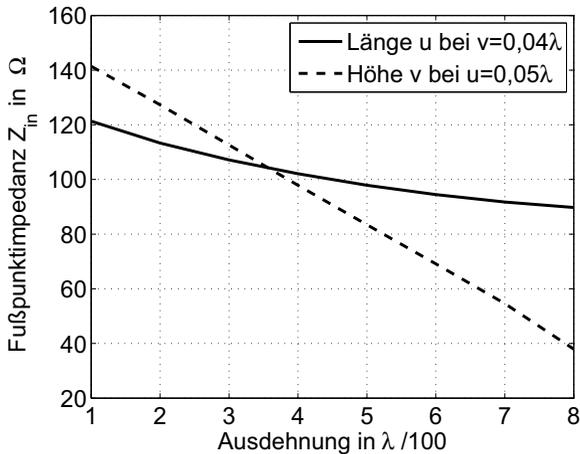


Abbildung 5.15: Planare Ausführung der kapazitiven Belastung.

sich jedoch ab einer Breite der Kapazität von $u = 0,06 \lambda$ nur noch sehr wenig. Auch die Impedanz ist bei einer Vergrößerung der Breite monoton fallend. Sowohl die Impedanz als auch die Resonanz haben im Fall der Variation der Breite u einen Grenzwert. Demgegenüber ist der Einfluss der Höhe v deutlich stärker ausgeprägt. Die Abnahme der Resonanzfrequenz und der Impedanz ist nahezu linear mit dem Abstand für $v = 0,01 \lambda$ bis $v = 0,07 \lambda$, siehe dazu auch Abbildung 5.15. Pro $0,01 \lambda$ fällt die Resonanzfrequenz um 120 MHz, gleichzeitig fällt die Impedanz um ca. 15Ω pro $0,01 \lambda$.



(a)



(b)

Abbildung 5.16: Mit metallischen Rechtecken kapazitiv belasteten Inverted-F Antenne bei $f_0 = 2,44$ GHz. (a) Änderung der Resonanzfrequenz und (b) Änderung der Fußpunktimpedanz.

5.3 Miniaturisierung einer Inverted-F Antenne

Die kapazitive und die induktive Belastung einer Inverted-F Antenne können gleichzeitig eingesetzt werden. Damit kann diese Antenne enorm verkleinert werden [SWKW04]. Die Größenreduktion der Antenne wird durch die gefor-

derte Bandbreite von beispielsweise 85 MHz im ISM-Band bei $f_0 = 2,44$ GHz, $f = 2,4$ GHz – 2,485 GHz und der minimalen Impedanz beschränkt. Abbildung 5.17 zeigt sowohl eine Zeichnung der miniaturisierten Inverted-F Antenne mit den einstellbaren Größen als auch ein Abbildung dieser Antenne 5.17(a).

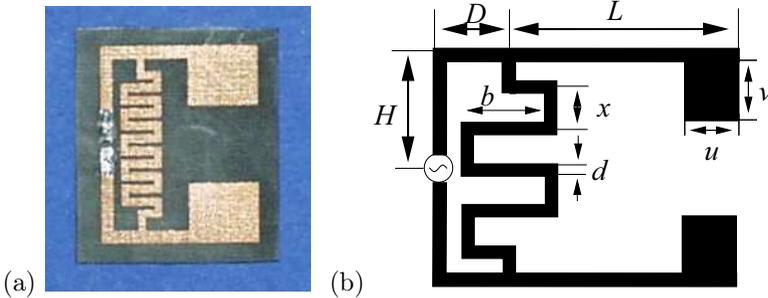


Abbildung 5.17: (a) Abbildung einer monobandigen, miniaturisierten Inverted-F Antenne für 2,45 GHz und (b) schematische Zeichnung für eine Bestimmung der Parameter der Antenne.

Im mittleren resonanten Teil ist die Mäanderstruktur zu sehen, gleichzeitig ist diese Antenne durch die metallischen Rechtecke am Ende der resonanten Struktur kapazitiv belastet. Für diese Untersuchung wurde die Inverted-F Antenne auf einem Substrat RT/Duroid 5880 mit einer Substratdicke von 0,5 mm aufgebaut. Die äußeren Abmessungen des Substrats betragen in der Höhe 2,0 cm und in der Breite 1,7 cm. Die relativen Größen der Inverted-F Antennen Struktur sind in Tabelle 5.3 für eine Resonanzfrequenz von $f_0 = 2,44$ GHz gegeben.

Länge	in $\lambda/100$	Länge	in $\lambda/100$
H	8	L	10,5
D	3	W	1

Tabelle 5.3: Größen der Grundstruktur der Inverted-F Antenne zur Miniaturisierung.

Als kapazitive Belastung werden metallische Flächen mit den Größen $u = 6 \lambda/100$ und von $v = 4,6 \lambda/100$ eingesetzt. Die Größen des Mäanders sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst.

Der erzielte Kugelradius $kr' = 0,68$ liegt damit deutlich unter der für kleine Antennen geforderten Grenze. Der minimale Kugelradius für eine unbelastete Inverted-F Antenne liegt bei $kr' = 0,79$. Im Vergleich zu dieser

Länge	in $\lambda/100$	Länge	in $\lambda/100$
x	0,8	d	0,4
b	0,6	N	5 (Windungen)

Tabelle 5.4: Größen der Mäanderstruktur zur Miniaturisierung der Inverted-F Antenne.

Antenne ist die Größenreduktion 14 %. Im Vergleich zu einem idealen Dipol mit $kr' = 1,57$ ist die Größenreduktion 56%.

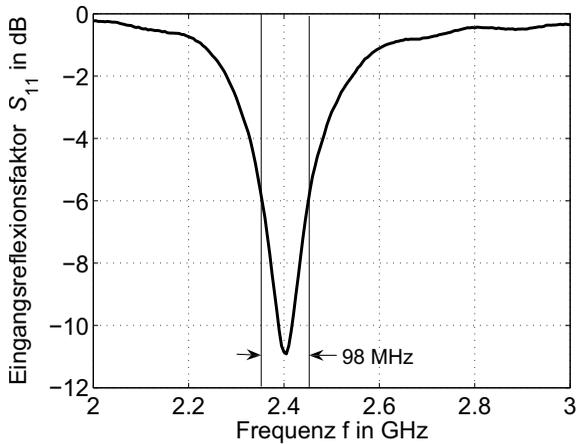
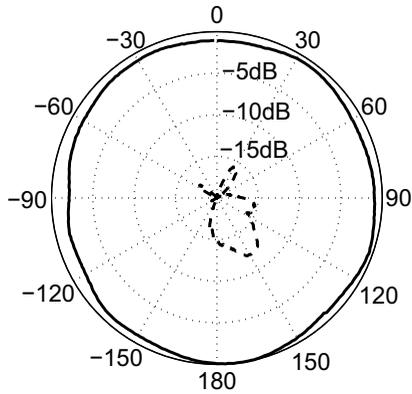


Abbildung 5.18: Gemessene Anpassung der miniaturisierten Inverted-F Antenne.

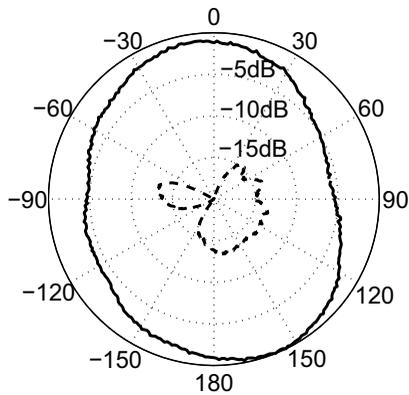
Eine Inverted-F Antenne der gleichen äußeren Abmessungen ohne reaktive Belastung hat eine Resonanzfrequenz von 3,3 GHz. Das Messergebnis der Anpassung für diese miniaturisierte Inverted-F Antenne zeigt Abbildung 5.18. Mit der induktiven und kapazitiven Belastung wird eine Absenkung der Resonanzfrequenz um mehr als 850 MHz erreicht. Die -6 dB-Bandbreite ist mit 98 MHz und 3,9 % über der geforderten 3,5% relativen Bandbreite für WLAN im ISM Band.

Der gemessene maximale Gewinn dieser Antenne reicht von 0 dBi bis 2,4 dBi in Hauptstrahlrichtung.

Die gemessene Richtcharakteristik bei $f_0 = 2,44$ GHz ist in Abbildung 5.19 gezeigt. Im Azimut wird eine nahezu omnidirektionale Abstrahlung der Antenne erreicht, Abbildung 5.19(a). In Elevation, Abbildung 5.19(b), sind die dipoltypischen Einzüge bei ± 90 Grad ansatzweise zu erkennen. Die Kreuzpo-



(a) Azimut



(b) Elevation

Abbildung 5.19: Gemessenes Richtdiagramm der miniaturisierten Inverted-F Antenne bei $f_0 = 2,44$ GHz (a) im Azimut und (b) in Elevation. Gestrichelt eingetragen ist jeweils die Kreuzpolarisation.

larisation ist um mehr als 10 dB unterdrückt.

5.4 Multiband Inverted-F Antenne

Damit beide WLAN Frequenzbänder bei 2,45 GHz und 5,2 GHz abgedeckt werden können, muss ein weiteres resonantes Element in das Antennendesign eingebracht werden. In [NIS⁺98] wird ein berührungslos angekoppeltes parasitäres Element vorgeschlagen. Damit eine möglichst gute Kopplung zwischen der Speisung und dem parasitären Element erzielt wird, muss das parasitäre Element so nah wie möglich am Speisepunkt positioniert werden. Die Ausrichtung des parasitären Elements und des vertikalen Leiters der Antenne muss parallel zueinander sein. Für eine Reduktion der Größe wird das resonante parasitäre Element in einer Höhe H_u abgewinkelt. Das parasitäre Element erhält so die Form einer Inverted-L Antenne, die jedoch keine Speisung enthält. Abbildung 5.20 zeigt eine mögliche Anordnung des parasitären Elements.

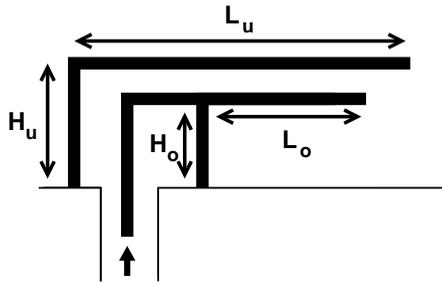


Abbildung 5.20: Inverted-F Antenne mit zusätzlichem parasitärem Element der Länge L_u und Höhe H_u .

Es ergibt sich die resonante Länge T_u äquivalent zur resonanten Länge einer Inverted-F Antenne.

$$L_u + H_u = T_u \approx \frac{\lambda_u}{4} \quad (5.8)$$

Die durch das parasitäre Element erzeugte zusätzliche Resonanz kann für verschiedene Zwecke eingesetzt werden. Stimmen die resonante Länge des zusätzlichen Elements T_u nahezu mit der resonanten Länge der Inverted-F Antenne T überein, so wird das bestehende Frequenzband vergrößert [NIS⁺98]. Ein zusätzliches, getrenntes Frequenzband wird angeregt, wenn sich die Längen T_u und T ausreichend unterscheiden.

Je kleiner die Bandbreiten der Inverted-F Antenne und des parasitären Elements sind, desto geringer kann der Abstand der Resonanzen gewählt werden.

Während die Abmessungen der Inverted-F Antenne die obere Frequenz festlegen, bestimmt T_u die untere Frequenz. Die Dimensionen der Inverted-

F Antenne können somit auf eine Resonanzfrequenz von $f_o = 5,2$ GHz und die Dimensionen des parasitären Elements auf eine Resonanzfrequenz von $f_u = 2,44$ GHz eingestellt werden.

Durch die wechselseitige Kopplung strahlen immer beide Strukturen und beeinflussen sich daher gegenseitig, so dass eine nachträgliche Abstimmung der Leitungslängen auf die gewünschten Resonanzfrequenzen nötig ist. Prinzipiell können noch weitere parasitäre Elemente um die Antenne angeordnet werden. Je nach Ausrichtung und Länge der zusätzlichen Leiterstrukturen können somit weitere Resonanzen und somit weitere Frequenzbänder angeregt werden. Die Anpassung wird jedoch durch die Kopplung der parasitären Elemente untereinander und der Inverted-F Antenne mit jedem weiteren parasitären Element komplexer. Es ist daher ratsam maximal zwei parasitäre Elemente zu verwenden.

5.4.1 Abgewinkelte symmetrische dualbandige Inverted-F Antenne

Für die Integration von Antennen für MIMO in flache Geräte wie PDAs, mit einer Höhe zwischen 1 cm und 2 cm, kann eine planare Inverted-F Antenne nur im Azimut um den Normalenvektor auf dem Substrat verdreht angeordnet werden. Für eine Reduktion der Kopplung der Antennen untereinander, eine Reduktion der Leistungskorrelation und eine Erhöhung der Polarisations- und Patterndiversität kann die symmetrische Inverted-F Antenne in der Mitte des vertikalen Teils, entlang der Symmetrielinie, wie im Abbildung 5.21 zu sehen, geknickt werden.

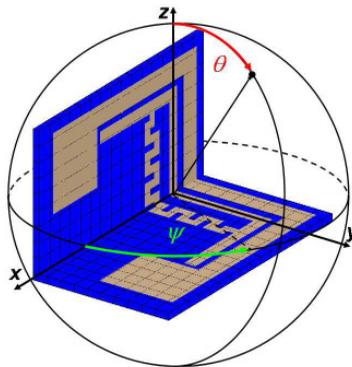


Abbildung 5.21: Simulationsmodell der abgewinkelten, symmetrischen, miniaturisierten und dualbandigen Inverted-F Antenne

Durch diese Designänderung werden die Resonanzfrequenzen der Antenne

im unteren Frequenzbereich bei 2,45 GHz um ca. 80 MHz und im oberen Frequenzbereich um etwa 250 MHz erhöht. Sowohl H_u als auch H_o werden diesen neuen Bedingungen angepasst [SKW06]. In Abbildung 5.22 ist der simulierte Reflexionsfaktor sowohl für eine nicht geknickte als auch für die geknickte Antenne dargestellt.

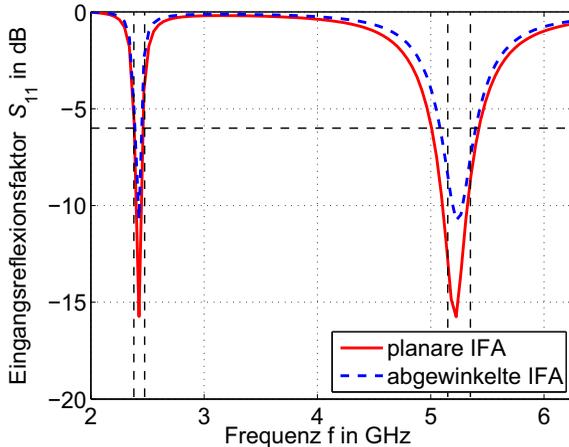
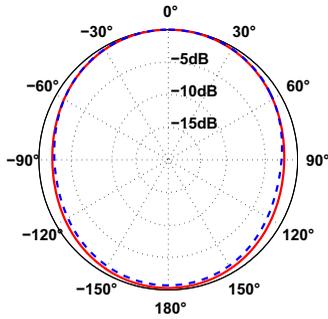


Abbildung 5.22: Eingangreflexionsfaktor S_{11} der abgewinkelten (—) und der planaren (- -) dualbandigen Inverted-F Antenne bei Anpassung auf dieselben Resonanzfrequenzen

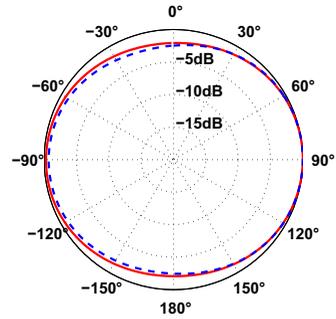
Durch das Knicken der Antenne entlang der Symmetrieachse wird die Richtcharakteristik um diese Achse um 45° gedreht. In Abbildung 5.23 sind die simulierten Richtcharakteristiken im Azimut und Elevation gezeigt. Im Azimut und in Elevation tritt ein nahezu gleichförmiges Abstrahlverhalten auf, wobei die Richtcharakteristik im Azimut bei $\pm 90^\circ$ und in Elevation bei 0° und 180° jeweils um 2 dB reduziert ist.

5.5 Fazit

Ausgehend von einer Inverted-F Antenne konnten verschiedene Möglichkeiten zur Einstellung der Antenne gezeigt werden, welche zu einer ausgezeichneten Ausgangslage zur Miniaturisierung der Antenne beitragen können. Durch die Verwendung von parasitären, resonanten Elementen kann die Antenne multibandfähig gemacht werden, was für eine WLAN-Antenne Grundlage ist. Zur Integration wird diese Antenne an der Symmetrieachse der Antenne geknickt, was sowohl eine Erhöhung der Polarisationsdiversität als auch der Diversität



(a) Richtdiagramm im Azimut



(b) Richtdiagramm in Elevation

Abbildung 5.23: Richtcharakteristik der abgewinkelten Inverted-F Antenne im Azimut und in Elevation für 2,45 GHz (—) und 5,2 GHz (---).

der Richtcharakteristik zur Folge hat. Sie ist damit geeignet für eine Integration in ein kleines, flaches und mobiles Gerät wie einen PDA.

6 Integration von Inverted-F Antennen

Im vorangegangenen Kapitel wurde die Inverted-F Antenne als Antenne, welche sich für die Integration in mobile Geräte eignet, vorgestellt. Die Antenne wurde bisher als frei im Raum befindliche Antenne untersucht. Im Folgenden wird nun die Integration in kleine mobile Geräte am Beispiel eines PDA durchgeführt.

In Kapitel 6.1 wird ein Modell eines kleinen mobilen PDAs gezeigt. In dieses werden die Antennen integriert. Dazu werden unterschiedliche Positionierungsmöglichkeiten der Antennen bezüglich ihrer Korrelationseigenschaften erörtert. Für realistische Informationen bezüglich der MIMO Tauglichkeit wird sowohl der Einfluss eines Nutzers, Kapitel 6.2.2, als auch Eigenschaften der verfügbaren MIMO-Module, Kapitel 6.2.3, mit berücksichtigt. Abschließend werden mit einem messtechnischen Vergleich in Kapitel 6.3 die Antennen auf klassische Weise beurteilt. Dieses Kapitel endet mit einem kurzen Fazit.

6.1 Modell eines PDA zur Antennen-Integration

Bei der Integration einer Antenne in ein Gehäuse verändern sich durch das geänderte Umfeld der Antenne deren Eigenschaften. Sie muss daher neu auf die geforderten Resonanzfrequenz und Bandbreite abgestimmt werden. Als Beispiel eines mobilen Gerätes zur Integration von drei Antennen auf engstem Raum werden die Abmessungen eines handelsüblichen PDAs verwendet ($11,5 \text{ cm} \times 7,6 \text{ cm} \times 1,5 \text{ cm}$). Das Gehäuse wird aus PVC mit einer Permittivität von $\epsilon_r = 3$ gefertigt. Die Dicke der Wandung beträgt 2 mm. Die Batterie wird durch einen Metallblock der Größe $7 \text{ cm} \times 4 \text{ cm} \times 0,5 \text{ cm}$ angenommen.

Die Abbildungen 6.2, 6.3(a) und 6.3(b) zeigen die Bezeichnung der Antennen für die folgenden Untersuchungen. Sowohl die Lage als auch die Orientierung der Antennen kann, wie in diesen Abbildungen ersichtlich, im Simulationsmodell verändert werden. Zur Simulation werden die hier geöffnet

gezeigten Modelle eines PDA mit einem Deckel aus Kunststoff versehen. Generell ist der Ursprung des lokalen Koordinatensystems, wie in Abbildung 6.1 gezeigt, an der oberen Kante des PDA innen, mittig auf Höhe des PDA-Bodens.

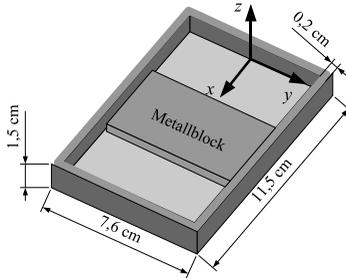


Abbildung 6.1: Abbildung des geöffneten PDA Modells ohne integrierte Antennen

6.2 Antennenintegration

Die Antennen können in verschiedensten Orientierungen in das Gehäuse des PDA integriert werden. Durch Vorüberlegungen zur Integration können folgende Design-Kriterien aufgestellt werden:

- Für eine geringe Kopplung der Antennen sollten diese möglichst weit voneinander entfernt integriert werden.
- Sowohl die Kopplung als auch die Diversität der Antennen kann durch die Verwendung unterschiedlicher Orientierungen bzw. Polarisierungen optimiert werden.
- Der Einfluss eines Nutzers muss mit in die Planung der Positionierung der Antennen eingehen, damit eine optimale Leistungsfähigkeit erzielt werden kann.

6.2.1 Modell-Varianten eines PDA zur Antennenintegration

Es werden für MIMO Kommunikation notwendige Systembetrachtungen durchgeführt. Für eine kurze Übersicht werden folgend die untersuchten Einbau-Varianten dreier dualbandiger Inverted-F Antennen vorgestellt.

Modell-Variante kleiner Antennenabstand Für eine kostengünstige und Platz sparende Integration der Antennen werden diese an der Querkante am oberen Ende des Gehäuses positioniert. Hierdurch kann das Empfangsmodul so positioniert werden, dass die Leitungslängen zwischen den Antennen und den MIMO-Empfangsmodulen möglichst gering sind. Hierdurch werden Kosten, wird Platz für die Leitungen und werden Verluste auf den Leitungen eingespart. Für eine Ausnutzung der Polarisations-Diversität sind die Antennen in verschiedenen Richtungen orientiert angeordnet. Zudem sind die Antennen rechts und links an den Ecken als geknickte Inverted-F Antennen und die Antenne in der Mitte als planare Inverted-F Antenne ausgeführt, siehe dazu Abbildung 6.2. Bezug nehmend auf den geringen Antennenabstand

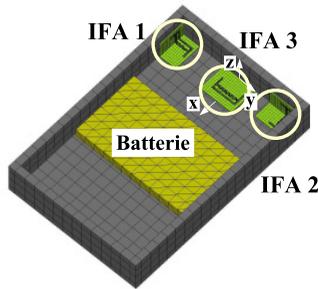


Abbildung 6.2: Platzierung von drei Inverted-F Antennen im Gehäuse eines PDA mit kleinem Antennenabstand.

wird diese Modell-Variante als „kleiner Antennenabstand“ bezeichnet. Die Antennenfußpunkte der Antennen sind in Tabelle 6.1 gegeben.

IFA Nummer	x-Pos. in mm	y-Pos. in mm	z-Pos. in mm
IFA 1	4,0	-36,0	0,5
IFA 2	0,5	32,0	0,5
IFA 3	16,0	0,0	0,5

Tabelle 6.1: Positionierung der Antennenfußpunkte der Inverted-F Antennen im Gehäuse des PDA für die Modell-Variante kleiner Antennenabstand, Abbildung 6.2.

Variation des Abstands der Inverted-F Antenne in y-Richtung Für eine optimale Positionierung, im Folgenden mit Modell-Variante „Antennen-Verteilung 1“ bezeichnet, sollte der zur Verfügung stehende Raum

möglichst vollständig ausgenutzt werden. Es ergeben sich so die in Abbildung 6.3(a) gezeigten Positionen der Antennen. Aus Sicht einer Verwendung des PDA und damit dem potentiellen Einfluss eines Benutzers muss die Antenne IFA 1 an die obere Kante des PDA verschoben werden. Damit wird der Abstand zwischen IFA 1 und IFA 2 reduziert. Im Folgenden wird diese Modell-Variante als „Antennen-Verteilung 2“ bezeichnet und ist in Abbildung 6.3(b) zu sehen.

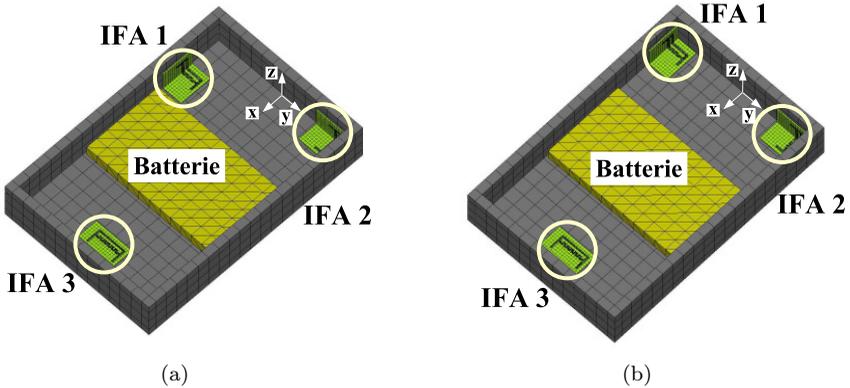


Abbildung 6.3: Positionierung der dualbandigen Inverted-F Antenne im PDA-Gehäuse unter MIMO Gesichtspunkten für Antennen-Verteilung 1 6.3(a) und Antennen-Verteilung 2 6.3(b).

Die Speisepositionen der Antennen ergeben sich somit wie folgt:

IFA Nummer	x -Pos. in mm	y -Pos. in mm	z -Pos. in mm
IFA 1	4,0(30,0)	-36,0	0,5
IFA 2	0,5	32,0	0,5
IFA 3	97,0	0,0	0,5

Tabelle 6.2: Positionierung der Inverted-F Antenne im Gehäuse des PDA für die Modell-Variante „Antennen-Verteilung 1“ und „Antennen-Verteilung 2“, Abbildung 6.3. Die abweichende x -Positionierung von IFA 1 bei „Antennen-Verteilung 2“ ist in Klammern gegeben.

Der in Tabelle 6.2 in Klammern gegebene Wert ist die Position der IFA 1 in x -Richtung bei Modell-Variante „Antennen-Verteilung 2“.

Die folgenden Untersuchungen werden in den beiden Frequenzbändern für WLAN bei 2,45 GHz und 5,2 GHz durchgeführt. Für ein allgemein gültiges Ergebnis wird angenommen, dass die Einfallrichtung der Wellen gleichverteilt über dem Raumwinkelbereich ist. Eine erste Antennensystemauswahl findet basierend auf den Leistungskorrelationskoeffizienten der Antennen statt.

Die Modell-Variante „kleiner Antennenabstand“ kann durch die geringen Abstände zwischen den Antennen und die gleichen Polarisierungen der Antennen zwar eine ausreichende, $\rho_e < 0,5$, aber nicht sehr gute Dekorrelation der Empfangssignalleistungen gewährleisten. Benachbarte Antennen, IFA 1 und IFA 3, bzw. IFA 2 und IFA 3, weisen im unteren Frequenzbereich für WLAN (2,38 GHz-2,485 GHz) einen Korrelationskoeffizienten von über 0,3 für die horizontale Polarisation auf. Dabei ist die Kopplung der benachbarten Antennen maßgeblich. Für das obere Frequenzband sind die Antennen relativ zur Wellenlänge weiter auseinander. Der Leistungskorrelationskoeffizient für das obere Frequenzband für WLAN (5,15 GHz-5,35 GHz) ist daher wie zu erwarten mit $\rho_e = 0,1$ geringer als für das untere WLAN-Frequenzband.

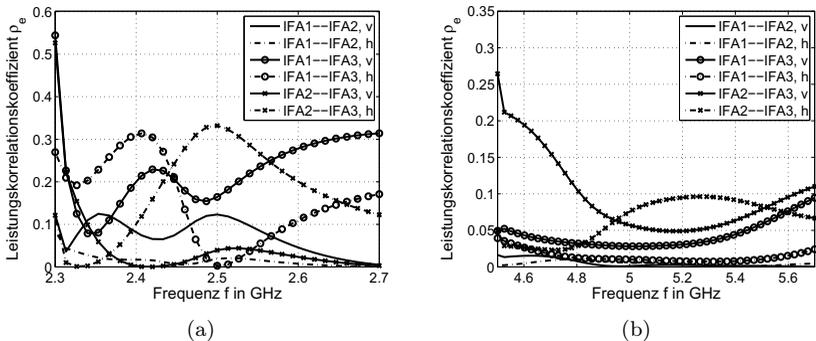


Abbildung 6.4: Leistungskorrelationskoeffizient der Inverted-F Antennen für die Integration gemäß der Modell-Variante „kleiner Antennenabstand“ (siehe Abbildung 6.2).

Für die Konfiguration „Antennen-Verteilung 1“ sind die Antennen möglichst weit voneinander entfernt im Gehäuse angeordnet. Wie in Abbildung 6.5(a) zu erkennen ist hier der Leistungskorrelationskoeffizient im unteren Frequenzbereich um 2,45 GHz dauerhaft unter $\rho_e < 0,14$. Für das obere WLAN Frequenzband ergibt sich ein Leistungskorrelationskoeffizient von unter $\rho_e < 0,007$.

In den Abbildungen 6.6(a) und 6.6(b) sind die Ergebnisse des Leistungskorrelationskoeffizienten für die Modell-Variante „Antennen-Verteilung 2“ gezeigt. Diese Anordnung unterscheidet sich zur Modell-Variante „Antennen-

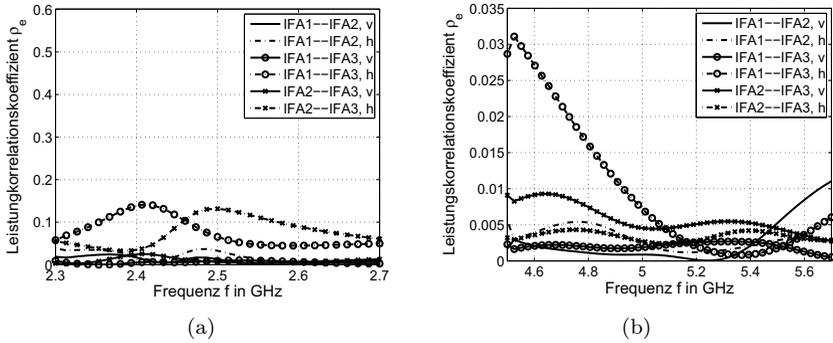


Abbildung 6.5: Leistungskorrelationskoeffizient der Inverted-F Antennen für die Integration gemäß der Modell-Variante „Antennen-Verteilung 2, siehe Abbildung 6.3(a).

Verteilung 1⁴ gemäß den Abbildungen 6.3(a) und 6.3(b) durch die Positionierung der geknickten Antenne IFA 1.

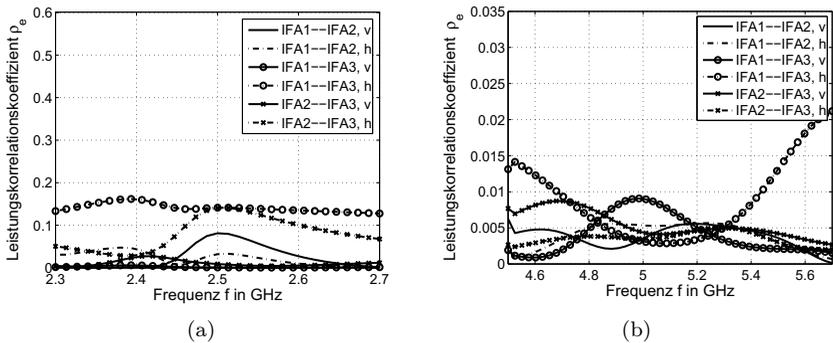


Abbildung 6.6: Leistungskorrelationskoeffizient der Inverted-F Antennen für die Integration gemäß der Modell-Variante „Antennen-Verteilung 2“, siehe Abbildung 6.3(b).

Durch den geringeren Antennenabstand zwischen den Antennen IFA 1 und IFA 2 ergibt sich hier eine etwas höhere Leistungskorrelation für das untere WLAN Frequenzband $\rho_e < 0,16$. Für das obere WLAN Frequenzband wird hier eine maximale Leistungskorrelation von $\rho_e < 0,01$ erreicht.

Basierend auf dem Leistungskorrelationskoeffizienten der Antennen Empfangssignale müsste die Modell-Variante „Antennen-Verteilung 1⁴“ ausgesucht werden. Die Modell-Variante „Antennen-Verteilung 2⁴“ weist jedoch nur ge-
108

ringförmig schlechtere Leistungskorrelationskoeffizienten auf. Die Erwartungswerte des Leistungskorrelationskoeffizienten und die der maximale Leistungskorrelationskoeffizient für die verschiedenen Modell-Varianten sind kurz in Tabelle 6.3 für 2,45 GHz und in Tabelle 6.4 für 5,2 GHz zusammengefasst. Für 2,45 GHz wurde der Frequenzbereich zwischen 2,3 GHz und 2,7 GHz betrachtet. Für 5,2 GHz wurde der Frequenzbereich zwischen 4,5 GHz und 5,7 GHz betrachtet.

Polarisation	kleiner Abstand		Ant.-Verteilung 1		Ant.-Verteilung 2	
	v	h	v	h	v	h
$E(\rho_e(\text{IFA 1} - \text{IFA 2}))$	0,073	0,016	0,010	0,019	0,025	0,022
$\max(\rho_e(\text{IFA 1} - \text{IFA 2}))$	0,125	0,084	0,024	0,039	0,081	0,048
$E(\rho_e(\text{IFA 1} - \text{IFA 3}))$	0,228	0,156	0,006	0,076	0,002	0,141
$\max(\rho_e(\text{IFA 1} - \text{IFA 3}))$	0,544	0,314	0,010	0,141	0,006	0,162
$E(\rho_e(\text{IFA 2} - \text{IFA 3}))$	0,051	0,173	0,010	0,078	0,011	0,081
$\max(\rho_e(\text{IFA 2} - \text{IFA 3}))$	0,527	0,332	0,025	0,132	0,027	0,141

Tabelle 6.3: Tabelle der Mittelwerte und des maximalen Leistungskorrelationskoeffizienten der vorgestellten Modell-Varianten bei 2,45 GHz.

Polarisation	kleiner Abstand		Ant.-Verteilung 1		Ant.-Verteilung 2	
	v	h	v	h	v	h
$E(\rho_e(\text{IFA 1} - \text{IFA 2}))$	0,005	0,011	0,003	0,003	0,004	0,004
$\max(\rho_e(\text{IFA 1} - \text{IFA 2}))$	0,016	0,011	0,0011	0,006	0,006	0,006
$E(\rho_e(\text{IFA 1} - \text{IFA 3}))$	0,043	0,014	0,002	0,010	0,004	0,009
$\max(\rho_e(\text{IFA 1} - \text{IFA 3}))$	0,095	0,039	0,003	0,031	0,009	0,021
$E(\rho_e(\text{IFA 2} - \text{IFA 3}))$	0,097	0,065	0,006	0,003	0,005	0,004
$\max(\rho_e(\text{IFA 2} - \text{IFA 3}))$	0,264	0,096	0,009	0,004	0,009	0,005

Tabelle 6.4: Tabelle der Mittelwerte und des maximalen Leistungskorrelationskoeffizienten der vorgestellten Modell-Varianten bei 5,2 GHz.

Die planare Inverted-F Antenne kann in diesem Beispiel nur die horizontal polarisierten Wellen empfangen. Da die Polarisation der geknickten Inverted-F Antennen um 45° um die Knickkante gedreht ist, können mit diesen Antennen sowohl die vertikal als auch die horizontal polarisierten Wellen empfangen werden. Durch den geringen Abstand zwischen den Antennen IFA 1 und IFA 3 bzw. IFA 2 und IFA 3 im Falle der Modell-Variante „kleiner Anten-

nenabstand“ ist das Empfangsverhalten von gleich polarisierten empfangenen Wellenanteilen sehr ähnlich. Dies führt zu einem im Erwartungswert erhöhten Leistungskorrelationskoeffizienten. Ist dagegen ein ausreichender Abstand zwischen den Antennen eingehalten, so ist die Korreliertheit der gleich polarisierten Wellenanteile gering. Dies zeigt sich in einem niedrigeren Leistungskorrelationskoeffizienten für die Modell-Varianten „Antennen-Verteilung 1“ und „Antennen-Verteilung 2“. Ziel ist es somit die Antennen so zu integrieren, dass sie möglichst weit auseinander positioniert sind. Je kleiner jedoch der Abstand der Antennen gewählt wird, desto wichtiger ist, dass sich die Polarisierungen der Antennen nicht überlappen.

Da bei der Modell-Variante „Antennen-Verteilung 2“ die Antenne IFA 1 nicht, wie bei Modell-Variante „Antennen-Verteilung 1“, durch einen Nutzer, der den PDA in der Hand hält, mit hoher Wahrscheinlichkeit abgedeckt wird, wird im Folgenden diese Modell-Variante weiter untersucht.

6.2.2 Einfluss eines Nutzers auf die MIMO-Performance

Für einen praktischen Einsatz eines PDA muss der Nutzer berücksichtigt werden. Ausgehend von der „Antennen-Verteilung 2“ aus Abbildung 6.3(b) wird die MIMO-Performance mit Einfluss eines Nutzers, der den PDA in der Hand hält, untersucht.

Nachdem die Grundvoraussetzung für ein MIMO-Übertragungssystem, nämlich ein geringer Leistungskorrelationskoeffizient der Antennen im System, erzielt wird, soll im Folgenden eine Bewertung anhand der erreichten spektralen Effizienz vorgenommen werden¹. Diese spektrale Effizienz wird mit einem MIMO-Systemmodell, welches den vollständigen Übertragungskanal beinhaltet [WSW04], bestimmt. Sowohl die Richtcharakteristiken, der Gewinn, als auch die Kopplungen der Antennen werden in einem Feldberechnungsprogramm bestimmt. Daraus werden die Streumatrizen der Antennen auf Sender- und Empfängerseite sowohl auf der Leitungsseite als auch für den richtungsabhängigen Fernfeld-Port bestimmt. Als Basisstationsantenne wird die in Abbildung 6.7 gezeigte Antennengruppe aus Dipolen, die jeweils um 120° versetzt angeordnet sind, verwendet.

Als Kanal zwischen dem mobilen PDA und der Basisstation wird das in [Zwi93] gegebene stochastische Indoor-Kanalmodell verwendet. Für eine ausreichende Anzahl an Kanalsimulationen zur stochastischen Auswertung werden 2000 Realisationen eines Indoor-Szenarios bei 2,45 GHz und bei 5,2 GHz berechnet. Für die Realisierung wird keine Kanalkennntnis am Sender ange-

¹Für eine genaue Beschreibung der Berechnung der spektralen Effizienz wird auf Anhang A verwiesen.

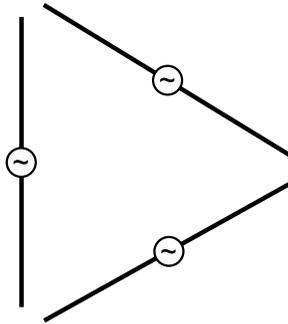


Abbildung 6.7: Simulationsmodell der Gruppenantenne der Basisstation

nommen. Daher wird die Sendeleistung auf die verschiedenen Sendeantennen gleichverteilt.

Die Hand des Nutzers wird in den Simulationen als U-förmig, den PDA an den Seiten und der Rückseite umschließend angenommen. Die Dicke der Seiten ist dabei 1 cm, die Entfernung zwischen PDA-Gehäuse und den vertikalen Teilen des Handmodells ist 0,5 cm und die seitliche Höhe ist 4,9 cm. Der untere Teil des Handmodells hat eine Dicke von 1,5 cm, ist 0,9 cm vom Boden des PDA-Gehäuses entfernt und besitzt eine Breite von 10 cm. Die Länge des Handmodells ist 10 cm. Die Permittivität des Handmodells ist $\epsilon_r = 40$ und die Leitfähigkeit ist $\sigma = 1,4 \text{ S/m}$. Als Handpositionen werden die im Folgenden beschriebenen drei Standardpositionen näher untersucht.

Hand im oberen Drittel des PDA, Abbildung 6.8(a). Hier bedeckt die Hand 3,5 cm des unteren Teils des PDA nicht. Dieses Modell wird im Folgenden als „Hand on top“ bezeichnet.

Hand in Mittelposition, hier ist die Hand mittig angeordnet. Dieses Modell wird im Folgenden als „Hand in middle“ bezeichnet.

Hand im unteren Teil des PDA, in diesem Fall bedeckt das Handmodell 4,4 cm des oberen Teils des PDA nicht, Abbildung 6.8(b). Diese Positionierung wird im Folgenden mit „Hand on bottom“ bezeichnet.

Als Kriterium zur Auswertung der Simulationen wird die spektrale Effizienz verwendet, die in 10 % der Realisierungen nicht erreicht wird. Für einen fairen Vergleich werden die Simulationen auf den SISO-Fall, bei dem nur eine Dipolantenne an der Senderposition und eine Dipolantenne an der Empfängerposition verwendet wird, normiert. Das bedeutet, dass für das SISO-Antennensystem die spektrale Effizienz von 3,5 bit/(s · Hz) in 10 % der Realisierungen nicht erreicht wird.

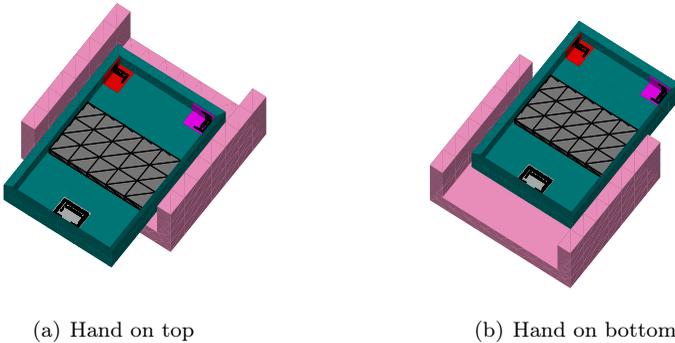


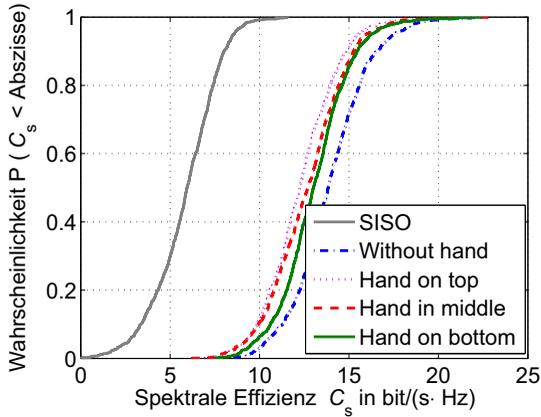
Abbildung 6.8: Simulationsmodell des PDA mit integrierten dualbandigen Inverted-F Antennen und Hand eines Nutzers im oberen, IFA 1 und IFA 2 bedeckend mit „Hand on top“ bezeichnet, oder unteren, IFA 3 bedeckend, mit „Hand on bottom“ bezeichnet, Drittel des PDA (Deckel des PDA entfernt).

Im ersten Teil der Untersuchung wird der PDA als Sender eingesetzt. Alle Antennen am PDA werden daher mit gleicher Leistung belegt.

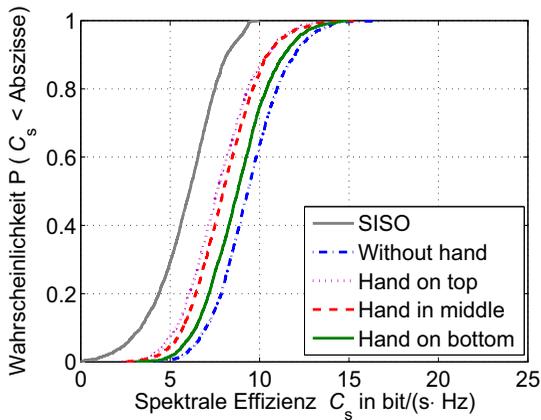
Für 2,45 GHz und 5,2 GHz sind die Ergebnisse der Berechnungen der spektralen Effizienz, wenn die Antennen im PDA zum Senden verwendet werden, in den Abbildungen 6.9 gezeigt.

In Tabelle 6.5 sind die Ergebnisse der mittleren spektralen Effizienz und die 10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit der spektralen Effizienz in zusammengefasst. Wie die tabellarische Übersicht zeigt, kann eine optimale spektrale Effizienz dann erreicht werden, wenn alle Antennen im System verwendet werden und sich keine Hand am PDA befindet. Hier kann eine spektrale Effizienz von 11,3 bit/(s·Hz) mit einer Wahrscheinlichkeit von 10% nicht erreicht werden. Als Mittelwert der zu erwartenden spektralen Effizienz ergeben sich 13,8 bit/(s·Hz). Dieser Fall wird jedoch in den seltensten Fällen von Interesse sein. Die Hand eines Benutzers führt zu Verlusten durch Absorption in der menschlichen Gewebe, zur Abschattung von Raumbereichen und zu einer Fehlanpassung der Antennen. Durch die Fehlanpassung wird die Sendeleistung schon am leitungsseitigen Port der Antenne reflektiert und steht nicht zum Senden zur Verfügung. Die spektrale Effizienz wird somit durch die Hand eines Nutzers erwartungsgemäß reduziert.

Wie aus Tabelle 6.5 ersichtlich, ist der Einfluss des Nutzers des PDA beim Senden stark von der Handposition abhängig. Ist die Hand am oberen Ende des PDA positioniert (Hand on Top), so werden die beiden geknickten Inverted-F Antennen, IFA 1 und IFA 2, durch die Hand abgedeckt. Für 2,45 GHz wird die mittlere spektrale Effizienz von 12,2 bit/(s·Hz) und mit 10% Wahr-



(a)



(b)

Abbildung 6.9: Spektrale Effizienz bei 2,45 GHz (a) und 5,2 GHz (b) wenn alle Antennen im PDA zum Senden und alle Antennen an der Basisstation zum Empfangen verwendet werden.

scheinlichkeit wird eine spektrale Effizienz von 9,8 bit/(s · Hz) nicht erreicht. Wird die Hand in der Mitte des PDA positioniert, so werden alle Antennen zwar beeinflusst, aber keine Antenne wird durch die Hand vollständig außer Funktion gesetzt. Die mittlere spektrale Effizienz ist dann 12,7 bit/(s · Hz) und die 10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit ist 9,9 bit/(s · Hz). Die Leistungsfähigkeit des Systems ist somit bei einer Positionierung der Hand in der Mitte nahezu gleich wie wenn die Hand im oberen Teil des PDA positioniert

Frequenz	Without hand	Hand on top	Hand in middle	Hand on bottom
2,45 GHz	13,8 (11,3)	12,2 (9,8)	12,7 (9,9)	13,0 (10,6)
5,2 GHz	9,4 (7,0)	7,6 (5,3)	8,0 (5,7)	8,8 (6,5)

Tabelle 6.5: Mittlere spektrale Effizienz und (10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit der spektralen Effizienz) in $\text{bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ für unterschiedliche Antennenkombinationen am PDA als Sendeantennen und unterschiedlichen Handpositionen eines Nutzers bei 2,45 GHz und 5,2 GHz.

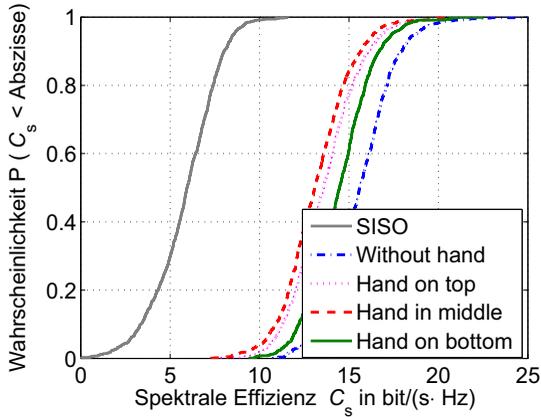
wird. Die optimale Position der Hand eines Nutzers ist für 2,45 GHz jedoch unten am PDA. Hier wird lediglich eine Antenne, die planare Inverted-F Antenne, IFA 3, durch die Hand beeinflusst. Es ergibt sich eine mittlere spektrale Effizienz von $13 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ und eine 10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit von $10,6 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ erreicht werden, was nur ca. $1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ weniger ist als im Fall ohne Hand eines Nutzers.

Beim oberen WLAN Frequenzband um 5,2 GHz ist die mittlere spektrale Effizienz ohne einen Nutzer $9,4 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$. Die spektrale Effizienz, die in 10% der Fälle nicht erreicht wird, ist hier $7 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$. Auch im oberen Frequenzband ist die spektrale Effizienz ohne den Einfluss eines Nutzers maximal. Die mittlere spektrale Effizienz für die Handposition unten ist $8,8 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ und in der Mitte ist $8,0 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$. Durch die Hand am oberen Ende des PDA reduziert sich die mittlere spektrale Effizienz nochmals um $0,4 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ im Vergleich zur Hand in der Mitte. Ein ähnliches Verhalten zeigt abermals die spektrale Effizienz die in 10% der Fälle nicht erreicht werden kann, mit Hand am unteren Ende des PDA, $6,5 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, und der Hand am oberen Rand des PDA, $5,3 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$.

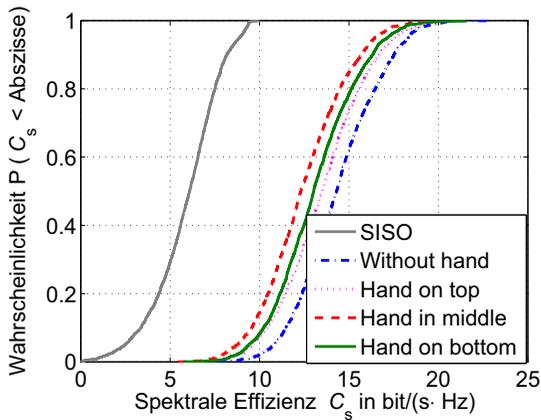
Bisher wurde der PDA als Sender verwendet. Folgend soll der PDA als Empfänger verwendet werden. Das Ergebnis der spektralen Effizienz ist in den Abbildungen 6.10(a), für das untere WLAN Frequenzband, und 6.10(b), für das obere WLAN Frequenzband bei 5,2 GHz gezeigt.

Durch die Kanalkennntnis am PDA als Empfänger kann im Vergleich zur Kanalkennntnis an der Basisstation als Empfänger eine höhere spektrale Effizienz erzielt werden. Ohne das Handmodell wird hier eine mittlere spektrale Effizienz von $15,6 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ bei 2,45 GHz und $14,3 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ bei 5,2 GHz erzielt.

In Tabelle 6.6 sind die Ergebnisse kurz zusammengefasst. Wie gut zu erkennen ist, ist die schlechteste Handposition die, bei der alle Antennen leicht abgedeckt werden. Hier wird sowohl für 2,45 GHz als auch für 5,2 GHz die geringste spektrale Effizienz erreicht. Bei 5,2 GHz ist der relative Abstand zur Hand größer als bei 2,45 GHz. Die vorhandene Hand führt somit bei der



(a)



(b)

Abbildung 6.10: Spektrale Effizienz (a) bei 2,45 GHz und (b) bei 5,2 GHz für den PDA als Empfänger mit den drei integrierten dualbandigen Inverted-F Antenne Antennen und Nutzereinfluss.

höheren Frequenz zu einer nahezu äquivalenten spektralen Effizienz in den beiden Fällen, „Hand on top“ und „Hand on bottom“. Im Vergleich dazu ist bei der unteren WLAN Frequenz eine Degradation der spektralen Effizienz von 1 (bit/s · Hz) durch die Hand am oberen Ende des PDA anstatt am unteren zu verzeichnen.

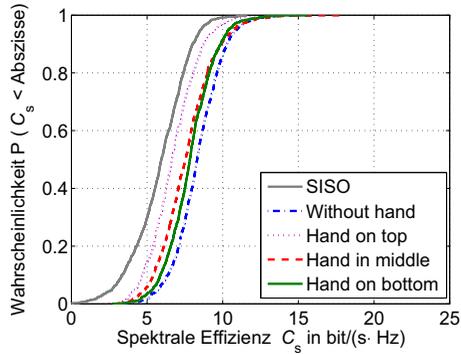
Frequenz	Without hand	Hand on top	Hand in middle	Hand on bottom
2,45 GHz	15,6 (13,3)	13,6 (11,3)	13,0 (10,9)	14,5 (12,2)
5,2 GHz	14,3 (11,5)	13,5 (10,4)	12,3 (9,5)	13,0 (10,2)

Tabelle 6.6: Mittlere spektrale Effizienz und 10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit der spektralen Effizienz (in Klammern) in $\text{bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ für unterschiedliche Antennenkombinationen am PDA als Empfangsantenne und unterschiedlichen Handpositionen eines Nutzers bei 2,45 GHz und 5,2 GHz.

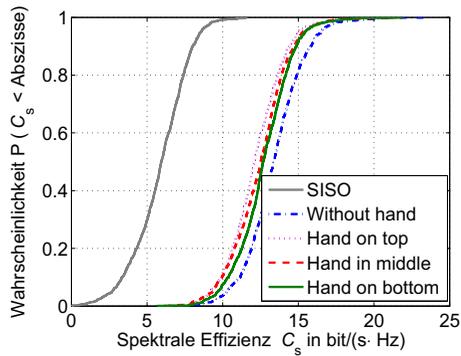
6.2.3 Antennenauswahl zur Reduktion der Antennenanzahl

Für einen praktischen Einsatz eines PDA muss der Nutzer und auch der Aufwand der benötigten Hardware mit berücksichtigt werden. Mit einem reduzierten Hardwareaufwand lässt sich der Stromverbrauch reduzieren und so die Batterie-Lebensdauer vergrößern. Einige auf dem Markt verfügbaren MIMO Module für WLAN 802.11n sind mit drei Anschlüssen für die Empfangsantennen ausgestattet, von denen nur zwei Anschlüsse zum Senden verwendet werden. Es wird daher folgend untersucht, welche Kombination aus zwei Sendantennen im PDA die größte Performance im Sinne einer spektralen Effizienz, unter einem Nutzereinfluss aufweist. Auch hier soll als Kriterium die mittlere spektrale Effizienz und die spektrale Effizienz, die in 10 % der Realisierungen nicht erreicht wird, verwendet werden.

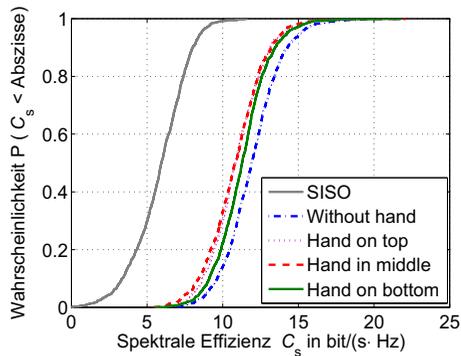
Für 2,45 GHz sind die Ergebnisse der Berechnungen der spektralen Effizienz in den Abbildungen 6.11(a) – 6.11(c) gezeigt.



(a)



(b)



(c)

Abbildung 6.11: Spektrale Effizienz bei 2,45 GHz wenn IFA 1 und IFA 2 zum Senden (a), IFA 1 und IFA 3 zum Senden (b) und wenn IFA 2 und IFA 3 zum Senden genutzt werden.

Zum Empfang wird auch hier ein Antennenarray aus Dipolen, die im Dreieck angeordnet sind, verwendet, siehe Abbildung 6.7. Tabelle 6.7 zeigt die mittlere spektrale Effizienz und die 10 % Unterschreitungswahrscheinlichkeit (in Klammern) für die spektrale Effizienz für die unterschiedlichen Handpositionen und Antennenauswahl von zwei Antennen.

Antennen Kombination	Hand on top	Hand in middle	Hand on bottom
IFA 1 & IFA 2	6,7 (4,7)	7,6 (5,4)	7,8 (5,9)
IFA 1 & IFA 3	12,0 (9,8)	12,5 (9,9)	12,7 (10,4)
IFA 2 & IFA 3	10,7 (8,6)	10,7 (8,3)	11,2 (9,0)

Tabelle 6.7: Mittlere spektrale Effizienz und 10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit der spektralen Effizienz (in Klammern) in $\text{bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ für unterschiedliche Antennenkombinationen am PDA als Sendeantennen und unterschiedlichen Handpositionen eines Nutzers bei 2,45 GHz.

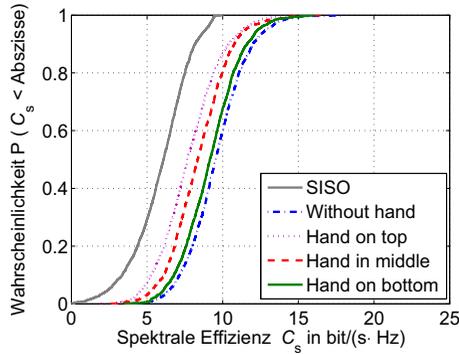
In Tabelle 6.7 ist der Erwartungswert der spektralen Effizienz und die 10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit für das untere WLAN Frequenzband aufgetragen. Es wird deutlich, dass die spektrale Effizienz maßgeblich von Antenne IFA 3, deren Gewinn ca. 3 – 4 dB größer ist im Vergleich zu den Antennen IFA 1 und IFA 2, abhängig ist. Durch den Gewinn von Antenne IFA 3 wird der Übertragungsgewinn des Funkkanals groß und eine hohe spektrale Effizienz kann erzielt werden. Dies gilt auch dann, wenn durch die Hand ein Teil des Raumwinkelbereichs von Antenne IFA 3 abgedeckt wird. Basierend auf diesem Ergebnis sollte die IFA 3 Antenne auf jeden Fall als Sendeantenne mit verwendet werden.

Für 5,2 GHz sind die Ergebnisse der Berechnungen der spektralen Effizienz in den Abbildungen 6.12(a) – 6.12(c) gezeigt.

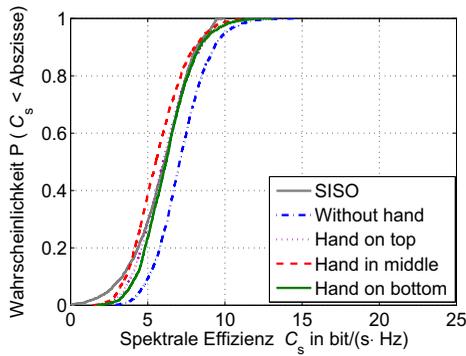
Die Gewinne aller Antennen sind hier mit 1,2 dBi ausgeglichen, wodurch alle Antennen gleichwertig in einem MIMO System sind. In Tabelle 6.8 sind die spektrale Effizienz für die 10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit und die mittlere spektrale Effizienz gezeigt.

Wie zu erkennen hat die Handposition einen großen Einfluss auf die spektrale Effizienz. Durch die Handposition „Hand in middle“ werden alle drei Antennen beeinflusst. Bei der Verwendung der Antennenkombination IFA 1 und IFA 2 wird die spektrale Effizienz um 13% durch diese Handposition reduziert².

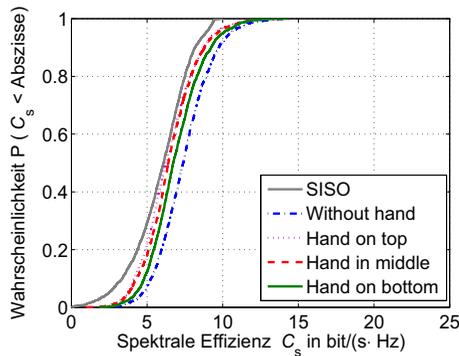
²Als Basis zur Berechnung der Reduktion der spektralen Effizienz wird die spektrale Effizienz ohne den Einfluss eines Nutzers für die jeweilige Antennenkombination zum Senden verwendet.



(a)



(b)



(c)

Abbildung 6.12: Spektrale Effizienz bei 5,2 GHz wenn IFA 1 und IFA 2 zum Senden (a), IFA 1 und IFA 3 zum Senden (b) und wenn IFA 2 und IFA 3 zum Senden genutzt werden.

Antennen Kombination	Without hand	Hand on top	Hand in middle	Hand on bottom
IFA 1&IFA 2	9,5 (7,1)	7,7 (5,3)	8,3 (6,2)	9,2 (6,8)
IFA 1&IFA 3	7,0 (5,1)	5,9 (3,9)	5,5 (3,6)	6,2 (4,2)
IFA 2&IFA 3	7,4 (5,3)	6,3 (4,2)	6,5 (4,3)	6,8 (4,9)

Tabelle 6.8: Mittlere spektrale Effizienz und 10% Unterschreitungswahrscheinlichkeit der spektralen Effizienz (in Klammern) für unterschiedliche Antennenkombinationen am PDA als Sendeantennen und unterschiedlichen Handpositionen eines Nutzers bei 5,2 GHz.

Ebenfalls wird bei der Verwendung der Antennenkombination IFA 2 und IFA 3 eine Reduktion der Effizienz von 13% erreicht. Die relative Reduktion der spektralen Effizienz ist bei IFA 1 und IFA 3 zum Senden mit 22% maximal. Dies resultiert daraus, dass sowohl die Antenne IFA 1 als auch IFA 3 viele, zur Hand parallele, Teile besitzt, was zu einem erhöhten Einfluss der Hand, beispielsweise auf die Anpassung der Antenne, führt.

Die Antennen IFA 1 und IFA 2 sind nahezu orthogonal polarisiert. Im Gegensatz dazu weisen beide gleiche Polarisationsanteile wie Antenne IFA 3 auf. Die spektrale Effizienz ist somit trotz des geringeren Abstands zwischen den Antennen IFA 1 und IFA 2 für diese Antennenkombination maximal. Basierend auf diesen Ergebnissen sollte bezüglich des relativen Einflusses die Antenne IFA 2 mit einer der weiteren Antennen zum Senden verwendet werden. Die spektrale Effizienz selbst legt die Antennenkombination IFA 1 und IFA 2 nahe.

Damit sowohl bei 2,45 GHz als auch bei 5,2 GHz eine möglichst hohe spektrale Effizienz erzielt wird, muss ein Kompromiss gefunden werden. Es liegt daher nahe die Antennenkombination IFA 2 und IFA 3 zum Senden zu verwenden.

Wie in diesem Kapitel gezeigt, ist zu einer endgültigen Antennenauswahl die Betrachtung des Einflusses eines Nutzers notwendig, siehe dazu auch [SRB⁺06]. Bei kleinen mobilen Geräten für die MIMO-Kommunikation muss daher der Nutzer, mit seinen möglichen Verhaltensweisen, in der Entwicklung mit betrachtet werden.

6.3 Messtechnischer Vergleich

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der durchgeführten Simulationen ohne Nutzer anhand von Messungen mit einem Netzwerkanalysator (NWA) verifiziert. Dazu sind, wie im Kapitel 6.2.1 unter der Bezeichnung „Antennen-

Verteilung 2^e gezeigt, drei, eine planare und zwei abgewinkelte, Inverted-F Antenne in ein PDA-Gehäuse mit Batterie integriert, siehe dazu auch Abbildung 6.3(b). Um die Messungen mit den Simulationen vergleichen zu können, wird ein Gehäuse aus PVC und mit Batterie mit den gleichen Abmessungen, wie in der Simulation angenommen, aufgebaut.

Die erste Inverted-F Antenne (IFA 1) ist eine abgewinkelte Antenne am oberen Rand des Gehäuses auf der linken Seite. Antenne 2 (IFA 2) ist ebenfalls eine abgewinkelte Inverted-F Antenne und befindet sich ebenfalls am oberen Rand des Gehäuses rechts. Die Antennen IFA 1 und IFA 2 sind jedoch so positioniert, dass sie orthogonal aufeinander stehende Polarisierungen aufweisen. Die dritte Antenne (IFA 3) ist mittig am unteren Rand des Gehäuses platziert. In Abbildung 6.13 ist das aufgebaute PVC-Modell mit der Batterie und den integrierten Antennen mit den jeweiligen Anpassnetzwerken gezeigt. Auf der rechten Seite ist der Deckel verschlossen, so dass die Simulationen und die Messungen möglichst übereinstimmen.



Abbildung 6.13: Drei Inverted-F Antennen mit offenem und geschlossenem Gehäuse inklusive Batterieblock.

6.3.1 Messtechnische Bestimmung der Anpassung der Inverted-F Antenne

Die Eingangsreflexionsfaktoren der einzelnen Antennen werden jeweils bei der Speisung einer Antenne und einem $50\ \Omega$ Abschluss der anderen Antennen separat gemessen. In Abbildung 6.14 sind die Eingangsreflexionsfaktoren S_{11} , S_{22} und S_{33} der drei Inverted-F Antenne dargestellt. Es ist zu erkennen, dass Simulation und Messung sowohl bezüglich der Anpassung als auch der Resonanzfrequenz gut miteinander übereinstimmen. Die geforderten Resonanzfrequenzen werden erreicht und die dazu gehörenden Frequenzbereiche für WLAN abgedeckt. Die verbleibenden Abweichungen von Messung und Simulation resultieren aus der Differenz des Simulationsmodells und des realisierten PDA-Modells.

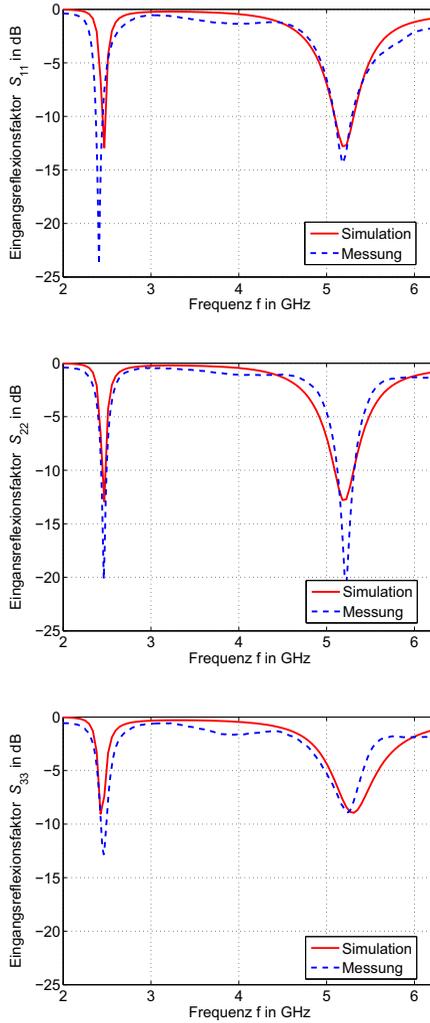


Abbildung 6.14: Vergleich der simulierten (—) und am NWA gemessenen (---): Eingangsreflexionsfaktor S_{ii}

In den Simulationen wurde kein Speisetzwerk berücksichtigt, welches sich jedoch auch im Nahfeld der Antennen befindet. Während bei allen drei gemessenen Antennen die Bandbreite im unteren Frequenzband übereinstimmt, ist die gemessene Bandbreite im oberen Frequenzbereich bei den abgewinkelten Antennen größer als bei der planaren Antenne.

6.3.2 Messtechnische Bestimmung der Kopplung der Inverted-F Antennen

Für die Messung der Kopplung werden jeweils zwei der drei Antennen an den Netzwerkanalysator angeschlossen und jeweils die dritte Antenne mit $50\ \Omega$ reflexionsfrei abgeschlossen. Auf diese Art lässt sich die Streumatrix $[\mathbf{S}]$ mit den Reflexionsfaktoren (S_{ii}) und Transmissionsfaktoren (S_{ik}) des Antennensystems bestimmen. Die Kopplungen zwischen den einzelnen Antennen entspricht den Transmissionsfaktoren S_{21} , S_{31} und S_{23} . Dabei gilt:

$$S_{ik} = S_{ki} \quad (6.1)$$

Ein Vergleich der gemessenen Kopplungen zwischen den einzelnen Antennen im Gehäuse zeigt gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen wie in Abbildung 6.15 gezeigt ist, obwohl in der Simulation die Speisetzwerke und die Kabel nicht mit berücksichtigt sind.

Die Kopplung zwischen den drei Antennen ist bei den beiden WLAN Resonanzfrequenzen am stärksten, da hier die Antennen am meisten abstrahlen und sich somit auch am stärksten gegenseitig beeinflussen. Es ist zu erkennen, dass die Kopplungen S_{13} zwischen IFA 1 und IFA 3 und S_{23} zwischen der IFA 2 und IFA 3 (Abbildung 6.15) bei der unteren Resonanzfrequenz 2,45 GHz maximal $-25\ \text{dB}$ und bei der oberen Resonanzfrequenz 5,2 GHz maximal $-30\ \text{dB}$ betragen. Diese Kopplung ist deutlich geringer als die Kopplung S_{12} zwischen IFA 1 und IFA 2, die nah beieinander integriert sind, siehe Abbildung 6.15. Hier beträgt die Kopplung bei der unteren Resonanzfrequenz maximal $-18\ \text{dB}$ und bei der oberen Resonanzfrequenz maximal $-22\ \text{dB}$.

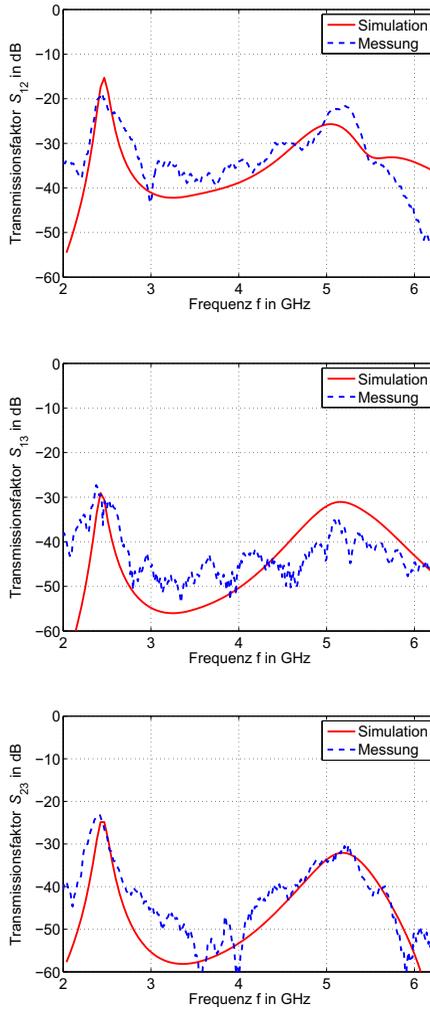


Abbildung 6.15: Vergleich der gemessenen (- -) und der simulierten (-) Kopp-
lungen zwischen den Antennen im PDA Gehäuse nach Ab-
bildung 6.13 und Abbildung 6.3(b)

6.4 Fazit

In diesem Kapitel konnte gezeigt werden, dass ein PDA mit drei Antennen für die MIMO Kommunikation ausgestattet werden kann. Dabei ist jedoch der Einfluss eines Nutzers mit zu beachten, da sonst unter Umständen eine nicht optimale Positionierung die Folge ist. Wie gezeigt, wurde anhand eines detaillierten Modells durch Simulationen eine optimale Positionierung der Antennen unter verschiedenen Bedingungen vorgenommen. Die Simulationen konnten durch einfache Messungen bestätigt werden.

7 Zusammenfassung

Zukünftige Kommunikations- und Rundfunkanwendungen nutzen mehrere Antennen, um eine optimale Übertragungsqualität sicher zu stellen. Diese Übertragungsqualität zeigt sich dem Anwender auf der einen Seite durch eine hohe Übertragungsrate und auf der anderen Seite an der Verfügbarkeit und Verlässlichkeit einer Kommunikations- bzw. Rundfunk-Verbindung. Systeme, die in Zukunft die benötigten hohen Datenraten bzw. die Verlässlichkeit einer Verbindung sicherstellen, sind sogenannte Diversity- und MIMO-Systeme. Deren Akzeptanz ist jedoch vom potentiellen Käufer bestimmt und setzt, neben der Steigerung der Übertragungsqualität, eine nicht sichtbare Integration der Antennen voraus. Dabei müssen die Antennen trotz eines minimalen Platzangebots eine maximale Effizienz aufweisen.

Sowohl MIMO- als auch Diversity-Systeme erfordern eine geeignete Antennenauswahl und eine optimale Positionierung der Antennen, so dass die oben genannten Qualitätsansprüche in allen Umgebungen eingehalten werden. Dabei ist sowohl die Qualität der einzelnen Antenne, als auch die Qualität der Antennen in der Antennengruppe von Bedeutung. Die konventionelle Antennenentwicklung hat zum Ziel, einzelne Antennen zu optimieren. Hierbei werden vor allem der Gewinn, die Effizienz, die Polarisation und die Richtcharakteristik der Antenne als Qualitätsmaßstab herangezogen. Für Antennengruppen, gerade für zukünftige, hochratige Kommunikationssysteme und störungsfreie Rundfunkssysteme sind die konventionellen Optimierungsverfahren für Antennen nicht ausreichend. Abhilfe schafft eine Verbindung der Entwicklungsmethoden für Mehrantennensystemen und der Methoden zur konventionellen Antennenentwicklung. Für Simulationen sind genaue Modellierungen notwendig, welche die Geometrie der Geräte, deren nahe Umgebung sowie den Ausbreitungskanal zwischen Sender und Empfänger mit berücksichtigen. Auf messtechnischer Seite sind über die klassische Antennenmesstechnik hinausgehende Messmethoden und Systeme notwendig, die eine Beurteilung des Systems in einer realen Umgebung, mit dem entsprechenden Fading-Verhalten des Kanals, beurteilen.

Im Kapitel 2 werden ausgehend von klassischen Kenngrößen des leitungsgebundenen Anschlusses und des „Freiraum-Anschlusses“ im zweiten Teil dieses Kapitels Eigenschaften und Abhängigkeiten für kleine Antennen vorge-

stellt. Grundlegende Kenngrößen zur Bewertung der Integration effizienter Mehrantennensysteme in kleine mobile Geräte werden im dritten Teil dieses Kapitels vorgestellt.

Sowohl in der Entwicklung als auch in der Produktion sind Prüf- und Messeinrichtungen, die eine quantitative Beurteilung eines Systems zulassen, notwendig. Für die angestrebten, zukünftigen Mehrantennensysteme sind konventionelle Messungen nicht mehr ausreichend, da sie den Ausbreitungs kanal und damit die Umgebung nicht berücksichtigen. Zur Bewertung von Kommunikationssystemen, wie beispielsweise WLAN-Systeme, sind in den letzten Jahren Messsysteme entwickelt worden, welche die Leistungsfähigkeit von MIMO-Systemen aufzeigen. Diese sind jedoch nicht zur Prüfung von Diversity-Systemen im Rundfunk geeignet. Hier ist die Wellenlänge und die Dimension der zu prüfenden Geräte so groß, dass die dort verwendeten Methoden nicht mit akzeptablem Aufwand eingesetzt werden können. Zur Lösung dieser Aufgabe wird in Kapitel 3 ein neuartiges Messsystem zur Beurteilung der Empfangsqualität von Antennensystemen am Kraftfahrzeug sowohl für die Forschung, die Entwicklung als auch die Qualitätssicherung in der Produktion gezeigt. Eine ausführliche Beschreibung von Messgrößen ist im ersten Unterkapitel dieses Kapitels aufgezeigt. Es wird hier ein, für die Prüfung von Rundfunk-Empfangssystemen am Kraftfahrzeug völlig neuartiges stochastisches Messkonzept zur messtechnischen Erfassung der Empfangsqualität vorgestellt. Diese stochastischen Messkonzepte sind erstmalig in einer nicht standardisierten Messumgebung, wie beispielsweise einer Produktionshalle oder bei Testfahrten, einsetzbar, was sowohl für die Qualitätssicherung als auch für die Entwicklung und Forschung eine entscheidende Verbesserung ist. In Unterkapitel zwei von Kapitel 3 wird eine hardwaretechnische Umsetzung eines Messsystems detailliert beschrieben. Dieses Messsystem kann gewinnbringend in der Realisierungs- und Erprobungsphase von integrierten Antennen am Kraftfahrzeug, sowohl zur Beurteilung einzelner Antennen, als auch zur Beurteilung von Antennensystemen eingesetzt werden. Durch eine Implementierung der Auswertelgorithmen direkt in das Auto-Radio ist ein Einsatz in der Qualitätssicherung einfach möglich und kann zu einer messtechnischen Qualitätsbeurteilung eines Fahrzeugs beitragen. Dieses Messsystem und die vorgestellten Messkonzepte leisten somit einen wichtigen Beitrag für die Entwicklung und Qualitätssicherung zukünftiger Antennensysteme am Kraftfahrzeug.

Beispielhaft wird in Kapitel 4 ein detailgetreues Simulationsmodell eines Sportwagens vorgestellt. Eine genaue Modellierung wird benötigt, um Antennen in Unterkapitel zwei, an verschiedenen Teilen des Fahrzeugs konform in die Karosserie zu integrieren. Basierend auf umfangreichen Simulationen wird eine Beurteilung der möglichen Antennen in einem Antennensystem vorgenommen und eine optimale Auswahl an Antennen getroffen. Dabei werden sowohl die heute konventionell integrierten Antennen als auch neuartige, in die Spiegel-

gehäuse der Fahrzeugtüren integrierte Antennen untersucht. Es zeigt sich, dass die Antennen im Spiegelgehäuse ein hohes Potential für eine maßgebliche Steigerung der Rundfunk-Empfangsqualität haben. Eine messtechnische Bewertung wird mit dem in Kapitel 3 vorgestellten, neuartigen Messsystem in Kapitel 4.3 durchgeführt und unterstreicht die vielversprechenden Ergebnisse der Simulationen.

Analog zur Entwicklung von Mehrantennensystemen am Kraftfahrzeug wird, basierend auf den gleichen Kenngrößen, eine Integration von miniaturisierten Antennen in ein kleines mobiles Gerät vorgestellt. Im Gegensatz zu den Rundfunksystemen kann hier durch die kleinen, handlichen Geräte ein Nutzer mehrere Antennen gleichzeitig beeinflussen. Es wird daher schon bei der Integration ein möglicher Benutzer mit beachtet.

In Kapitel 5 wird die Inverted-F Antenne, die sich besonders für die Integration in mobile Geräte eignet, vorgestellt und die prinzipielle Funktionsweise aufgezeigt. Ausgehend von dieser Antennengeometrie wird in Kapitel 5.2 ein vielversprechendes, miniaturisiertes Antennendesign, welches sich für eine zukunftsweisende Integration der Antennen direkt auf ein Substrat ätzen lässt, vorgestellt. Die miniaturisierten Antennen sind, durch ihre minimale Größe von bis zu 57% einer Dipolantenne ausgezeichnet für eine Integration in mobile Geräte für zukünftige Kommunikationsanwendungen geeignet.

In Kapitel 6 werden unter den gleichen Gesichtspunkten wie in den Kapiteln 3 und 4 die zuvor entwickelten, miniaturisierten und dualbandigen Antennen in das Gehäuse eines Personal Digital Assistent (PDA) integriert. Dabei werden vollständige Systembetrachtungen durchgeführt, die sowohl die Abmessungen des PDA als auch den Einfluss eines Nutzers umfassen. Es wird eine Optimierung durchgeführt, so dass eine hohe Leistungsfähigkeit des Systems erzielt wird. Das entwickelte Systemdesign weist sich durch ein sehr hohes Potential für die zukünftige mobile Kommunikation aus und bildet daher einen wichtigen Beitrag für Kommunikationsanwendungen in der Zukunft.

Mit den in dieser Arbeit gezeigten Methoden und Messsystemen ist es möglich in der Zukunft effiziente und der Oberfläche angepasste bzw. in mobile Kleingeräte integrierte Antennen für Mehrantennensysteme zu entwickeln. So ist für Mehrantennensysteme der Zukunft die notwendige Basis geschaffen.

A Transinformation und spektrale Effizienz

Die Transinformation sagt aus, wie viel Information beim auftreten eines Symbols $x_{r,i}$ am Empfänger über das gesendete Symbol $x_{t,i}$ vorliegt. Damit kann die Kapazität und auch die spektrale Effizienz berechnet werden. Dabei ergibt sich der einfache Zusammenhang zwischen Kapazität C , in bit pro Sekunde, und spektrale Effizienz C_s , in bit pro Sekunde pro Hz Bandbreite, wie folgt:

$$C = \int_B C_s dB \quad . \quad (\text{A.1})$$

Wobei B die zur Verfügung stehende Bandbreite ist. Die Kapazität lässt sich aus der Transinformation berechnen. Sowohl das Sendesymbol $x_{t,i}$ als auch das Empfangssignal $x_{r,i}$ sind statistische Größen. Es wird davon ausgegangen, dass jedes Sendesymbol gleich wahrscheinlich auftritt. Das Rauschen wird als weißes Gauss'sches Rauschen mit Mittelwert Null und Standardabweichung $\sigma_n^2 = N_0/2$ angenommen. Das Sendesymbol ist aus einem Sendalphabet X_t mit Q Elementen. Das Empfangssymbol kann wieder einem festgelegten Empfangsalphabet X_r zugeordnet werden, wobei $X_r = [-\infty, \infty]$. Die Transinformation I ergibt sich zu

$$I(x_{r,i}; X_t) = \int_{i=0}^{Q-1} P(x_{r,i}; x_{t,i}) \log \left(\frac{P(x_{r,i}; x_{t,i})}{p(x_{r,i})} \right) dx_{r,i} dx_{t,i} \quad . \quad (\text{A.2})$$

In dieser Gleichung bezeichnet P die Wahrscheinlichkeit und p die Wahrscheinlichkeitsdichte. Ist sowohl das Sendalphabet als auch das Empfangsalphabet kontinuierlich, was eher der Realität entspricht, so ergibt sich die Transinformation aus Gleichung (??).

$$\begin{aligned}
& I(X_r; X_t) \\
&= \int \dots \int_{x_{t,1}} \int \dots \int_{x_{t,Q}} \int \dots \int_{x_{r,1}} \int \dots \int_{r_{t,V}} p(x_{r,1}|x_{t,1})p(x_{t,1}) \log \left(\frac{p(x_{r,1}|x_{t,1})}{p(x_{t,1})} \right) \dots \\
& p(x_{r,V-1}|x_{t,Q})p(x_{t,Q}) \log \left(\frac{p(x_{r,V}|x_{t,Q})}{p(x_{t,V})} \right) dx_{t,1} \dots dx_{t,Q} dx_{r,1} \dots dx_{r,V} \quad ,
\end{aligned} \tag{A.3}$$

mit der bedingten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$p(x_{r,n}|x_{t,m}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(x_{t,m}-x_{r,n})^2}{2\sigma_n^2}} \quad . \tag{A.4}$$

Zur Berechnung der Kapazität wird die maximale Transinformation benötigt. Für kontinuierliche Prozesse ergibt sich diese, wenn die Sendesymbole gleich wahrscheinlich und gleichzeitig Gauss-verteilt in der Amplitude sind. Der Mittelwert sollte dabei wieder Null betragen und die Standardabweichung σ_{x_t} . Die Wahrscheinlichkeitsdichte für ein Sendesymbol ergibt sich zu

$$p(x_t) = p(x_{t,m}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{x_t}} e^{-\frac{(x_t)^2}{2\sigma_{x_t}^2}} \tag{A.5}$$

Wenn man nun davon ausgeht, dass der Kanal bandbegrenzt mit der Bandbreite B ist, jedes Symbol mindestens zweimal abgetastet wird und das Beobachtungsintervall T groß genug gewählt wird, so ergibt sich eine Gesamtzahl von N Samples.

$$N = 2BT \tag{A.6}$$

Folgend wird zudem angenommen, dass das Sendalphabet die gleiche Anzahl an Elementen wie das Empfangsalphabet hat $Q = V$. Die Kapazität C ergibt sich als das Maximum des zeitlichen Mittelwerts der Transinformation [Pro01].

$$\begin{aligned}
C &= \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \max_{p(x_t)} I(X_r; X_t) = \sum_{m=1}^Q \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{\sigma_{x_t}^2}{\sigma_n^2} \right) \\
&= \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{m=1}^Q BT \log \left(1 + \frac{2\sigma_{x_t}^2}{N_0} \right)
\end{aligned} \tag{A.7}$$

Dies ist die ursprüngliche Gleichung zur Berechnung der Kapazität eines Kommunikationssystems von Shannon [Sha48].

Die mittlere Sendeleistung P_t in einem Zeitintervall T ergibt sich aus dem zweiten Moment der Wahrscheinlichkeit der Symbole zu.

$$P_t = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbb{E}(x_t^2(t)) dt = \frac{1}{T} \sum_{m=1}^Q \mathbb{E}(x_{t,m}^2) \quad (\text{A.8})$$

Die mittlere Sendeleistung in Gleichung (A.7) eingesetzt ergibt

$$C = B \log \left(1 + \frac{P_t}{BN_0} \right) \quad (\text{A.9})$$

Aus Gleichung A.9 und Gleichung A.1 ergibt sich die spektrale Effizienz.

$$C_s = \frac{C}{B} = \log \left(1 + \frac{P_t}{BN_0} \right) \quad (\text{A.10})$$

B Quantisierung analoger Signale

Der Quantisierungsvorgang ist durch das Quantisierungstheorem nach Widrow [Wid61] beschrieben. Hierbei wird der Quantisierer als Addition eines gleichverteilten Zufallssignals, einem Fehlersignal, V_{err} zu einem Nutzsignal V_V aufgefasst. Dieses lineare Modell ist nur bei einer guten Aussteuerung des Quantisierers und bei einem vom Nutzsignal unabhängigen Quantisierungsfehler gültig. Es ergibt sich ein Signal zu Rauschverhältnis durch die Quantisierung von

$$\text{SNR}_Q = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_V^2}{\sigma_{\text{err}}^2} \right) \quad , \quad (\text{B.1})$$

wobei σ_V^2 die Nutzsignalleistung und σ_{err}^2 die Fehlersignalleistung ist. Die Fehlersignalleistung ergibt sich zu

$$\sigma_{\text{err}}^2 = \frac{Q^2}{12} \quad (\text{B.2})$$

und die Nutzsignalleistung ist bei sinusförmigen Signalen

$$\sigma_V^2 = \frac{V_{\text{max}}^2}{2} \quad . \quad (\text{B.3})$$

Die Quantisierungsstufen lassen sich durch die maximale Amplitude V_{max} und die Bitanzahl bestimmen.

$$Q = \frac{V_{\text{max}}}{2^w - 1} \quad (\text{B.4})$$

Es ergibt sich so das Signal zu Rauschverhältnis zu

$$\text{SNR}_Q = 10 \log_{10} \left(\frac{\left(\frac{V_{\text{max}}^2}{2} \right)^2}{\frac{\left(\frac{V_{\text{max}}}{2^w - 1} \right)^2}{12}} \right) = 6,02w + 1,76[\text{dB}] \quad . \quad (\text{B.5})$$

Für Audiosignale ergibt sich durch eine von dieser Rechnung unterschiedliche Abhängigkeit der Leistung des Nutzsignals von der maximalen Amplitude. Bei Gauss-verteilten Signalen ist das Signal zu Rauschverhältnis

$$\text{SNR}_{QA} = 6,02w + 8,5[\text{dB}] \quad (\text{B.6})$$

siehe dazu auch [Wid61].

C Pseudo Noise Codefolgen und binäre Folgen

Aufgrund der elementaren Bedeutung der verwendeten pseudo zufälligen Codefolgen sollen deren Erzeugung und ihre Eigenschaften betrachtet werden. Für eine Reduktion des Speicherbedarfs am Empfänger sollte eine geschlossene Abbildungsvorschrift zur Erzeugung der Codes existieren.

Mit einem Rechner erzeugte Codes sind zwangswise deterministisch und niemals zufällig. Es können aber deterministische Codes erzeugt werden, die äußerlich zumindest näherungsweise dieselben Eigenschaften wie zufällige Signale besitzen. Im folgenden werden zunächst einige mathematische Grundlagen betrachtet, die zur Erzeugung der Codes benötigt werden. Anschließend werden verschiedene Kriterien zur Beurteilung der Güte von pseudo zufälligen Folgen definiert.

Eine häufig genutzte Methode zur einfachen Erzeugung periodischer binärer Folgen sind linear rückgekoppelte Schieberegister (siehe Abbildung C.1). Dabei werden die Inhalte mehrerer Schieberegisterstufen modulo 2 addiert und auf den Eingang zurückgeführt. Dies entspricht einer Addition über $\mathbf{GF}(2)$. Mit jedem Taktschritt wird der Inhalt einer Registerstufe entnommen und zur Abbildung der Folge genutzt.

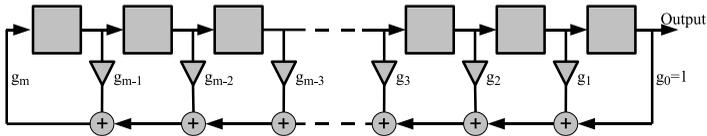


Abbildung C.1: Fibonacci-Implementierung eines linear, rückgekoppelten Schieberegisters

Ein rückgekoppeltes Schieberegister wird eindeutig durch seine Länge r und die Positionen der Rückkopplungen beschrieben. Die mathematische Cha-

rakterisierung erfolgt durch das Generatorpolynom (vgl. [PZB95]):

$$G(x) = \sum_{k=0}^n g_k x^k \quad g_k \in \{0, 1\} \quad (\text{C.1})$$

Offensichtlich ist aufgrund der endlichen Zahl möglicher Zustände die Periodendauer der erzeugten Folge begrenzt. Diese beträgt maximal $2^n - 1$ für den Fall, dass das Schieberegister tatsächlich alle Zustände bis auf den Nullzustand einnimmt.

Die erzeugten Folgeelemente sind, basierend auf ihrer Entstehung, in einem Schieberegister, im Zustandsbereich $\{-1, 1\}$. Für Spreizcodes findet daher ein Mapping gemäß folgender Abbildungsvorschrift statt.

$$0 \mapsto -1, \quad 1 \mapsto 1 \quad (\text{C.2})$$

D Betrachtung von Antennen im System

In diesem Kapitel werden klassische Diversity- und MIMO-Systeme für den mobilen Rundfunkempfang und die Kommunikation vorgestellt. Die Basis zur Namensgebung bildet der von D.G. Brennan im Jahr 1959 veröffentlichte zusammenfassende Artikel über die Diversity-Systeme [Bre03]. Unter Diversity-Systemen wird in dieser Arbeit ausschließlich ein empfangsseitiges Diversity-System verstanden. Das Ziel der ist eine Verbesserung der Verfügbarkeit eines Funkkanals und damit eine Verringerung der Ausfallwahrscheinlichkeit der Datenübertragung. Im Gegensatz dazu steht bei MIMO-Systemen als primäres Ziel eine Erhöhung der Datenrate durch Ausnutzung mehrere paralleler Datenkanäle im gleichen Frequenzband und zu einer Zeit im Vordergrund.

Zur Erreichung dieser Ziele werden verschiedene Antennen gemeinsam in einem System verwendet. Basierend auf den fünf verschiedenen Diversity-Arten Raum-, Polarisations-, Pattern-, Zeit- und Frequenz-Diversity, kann die selbe Information über mehrere Antennen empfangen werden. Dabei wird der Fakt ausgenutzt, dass das schnelle Fading abhängig vom Ort, von der Polarisation, von der Frequenz und von der Richtcharakteristik der Antenne ist. Zudem ist der Funkkanal zeitvariant, was durch Zeit-Diversity ausgenutzt werden kann. Kurz gesagt, wenn die Funkkanäle weit genug in der Frequenz, die Antennen voneinander weit genug entfernt, die Zeitverschiebung des Sendens der identischen Signale lange genug oder die Polarisation bzw. die Pattern der Antennen unterschiedlich genug sind, so sind zeitliche Störungen der Amplituden der empfangenen Signale statistisch unabhängig [Bre03]. Wenn die statistische Abhängigkeit der verschiedenen Signale somit sehr gering ist, was eine geringe Leistungskorrelation, siehe hierzu auch Kapitel 2.3.1, erfordert, dann ist die Wahrscheinlichkeit, dass alle Signale gleichzeitig gestört sind und somit eine Ausfall des Systems unvermeidbar ist, sehr klein. Die Systeme, die diesen Effekt ausnutzen, sind die sogenannten Diversity-Systeme. Dabei ist jedoch noch nicht festgelegt, welche Qualitätskriterien, wie bspw. die Empfangsleistung oder das empfangene SNR, angewandt werden.

Antennen im System bedeutet in dieser Arbeit ein System aus Sender, Sendeanenne, Funkkanal, Empfangsantenne und Empfänger. Alle Komponenten

zusammen bilden das Übertragungssystem.¹

Diversity-Systeme werden vornehmlich in Kommunikationssystemen eingesetzt, bei denen mehrere Empfangsantennen und Empfänger, beispielsweise an einem Kraftfahrzeug, und eine Sendeantenne am Sender, einem Sendeturm, zur Verfügung steht. Prinzipiell haben alle Diversity-Systeme gemeinsam, dass zu jedem Zeitpunkt nur ein Subkanal vom Sender zum Empfänger existiert. Im Gegensatz dazu wird bei einem MIMO-System die Übertragungsrate dadurch erhöht, dass mehrere parallele Subkanäle im Funkkanal ausgenutzt werden. Für das in dieser Arbeit verwendete MIMO-Kommunikationssystem, mit keiner Kanalkennntnis am Sender, werden, wie oben beschrieben, Antennen mit einer möglichst geringen Leistungskorrelation und Kopplung benötigt.²

Folgend werden, in der Komplexität aufsteigend, kurz die Funktionsweisen der jeweiligen Diversity- und MIMO-Systeme beschrieben.³

D.1 Diversity-Systeme für den mobilen Radioempfang

Geschaltete Diversity-Systeme, sogenannten switched-Diversity-Systeme, dominieren heutzutage den terrestrischen, mobilen Rundfunkempfang am Kraftfahrzeug mit Mehrantennensystemen. Sie sind günstig zu fertigen und können mit nur geringem Aufwand in Kraftfahrzeuge integriert werden.

Das Ziel eines geschalteten Diversity-Systems besteht darin die Antenne auszuwählen, die zu jeder Zeit das beste oder zu mindestens ein ausreichend gutes Empfangssignal empfängt. Dabei werden die verschiedenen Fading-Verhalten an den jeweiligen Antennen ausgenutzt.

Die Frequenz stellt einen Freiheitsgrad dar, der solange die Ersatzfrequenz im entsprechenden Frequenzband liegt keine großen Anforderungen an die Antenne stellt. Vom Standpunkt der Antennenintegration von mehreren Antennen in kleine mobile Geräte stellt der Fall des Frequenz-Diversity keine von der Integration einer einzelnen Antenne abweichenden Anforderungen an die integrierte Antenne. Gerade wenn die Ersatzfrequenzen, wie im Rundfunk im Empfangsfrequenzband untergebracht sind. Unter der Terminologie Diversi-

¹Der Einfachheit wegen wurde hier sowohl für die Sendeantenne als auch die Empfangsantenne der Singular verwendet. Es handelt sich hier vom betrachteten Fall abhängig um Antennenarrays aus mehreren Antennenelementen

²In der Literatur sind mannigfaltige Diversity- und MIMO-Systeme vorhanden. Eine ausführliche Beschreibung würde daher den Rahmen dieser Arbeit sprengen, weshalb nur die für diese Arbeit Wichtigsten kurz eingeführt werden.

³In der Literatur werden verschiedene Bezeichnungen für die Diversity-Systeme verwendet. Willkürlich, jedoch einheitlich wird hier die Bezeichnung bezüglich der klassischen Benennung von Brennan [Bre03] gefolgt.

ty-System wird daher in dieser Arbeit ein Diversity-System verstanden, das Frequenz-Diversity ausschließt.

Heutige, nahezu unsichtbar in die Front-, Heck- oder Seitenscheibe integrierte Antennen sind ohne Antennenverstärker meist nicht realisierbar, sie werden daher zur Antenne hinzu gezählt.

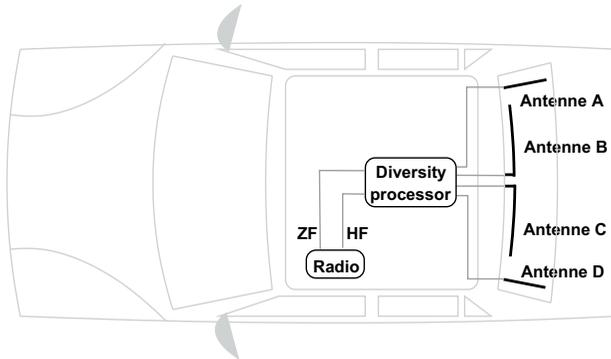


Abbildung D.1: Abbildung eines State-of-the-Art vier Antennen Diversity-Systems im Kraftfahrzeug mit in die Heckscheibe integrierten Antennen.

Bei State-of-the-Art Diversity-Systemen werden meist mit vier Antennen ausgestattet. Diese sind vom Modell und Hersteller abhängig in die Heckscheibe, in die Seitenscheiben und selten auch in die Frontscheibe integriert. Der Diversity-Switch kann bei der Integration der Antennen beispielsweise in der Heckscheibe direkt an der hinteren Kante des Daches im Fahrzeughimmel angebracht werden. Damit wird der Verkabelungsaufwand minimiert. Die geschalteten Diversity-Systeme sind somit vor das Radio, wie in Abbildung D.1 zu sehen, in den Antennenzweig integriert. Die Auswahl bzw. die Bewertung des über die aktive Antenne empfangenen Signals kann auf unterschiedliche Weise erfolgen. Heutige Diversity-Prozessoren werten häufig sowohl das Audiosignal als auch den Empfangspegel aus.

D.1.1 Scanning-Diversity

Ein Beispiel eines geschalteten Diversity-Systems vom Typ Scanning-Diversity ist in Abbildung D.2 gezeigt. Zu jedem Zeitpunkt ist immer nur eine Antenne von mehreren Antennen die in das mobile Gerät integrierten sind mit dem Empfänger verbunden. Durch einen elektronischen Schalter, meist ein Diodenschalter, wird zwischen den verschiedenen Antennen umgeschaltet.

Zur Bewertung des aktuellen empfangenen Radiosignals wird durch eine Rückkopplung des aktuell eingestellten Senders in Zwischenfrequenzlage bei

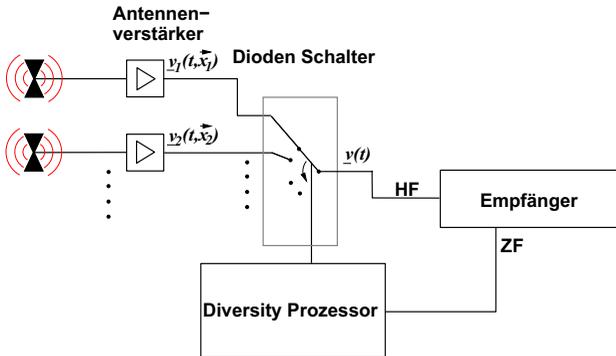


Abbildung D.2: Prinzipschaltbild eines Switch-Diversity-Systems vom Typ Scanning-Diversity, verwendet im Kraftfahrzeug für den Radioempfang im UKW Frequenzband, 88 MHz–108 MHz.

10,7 MHz eine Analyse im Diversity-Prozessor durchgeführt. Bei State-of-the-Art Diversity-Prozessoren wird neben dem Empfangspegel durch Filter das Auftreten von Störungen des Audio-Empfangssignals, das durch die Rückkopplung zur Verfügung steht, detektiert. Bei gleichzeitigem Eintreten beider Indikatoren, Empfangspegel fällt rapide ab und eine Störung des Audiosignals findet statt, wird durch den Diversity-Switch auf eine weitere Antenne umgeschaltet. Beim Philips Diversity-Prozessor [Sem06] wird beispielsweise als erstes wieder die Antenne mit dem Radio-Tuner verbunden, die zuvor das beste Empfangssignal lieferte.

Unter Berücksichtigung des Radio-Empfangssignals im Basisband kann die Qualität des empfangenen Signals im Basisband neben der Empfangsleistung bewertet werden. Durch dieses Vorgehen kann eine analytische Bestimmung der Ausfallwahrscheinlichkeit nicht mehr durchgeführt werden. Im Folgenden wird daher der einfachste Fall mit dem Empfangspegel als einzigem Qualitätsparameter durchgeführt. In einem realen Einsatz würde eine solche Entscheidung anhand des Empfangspegels in ca. 50 % der Fälle eine nicht optimale und damit falsche Entscheidung herbeiführen, [Mol03]. Zu einer vergleichenden Studie des Einbauortes für Antennen ist dieses Vorgehen jedoch notwendig.

Das Empfangssignal $X_R(t)$ kann durch eine gewichtete Summe der Empfangssignale der Antennen $v_i(t, \vec{x})$ mit $i = 1 \dots N$ wobei N die maximale Anzahl der Antennen ist, dargestellt werden.

$$X_R(t) = \sum_i = 1^N a_i(t) v_i(t, \vec{x}) \quad (\text{D.1})$$

Die Gewichtung $a_i(t)$ ist für Switched-Diversity-Systeme jeweils nur bei einer

Antenne von Null verschieden.

D.1.2 Selection-Diversity

Selection-Diversity-Systeme werten zu jedem Zeitpunkt die Qualität des empfangenen Signals aller Antennen aus. Der Aufbau ist ähnlich dem eines Scanning-Diversity-Systems, gezeigt in Abbildung D.3, wobei ein Tuner direkt an jeder Antenne angeschlossen ist. Das qualitativ höchstwertige Signal wird

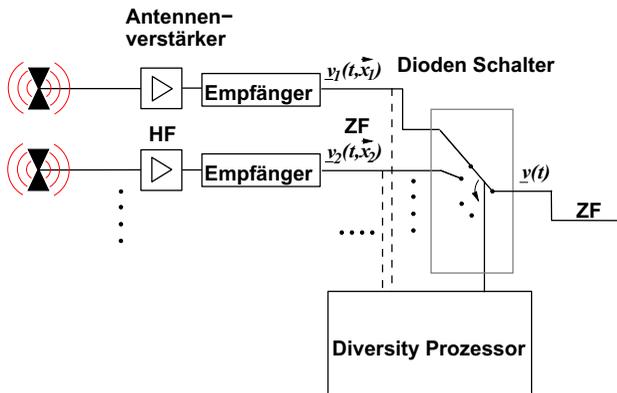


Abbildung D.3: Prinzipschaltbild eines Switch-Diversity-Systems vom Typ Selection-Diversity.

durch den Diodenschalter auf den Ausgang des Diversity-Systems geschaltet. Es wird pro Antenne ein Tuner benötigt, um die Qualität des Signals zu detektieren. Es kann je nach Ausführung direkt das Basisbandsignal oder das Signal in Zwischenfrequenzlage durch den Diodenschalter umgeschaltet werden. Im Vergleich zum Scanning-Diversity ist ein deutlich höherer Hardwareaufwand notwendig. Weshalb es im Kraftfahrzeug heutzutage nicht eingesetzt wird. Es ergibt sich am Ausgang des Selection-Diversity-Systems

$$X_R(t) = \max_i v_i(t, \vec{x}) \quad (\text{D.2})$$

Im zeitlichen Mittel ist der Empfangspegel durch das Auswahlkriterium beim Selection-Diversity im Vergleich zum Scanning-Diversity erhöht.

Sowohl Scanning-Diversity als auch Selection-Diversity-Systeme erzielen den maximalen Gewinn wenn alle Antennen im Mittel die selbe Leistung und Signalqualität empfangen. Da dies in realen Systemen meist nicht sichergestellt werden kann wird folgend der Einfluss von Empfangsleistungsunterschieden bei Scanning- und Selection-Diversity untersucht.

D.1.3 Empfangsleistungsunterschiede bei Switch-Diversity

Die Berechnung des Korrelationskoeffizienten für ein Antennensystem zeigt die prinzipielle Eignung dieses Systems als Switch-Diversity-System. Jedoch macht der Korrelationskoeffizient keine Aussage über den Pegel der empfangenen Leistung und damit über die Funktionsfähigkeit und Leistungsfähigkeit eines Switch-Diversity-Systems. Der Leistungskorrelationskoeffizient zwischen Antennen eines Antennenarrays stellt somit eine wichtige Voraussetzung dar, ist jedoch keine ausreichende Bedingung für eine hohe Empfangsqualität des Diversity-Systems.

Für eine Leistungsbetrachtung muss sowohl die Verteilung der Empfangsleistung der Antennen, durch beispielsweise die kumulative Verteilungsfunktion, und zusätzlich das Signal zu Rauschverhältnis der Antennen betrachtet werden. Zur Untersuchung des Einflusses von Empfangsleistungsunterschieden der Antennen in einem Diversity-System wird folgend von einer Gruppenantenne mit 4 Empfangsantennen ausgegangen. Als Antennen werden linear vertikal polarisierte Dipole angenommen. Folgend wird davon ausgegangen, dass eine quantitative Bewertung anhand des empfangenen Pegels ausreiche. Für einen Vergleich der Systeme wird ein Szenario aus 12 einfallenden Wellen in ein Gebiet der Größe $100 \lambda \times 2 \lambda$ wie in Abbildung D.4 gezeigt verwendet. Die Antennen sind durch unterschiedliche Symbole gekennzeichnet. Der Abstand der Antenne beträgt 0.2λ . Es ergibt sich die für Kraftfahrzeuge übliche Fläche des Antennenarrays von $0,6 \lambda$, mit einer Wellenlänge bei UKW von ca. 3 m. Im Folgenden wird virtuell die Empfangsleistung bei einer Durchquerung des Szenarios mit den verschiedenen Antennen aufgezeichnet. Die Gruppenantenne am Empfänger ist linear, parallel zur Y-Achse orientiert. Kopplungen zwischen den Antennen werden vernachlässigt. Es wird somit ein unter diesen Umständen optimaler Fall betrachtet. Als Empfangsleistungen der vier Antennen im linearen Antennenarray ergeben sich ausschnittsweise die in Abbildung D.5 gezeigten Empfangspegel.

Wird davon ausgegangen, dass ein störungsfreier Empfang einen minimalen Pegel von $P_R = -60 \text{ dB}$ erfordert, so ist zu erkennen dass ein störungsfreier Empfang mit je nur einer der vier Antennen nicht möglich ist.

Exemplarisch werden folgend wie oben beschrieben vier Antennen virtuell durch das in Abbildung D.4 gezeigte Wellenfeld über eine Strecke von 100λ bewegt. Zur Untersuchung des Einflusses von Empfangsleistungsunterschieden auf das Ausgangssignal des Diversity-Antennensystems werden Untersuchungen an den folgenden drei Beispielen durchgeführt.

- Alle Antennen empfangen im zeitlichen Mittel die gleiche Leistung.
- Drei Antennen empfangen im zeitlichen Mittel die gleiche Leistung, die

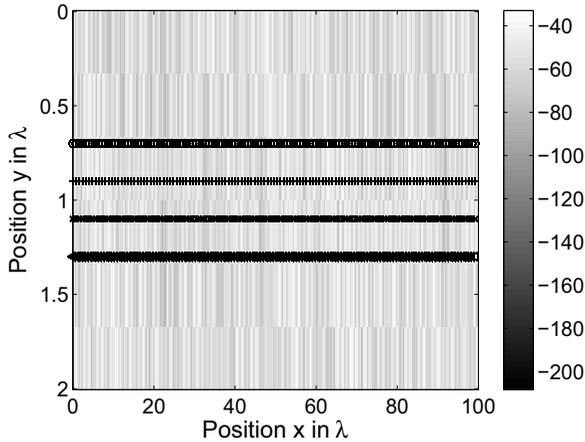


Abbildung D.4: Kohärente Leistungsdichte beim Einfall von 12 Wellen. Positionen der ersten Antenne mit +, der zweiten Antenne mit o, der dritten Antenne mit x und der vierten Antenne mit > gekennzeichnet.

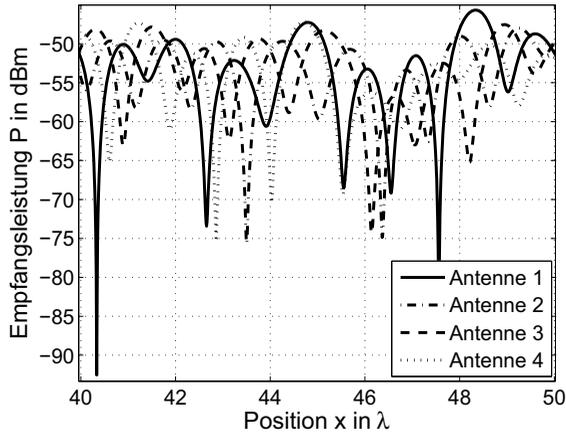


Abbildung D.5: Ausschnitt aus dem Empfangspegel von vier Antennen im Abstand 0.2λ voneinander.

jedoch um 3 dB geringer ist als die mittlere Empfangsleistung der dominierenden Antenne.

- Drei Antennen empfangen im zeitlichen Mittel die gleiche Leistung, die jedoch um 6 dB geringer ist als die mittlere Empfangsleistung der dominierenden Antenne.

In Abbildung D.6 ist die Wahrscheinlichkeit, dass die Empfangsleistung P_R kleiner als die auf der Abszisse aufgetragene Leistung ist, für alle vier Antennen gezeigt.

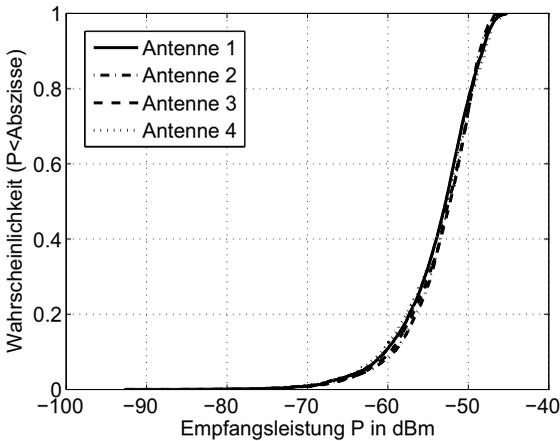


Abbildung D.6: Kumulative Wahrscheinlichkeit für den Empfangspegel bei der Durchquerung des Wellenfeldes aus Abbildung D.4 für vier Antennen im Abstand von $0,2 \lambda$.

Es zeigt sich, dass ohne eine Gewichtung der Empfangsleistung alle Antennen den gleichen Empfangspegel aufweisen. Der maximale Empfangspegel ist durch den Tuner im Radio auf $P_{R,max} = -40$ dBm festgelegt. Bei höherem Empfangspegel führt eine AGC (automatic gain control) im Tuner zu einer Reduzierung des Empfangspegels, so dass der Tuner nicht zerstört wird. Hier soll davon ausgegangen werden, dass die dominierende Antenne diesen maximalen Empfangspegel nicht überschreiten.

Für Scanning-Diversity wird der Threshold zu Beginn der Simulation auf $P_{th} = -60$ dBm eingestellt. Eine zeitliche Anpassung des Threshold wird mit einem Faktor von $k = 0,001$ nach Gleichung (D.3) vorgenommen.

$$P_{th}(n+1) = P_{th}(n) + k \cdot P_{Scanning} \quad (D.3)$$

wobei P_{Scanning} der Pegel nach dem Diversity Prozessor für Scanning-Diversity ist. In Abbildung D.7 ist ein Ausschnitt der Empfangspegel der Antennen 1...4, gezeigt. Zusätzlich ist der Threshold und der sich ergebende Empfangspegel für Scanning-Diversity und Selection-Diversity eingezeichnet. Bei einer

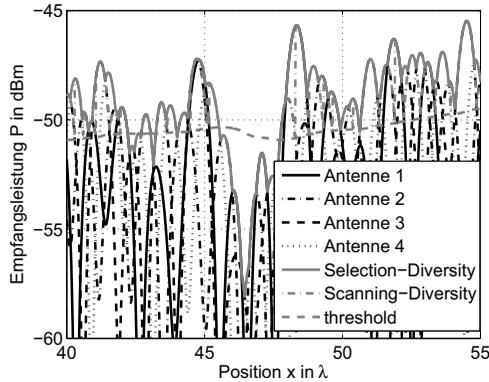


Abbildung D.7: Empfangspegel der Antennen bei einer virtuellen Durchfahrt durch das Szenario, gegeben in Abbildung D.4. Zusätzlich Threshold und Empfangspegel für Scanning-Diversity und Selection-Diversity.

Durchfahrt durch das Szenario zeigt sich, dass im Mittel Selection-Diversity und Scanning-Diversity äquivalent gut arbeiten, Abbildung D.8. Dennoch ist zu erkennen, dass Selection-Diversity geringe Vorteile aufweist, wenn ausschließlich der Empfangspegel als Qualitätsmerkmal verwendet wird.

Im Falle einer Hauptantenne und drei Antennen, die um 3 dB bzw. 6 dB weniger Leistung empfangen, fällt der Erwartungswert des Empfangspegels um 2 dB bzw. 3 dB im Vergleich zum Empfang mit 4 äquivalenten Antennen. Bei einer weiteren Vergrößerung des Pegelunterschieds wird der Gewinn durch das Diversity-System weiter reduziert. Ein Pegelunterschied von 14 dB zwischen Hauptantenne und den restlichen Antennen führt dazu, dass kein nennenswerter Gewinn mit dem Diversity-System erzielt werden kann.

Neben dem Erwartungswert für den Empfang in einem Radio-Empfangssystem ist die Ausfallwahrscheinlichkeit ein wichtiger Indikator. Beim Radio-Empfang am Kraftfahrzeug wird davon ausgegangen, dass ein minimaler Empfangspegel von -60 dBm für einen störungsfreien Empfang notwendig ist. Folgend wird somit eine minimale Grenze des Empfangspegels für störungsfreien Empfang von -58 dBm angenommen, so verbleiben 2 dB Margin. Die Unterschreitungswahrscheinlichkeit des minimalen Empfangspegels für störungsfreien Empfang nach dem jeweiligen Switch-Diversity ist in Tabelle D.1

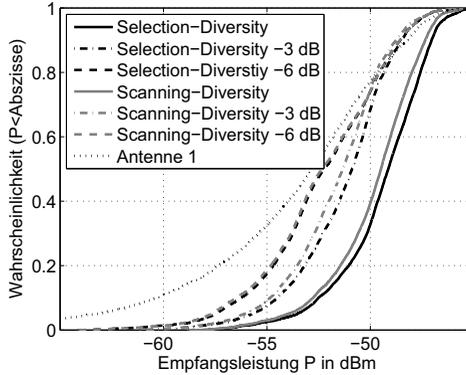


Abbildung D.8: Unterschreitungswahrscheinlichkeit für Scanning-Diversity und Selection-Diversity für eine dominierende Antenne und 3 Empfangsantennen mit um 3 dB bzw. 6 dB reduziertem Empfangspegel.

zusammengefasst.

Diversity-System	$E(P_R < 60 \text{ dB})$
Selection-Diversity	0,4%
Selection-Diversity -3 dB	1,4 %
Selection-Diversity -6 dB	3,6 %
Scanning-Diversity	0,7%
Scanning-Diversity -3 dB	1,6 %
Scanning-Diversity -6 dB	4,1 %

Tabelle D.1: Wahrscheinlichkeit für das Unterschreiten eines Empfangspegel von -58 dBm am Ausgang eines Diversity-Systems mit vier Antennen

Die Unterschreitungswahrscheinlichkeit eines Pegels von -58 dBm steigt mit größer werdender Differenz an. Dennoch wird die Empfangsqualität durch das Diversity-System verbessert. Die Unterschreitungswahrscheinlichkeit des Pegels von -58 dBm beträgt bei der dominierenden Antenne 17%.

Der maximale Gewinn an Hörgenuss lässt sich somit für das gegebene Szenario und mit einem 4 Antennen Diversity-System ⁴ erzielen, wenn alle Antennen im Diversity Antennensystem den gleichen mittleren Empfangspegel liefern. Der Diversity Gewinn fällt oder die Unterschreitungswahrscheinlichkeit steigt bei größer werdenden Unterschieden, jedoch ist die untere Grenze

⁴Im Kraftfahrzeug werden in der Oberklasse und Mittelklasse 4 Antennen Diversity-Systeme vom Typ Scanning Diversity eingesetzt. Es wurde daher hier ein 4 Antennen Diversity-System verwendet.

die Unterschreitungswahrscheinlichkeit der besten Antenne. Beim Erreichen der unteren Grenze ist jedoch kein Gewinn durch das Diversity-System zu erzielen.

D.2 Phase-Diversity im mobilen Radio-Empfang

Heutzutage sind nur wenige Fahrzeuge mit einem Phase-Diversity-Empfangssystem ausgestattet. In Abbildung D.9 ist das Prinzipschaltbild eines Phase Diversity-System gezeigt. Zu jeder Antenne wird ein Empfänger benötigt, der das empfangene Signal in Zwischenfrequenzlage, 10,7 MHz, mischt. Auf Zwischenfrequenzlage werden die Signale im Diversity-Prozessor digitalisiert und durch einen adaptiven Algorithmus addiert [Bla06].

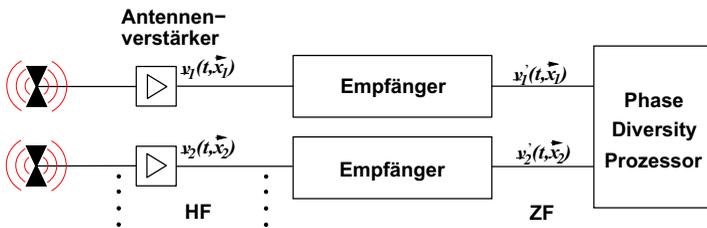


Abbildung D.9: Prinzipschaltbild eines Phase Diversity-Systems, verwendet im Kraftfahrzeug für den Radioempfang bei UKW

Als adaptive Algorithmen stehen verschiedene zur Verfügung. Einige sind in [LL96] gezeigt. Für den mobilen Radio-Empfang muss ein Algorithmus mit sehr schnellem Einschwingverhalten gewählt werden. Hier ist beispielsweise der Recursive-Least-Square Algorithmus anwendbar. Dabei werden die Gewichtungsfaktoren ständig durch die Kovarianzmatrix bestimmt. Damit die Berechnung in Echtzeit durchgeführt werden kann werden Prozessoren mit hoher Rechenleistung benötigt. Auch die aufwendige Empfangstechnik mit pro Antenne einem Tuner verhindert heutzutage eine günstige Herstellung. Eine Erweiterung des Empfangssystems auf mehrere Antennen würde weitere Rechenkapazität erfordern welche heutzutage nicht mit erträglichem Aufwand zur Verfügung steht.

Im Vergleich zum Switch-Diversity-System werden beim Phase Diversity-System alle verwendeten Antennen gleichzeitig verwendet. Dadurch kann der Gruppengewinn des Antennensystems, der mit identischen Antennen mit dem $\log_{10}(N)$ steigt, genutzt werden.

$$G_{\text{Gruppe}} = 20 \log_{10}(N) \quad (\text{D.4})$$

mit N der Anzahl der verwendeten Antennen. Dieser Gruppengewinn kann nur im optimalen Fall, dass alle Antennen identischen Gewinn aufweisen erzielt werden, daher handelt es sich bei diesem Gruppengewinn um eine obere Grenze des Gewinns durch die Anzahl der verwendeten Antennen.

Mathematisch gesehen werden beim Equal-Gain-Combining die Signale durch komplexe Gewichtung so addiert, dass sich ein maximales Empfangssignal aus der Summe der empfangenen Signale der Antennen ergibt. Der Betrag der Gewichtungsfaktoren beim Equal-Gain-Combining ist identisch für alle Antennen und beträgt Eins. Dieses Vorgehen ist nahezu äquivalent zum Vorgehen bei Phase-Diversity. Ein Equal-Gain-Combiner addiert somit die durch sogenanntes co-phasing in der Phase gleichgeschaltete Empfangssignale der Antennen.

$$a_i(t) = e^{j\alpha_i} = e^{-\arg v_i(t, \vec{x})} \quad (\text{D.5})$$

Das Summensignal ergibt sich dann aus Gleichung (D.1) durch Summation der Beträge der Empfangssignale.

$$X_{\text{R,EGC}}(t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) X_{\text{R},i}(t, \vec{x}) = \sum_{i=1}^N e^{j\alpha_i} X_{\text{R},i}(t, \vec{x}) = \sum_{i=1}^N |X_{\text{R},i}(t, \vec{x})| \quad (\text{D.6})$$

In diesem Fall leistet jedes empfangene Signal der einzelnen Antennen $X_{\text{R},i}$ einen Beitrag zum Summensignal $X_{\text{R,EGC}}(t)$ am Ausgang des Diversity-Prozessors. Für einen Vergleich der Leistungsfähigkeit des Phase-Diversity mit den geschalteten Diversity-Systemen wird auch hier eine Anzahl von 4 Antennen zum Empfang angenommen.

Für ein Equal-Gain-Combining Antennensystem ergibt sich zum Vergleich zu den geschalteten Diversity-Systemen, Scanning- und Selection-Diversity ein deutlich, bis zu 6 dB, höherer Empfangspegel, siehe Abbildung D.10.

Eine weitere Untersuchung bei reduziertem Pegel einer Antenne sind hier nicht notwendig, da dieser reduzierte Empfangspegel direkt in das Summensignal, siehe Gleichung (D.6), eingeht.

D.3 Mehrantennensysteme in der Kommunikation

In der Kommunikation sind die Anforderungen an die Datenrate und die Verlässlichkeit unter der Vorgabe eines gleich bleibenden Spektrums gestiegen. Diversity und MIMO-Systeme können bei der Erfüllung dieser Aufgaben erfolgreich eingesetzt werden.

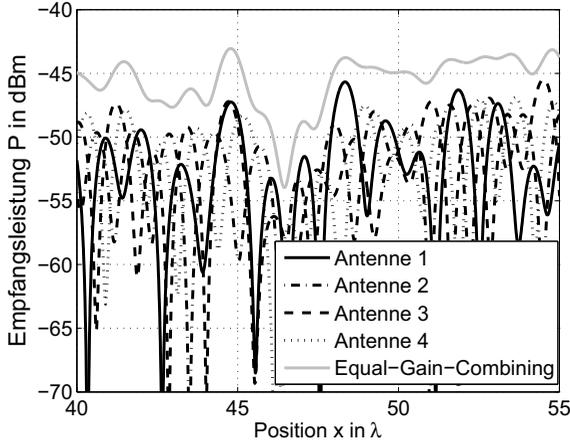


Abbildung D.10: Ausschnitt aus dem Empfangspegel von vier Antennen im Abstand 0.2λ voneinander und Equal-Gain-Combining.

D.3.1 Geschaltete Diversity Antennensysteme

In der Kommunikation werden für Wireless Local Area Networks (WLAN) schon heute geschaltete Diversity-Systeme eingesetzt.

Wenn davon ausgegangen wird, dass die Funkkanäle zwischen allen Sende- und Empfangsantennen unabhängig sind und dass jede Empfangsantenne ihr spezifisches, instantanes Signal-zu-Rauschverhältnis (SNR) $\text{SNR}_i(t)$ aufweist, so kann die mittlere Wahrscheinlichkeit für ein bestimmtes SNR am Ausgang des Diversity-Prozessors berechnet werden. Die Wahrscheinlichkeit, dass eine Antenne ein SNR besser als eine bestimmte Grenze SNR_{soll} aufweist ergibt sich zu:

$$P(\text{SNR}_i < \text{SNR}_{\text{soll}}) = \int_0^{\text{SNR}_{\text{soll}}} p(\text{SNR}_i(t)) (d \text{SNR}) = 1 - e^{-\frac{\text{SNR}_{\text{soll}}}{E(\text{SNR}_i(t))}} \quad (\text{D.7})$$

Da die einzelnen Kanäle als unabhängig angenommen werden, ergibt sich die Wahrscheinlichkeit, dass alle Kanäle unterhalb eines bestimmten Signal zu Rausch Verhältnis SNR_{soll} sind durch das Produkt der Wahrscheinlichkeiten aus Gleichung (D.7).

$$P(\text{SNR} < \text{SNR}_{\text{soll}}) = \prod_i P(\text{SNR}_i < \text{SNR}_{\text{soll}}) = \prod_i \left(1 - e^{-\frac{\text{SNR}_{\text{soll}}}{E(\text{SNR}_i(t))}} \right) \quad (\text{D.8})$$

Unter Annahme, dass alle N Antennen im Mittel das instantane SNR

$E(\text{SNR}(t))$ aufweisen, kann Gleichung (D.8) weiter vereinfacht werden.

$$P(\text{SNR}_{\text{soll}}) = \left(1 - e^{-\frac{\text{SNR}_{\text{soll}}}{E(\text{SNR}(t))}}\right)^N \quad (\text{D.9})$$

Diversity-Systeme, wie hier beschrieben erfüllen die Forderung nach einer verlässlichen Verbindung und damit einer unterbrechungsfreien Datenkommunikation, jedoch können sie primär die Datenrate nicht erhöhen. Effektiv wird zwar eine Erhöhung der Datenrate im Mittel erzielt, da weniger Störungen im Vergleich zur Übertragung mit einem SISO-System auftreten. Für eine weitere Steigerung werden Systeme benötigt, die die Informationen aus allen Antennen auswerten und alle in einem Spektrum vorhandenen nutzbaren Pfade in der Umgebung zu einer parallelen Übertragung nutzen.

D.3.2 MIMO-Antennensysteme

Die Aufgabe eines MIMO-Systems ist die Datenmenge, die pro Zeit und pro zur Verfügung stehenden Bandbreite übertragen werden kann zu maximieren. Ein Maß für diese Datenrate pro genutzter Frequenzbandbreite ist die spektrale Effizienz. Bei Diversity-Systemen wird für eine Übertragung ein Kanal, der durch ein „Beamforming“ sowohl am Sender als auch am Empfänger optimiert wird, verwendet. Mit diesem Subkanal ist jedoch die hohe Datenrate zukünftiger Systeme nicht erreichbar, Beispielsweise ist bei WLAN 802.11g eine maximale Datenrate von 54 MBit/s erzielbar. Im neuen Standard 802.11n soll eine bis zu zehnfache Datenrate erreichbar sein. Hierzu ist es notwendig, das zur Verfügung stehende Spektrum effizienter als heute zu nutzen. Hierfür wird bei MIMO-Systemen die Kanalkennntnis je nach Verfahren sowohl am Sender als auch am Empfänger ausgenutzt, um parallele Datenströme, im gleichen Frequenzbereich und über identische Antenne, zu übertragen. Der Unterschied zu Diversity-Systemen ist die parallele Übertragung der Daten über sogenannte Subkanäle in einem Frequenzband und zu der selben Zeit. In dieser Arbeit wird von keiner Kanalkennntnis am Sender ausgegangen, daher hat es sich als sinnvoll erwiesen die Sendeleistung auf alle Antennen gleich zu verteilen. Auf Empfangsseite kann eine Kanalschätzung vorgenommen, und der Kanal in bis zu $\min\{M,N\}$ unterschiedliche Subkanäle aufgeteilt werden. Über jeden Subkanal können unabhängig voneinander Daten übertragen werden. Als Vergleich kann wie in [Wal04] gezeigt eine Normierung vorgenommen werden. Hier wird für einen fairen Vergleich die SISO spektrale Effizienz, siehe dazu auch Kapitel A, die in 10 % der Fälle 3,5 bit/(s · Hz) ergibt verwendet.

Literaturverzeichnis

- [AKRO04] B. Al-Khateeb, V. Rabinovich und B. Oakley. An Active Receiving Antenna for Short Range Wireless Automotive Communication. *Microwave Optical Technology Letters*, 43(4):293–297, November 2004.
- [Ala98] S.M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, Oktober 1998.
- [Bal82] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sohns, New York, 2nd Ed., 1982. ISBN:0-471-59268-4.
- [BL03] Dr. Joachim Brose und Prof. Dr. Heinz Lindenmeier. Optimized Reactive Port-Loads of a Multi-Antenna-System for Enhanced Diversity-Effectiveness. *International ITG-Conference on Antennas*, 178:331–334, September 2003.
- [Bla06] Blaupunkt. TwinCeiver mit DDA – UKW-Empfang in Perfektion. Webseite, 2006. verfügbar online {http://www.blaupunkt.com/de/technology_1asp}, Stand 10. August 2006.
- [Bre03] D.G. Brennan. Linear Diversity Combining Techniques. *Proceedings of the IEEE*, 91(2):331–356, Februar 2003. Wiederauflage von: *Proceedings of the IRE*, 47:1075–1102, Juni, 1959.
- [BV05] C. Bruns und R. Vahldieck. A closer look at reverberation Chambers - 3-D Simulation and experimental verification. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47(3):612–626, August 2005.
- [CEN98] CENELEC, Europäisches Komitee für Normung. *DIN EN IEC60315-4, Messverfahren für den Funkempfang für verschiedene Senderarten, Teil 4: Empfänger für frequenzmodulierte Ton-Rundfunksendungen*, Dezember 1998. Deutsche Fassung.

- [Chu48] L. J. Chu. Physical Limitations on Omni-Directional Antennas. *Journal of Applied Physics*, 19(12):1163–1175, Dezember 1948.
- [DKE02] DKE, Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE. *DIN EN 55012-1 (VDE0879 Teil 1), Fahrzeuge, Boote und Verbrennungsmotoren angetriebene Geräte – Funkentstörereigenschaften, Teil 1*, Dezember 2002.
- [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(3):311–335, 1998.
- [FHHJ93] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa und J.R. James. *Small Antennas*. Research Studies Press, 1st Ed., 1993. ISBN:0 86380 048 3.
- [FJ94] K. Fujimoto und J.R. James. *Mobile Antenna System Handbook*. Artech House Publishers, 1st Ed., 1994. ISBN:1580530079.
- [FMI⁺99] H. Furuuchi, H. Morishita, H. Ide, Z. Tanaka und K. Fujimoto. A balanced-fed loop antenna system for handsets. *Antennas and Propagation Society Symposium*, 1:6–9, Juli 1999.
- [Fri94] Dean A. Frickey. Conversion Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedance. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(2):205–211, Februar 1994.
- [Gmb05] Schott-Rohrglas GmbH. Schott ar-glas. Webseite, 2005. verfügbar online: {<http://www.schott.com/tubing>}, Stand 1. Mai 2006.
- [Gou76] G. E. Goubau. Antenna Structures having Reactance at Free End. *United States Patent*, (3967276), Juni 1976.
- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer Verlag, Berlin Heidelberg, 1998.
- [Han81] R. C. Hansen. Fundamental Limitations in Antennas. *Proceedings of the IEEE*, 69(2):170–182, Februar 1981.
- [Har60] Roger F. Harrington. Effect of Antenna Size on Gain, Bandwidth, and Efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards - D. Radio Propagation*, 64 D(1):1–12, Januar-Februar 1960.
- [Har78] R.F. Harrington. Reactive Controlled Diversity Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-26(3):390 – 395, 1978.

-
- [HCL⁺02] F.R. Hsiao, H.T. Chen, G.Y. Lee, T.W. Chiou und K.L. Wong. A dual-band planar inverted-F patch antenna with a branch-line slit. *Microwave Optical Technology Letters*, 32(4):310 – 312, Februar 2002.
- [HEG06] Car Communication Systems Hirschmann Electronics GmbH. Einbauvorschläge Stossfängerantennen. Webseite, 2006. verfügbar online: {http://www.hirschmann-car.com/Deutsch/Download/Kataloge_und_Broschueren/Stossfaenger-Einbauvorschlaege/index.phtml}, Stand 19. Januar 2007.
- [Hei99] A. Heinz. Anpaßnetzwerke für monolithisch integrierte HF-Leistungsverstärker für den Mobilfunk. *Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Technische Universität Wien*, Januar 1999.
- [Jak74] William C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. IEEE Press, New Jersey, 1st Ed., 1974. ISBN:0-7803-1069-1.
- [KBW99] F. Küchen, T.C. Becker und W. Wiesbeck. *Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk*. Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe, Band 22, 1999.
- [Kie97] U. Kienke. *Signale und Systeme*. Oldenbourg Verlag, 1997.
- [KLV⁺03] Kimmo Kalliola, Heikki Laitinen, Pertti Vainikainen, Martin Toeltsch, Juha Laurila und Ernst Bonek. 3-D double-directional radio channel characterization for urban macrocellular applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(11):3122–3132, November 2003.
- [KR03] P.-S. Kildal und K. Rosengren. Electromagnetic analysis of effective and apparent diversity gain of two parallel dipoles. *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2(1):9–13, 2003.
- [KR04] P.-S. Kildal und K. Rosengren. Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber. *IEEE Communications Magazine*, 42(12):104–112, Dezember 2004.
- [Kra88] J.D. Kraus. *Antennas*. Electrical Engineering Series. McGraw-Hill, 2nd Ed., 1988. ISBN:0-07-100482-3.

- [Lee93] William C.Y. Lee. *Mobile Communication Engineering*. McGraw-Hill, 1st Ed., 1993. ISBN:0070371032.
- [LHRK99] H. K. Lindenmeier, J. Hopf, L. Reiter und R. Kronberger. Optimization of the antenna-diversity-effectiveness of complex FM-car=antenna systems. *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, 3:2058–2061, November 1999.
- [LL96] J. Litva und T.K.-Y. Lo. *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Mobile Communications Series. Artech House Publishers, 1996. ISBN:0890067120.
- [LM01] G.H.K. Lui und R.D. Murch. Compact dual-frequency PIFA design using LC resonators. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(7):1016–1019, Juli 2001.
- [LSL93] H. K. Lindenmeier, A. Schwab und A. Leinwetter. Antenna and Diversity Techniques for Audio and Television-Broadcast Reception in BMW-Automobiles. *SAE Technical Papers Series 1993*, 1993.
- [LVS+98] O. Leisten, Y. Vardaxoglou, T. Schmid, B. Rosenberger, E. Agboraw, N.Kuster und G. Nicolaidis. Miniature dielectric-loaded personal telephone antennas with low user exposure. *Electronics Letters*, 34(17):1628–1629, August 1998.
- [McL96] J. S. McLean. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(5):672–675, Mai 1996.
- [MD02] R. Murji und M.J. Deen. A scalable meander-line resistor model for silicon RFICs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 49(1):187–190, Januar 2002.
- [MD05] R. Murji und M.J. Deen. Accurate Modeling and Parameter Extraction for Meander-Line N-Well Resistors. *IEEE Transactions on Electronic Devices*, 52(7):1364 – 1369, Juli 2005.
- [MFF02] H. Morishita, H. Furuuchi und K. Fujimoto. Performance of balance-fed antenna system for handsets in the vicinity of a human head or hand. *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas Propagation*, 149(2):85–91, April 2002.
- [MLM99] S. Miyahara, N. Lazarov und K. Minamisono. Prototype development of FM directional antenna for automotive application. *SAE transactions*, 108(1)(6):558–569, 1999.

-
- [Mol03] Andreas F. Molisch. MIMO systems with antenna selection - an overview. *Proceedings Radio and Wireless Conference*, S. 167–170, August 2003.
- [Nat] National Instruments. *NI PCI-6115, Data sheet*. verfügbar online: {http://www.ni.com/pdf/products/us/4daqsc197-198_ETC_212-213.pdf}, Stand 15. Februar 2005.
- [Net06] Norwegian Research Network. Status of the IEEE 802.11 standards. Webseite, 2006. verfügbar online: {<http://forskningsnett.uninett.no/wlan/ieee80211x.html>}, Stand 15. April 2005.
- [NIS⁺98] H. Nakano, N. Ikeda, R. Yu-Yuan Wu Suzuki, H. Mimaki und J. Yamauchi. Realization of dual-frequency and wide-band VS-WR performances using normal-model helical and inverted-F antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 6(46):788–793, Juni 1998.
- [Pro01] John G. Proakis. *Digital Communications*. Electrical Engineering Series. McGraw Hill, 4th Ed., 2001. ISBN:0-07-118183-0.
- [PZB95] Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer und David E. Borth. *Introduction to Spread-Spectrum Communications*. Prentice Hall, 1995. ISBN:0024316237.
- [RAKOA05] V. Rabinovich, B. Al-Khateeb, B. Oakley und N Alexandrov. Compact diversity antenna system for remote control automotive applications. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, 2B:379 – 382, Juli 2005.
- [Ram05] Ashraf Ramadan. *Active Antennas with High Input Impedance Low Noise and Highly Linear Amplifiers*. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München, 2005. verfügbar online: {<http://137.193.200.177/ediss/ramadan-ashraf/inhalt.pdf>}, Stand 1. April 2006.
- [RM97] C.R. Rowell und R.D. Murch. A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45(5):837–842, April 1997.
- [Sat71] R. Sato. A Design Method for Meander-Line Networks Using Equivalent Circuit Transformations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 19(5):431–442, Mai 1971.

- [Sem06] Philips Semiconductors. Data Sheet TEA6101/T. Webseite, 2006. verfügbar online: {<http://www.semiconductors.philips.com>}, Stand 3. August 2006.
- [Sha48] C.E. Shannon. A mathematical Theory of Communications. *Bell Syst. Tech. Journal*, 27:623–656, Oktober 1948.
- [SKK01] P. Salonen, M. Keskilammi und M. Kivikoski. New slot configuration for dual-band planar inverted-F antenna. *Microwave Optical Technology Letters*, 28(5):293 – 298, März 2001.
- [SKW06] S. Schulteis, C. Kuhnert und W. Wiesbeck. Three Dual-Band Miniaturized Inverted F Antennas Integrated in a PDA for MIMO Applications. *IEEE Proceedings International Symposium on Antennas and Propagation*, S. 3593–3596, Juli 2006.
- [Som25] A. Sommerfeld. Das Reziprozitätstheorem in der drahtlosen Telegraphie. *Hochfrequenztechnik*, 26:93–98, 1925.
- [SRB⁺06] S. Schulteis, M. Rütshlin, M. Baldauf, C. Kuhnert und W. Wiesbeck. Antenna Integration Strategies for Diversity and MIMO in Small Mobile Platforms. *European Conference on Antennas and Propagation, Konferenz CD*, November 2006.
- [SSLW06] G. Saala, S. Schulteis, J.-F. Luy und W. Wiesbeck. Constraints for Radio based Quality Testing in Industrial Environments. *Proceedings of German Microwave Conference, GeMiC 2006*, März 2006.
- [SW94] N. Seshadri und J.H. Winters. Two signaling schemes for improving the error performance of frequency division duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity. *International Journal of Wireless Information Networks*, 1(1):49–60, Januar 1994.
- [SWKW03] S. Schulteis, C. Waldschmidt, C. Kuhnert und W. Wiesbeck. Design of a Capacitively Loaded Inverted-F Antenna for Wireless LAN Applications. *Proceedings of International ITG-Conference on Antennas, No. 178, Berlin*, S. 187–190, September 2003.
- [SWKW04] S. Schulteis, C. Waldschmidt, C. Kuhnert und W. Wiesbeck. Design of a miniaturized dual band planar inverted F antenna. *IEEE Proceedings International Symposium on Antennas and Propagation*, 3:3123–3126, Juni 2004.

-
- [SWSL06] S. Schulteis, W. Wiesbeck, G. Saala und J.-F. Luy. Analysis of VHF Diversity Antenna System Performance Tests in Industrial Environments. *Proceedings of AMTA Europe Symposium*, S. 276–281, Mai 2006.
- [SWSW04] S. Schulteis, C. Waldschmidt, W. Sörgel und W. Wiesbeck. A small planar inverted F antenna with capacitive and inductive loading. *IEEE Proceedings International Symposium on Antennas and Propagation*, 4:4148–4151, Juni 2004.
- [SWSW05] S. Schulteis, C. Waldschmidt, W. Sörgel und W. Wiesbeck. Measurement Techniques for Diversity and MIMO Antenna Qualification. *Proceedings of joint 9th International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA and 11th European Electromagnetic Structures Conference EESC*, S. 167–170, September 2005.
- [Tel99] E. Telatar. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, November-Dezember 1999.
- [TI00] S. Tarvas und A. Isohatala. An internal dual-band mobile phone antenna. *International Symposium on Antennas and Propagation Society*, 1:266 – 269, Juli 2000.
- [TJC99] V. Tarokh, H. Jafarkhani und A.R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5):1456–1467, 1999.
- [Wal04] Christian Waldschmidt. *Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays*, Band Band 41. Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2004.
- [Whe75] H. A. Wheeler. Small Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(4):462–469, Juli 1975.
- [Wid61] Bernhard Widrow. Statistical Analysis of Amplitude-Quantized Sampled-Data Systems. *Transactions on AIEE*, 79(II):555–568, Januar 1961.
- [Wie05] W. Wiesbeck. *Antennen und Antennensysteme*. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, 2005. Skriptum zur Vorlesung am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Sommersemester 2000.

- [Win87] J. Winters. On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(5):871–878, 1987.
- [Wit91] A. Wittneben. Basestation modulation diversity for digital simulcast. In *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Vehicular Technology*, S. 848–853, Mai 1991.
- [WSW04] C. Waldschmidt, S. Schulteis und W. Wiesbeck. Complete RF system model for analysis of compact MIMO arrays. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 53(3):579–586, Mai 2004.
- [WTS⁺01] H. Y. Wang, S. Taylor, J. Simkin, J.M. Oakley, C. Emson und M.J. Lancaster. Simulation of Microstrip Small Antennas. *11th International IEE Conference on Antennas and Propagation*, (480):611–614, April 2001.
- [YW02] S.H. Yeh und K.L. Wong. Compact dual-frequency PIFA with a chip-inductor-loaded rectangular spiral strip. *Microwave and Optical Technology Letters*, 33:394–397, Juni 2002.
- [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(1):6–15, Januar 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(6):1178–1192, August 2002.
- [Zwi93] Thomas Zwick. *Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebüdefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse*. Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), Band 23, 1993.