



Forschungsberichte
aus
dem Institut
für Höchstfrequenztechnik
und Elektronik
der
Universität Karlsruhe

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

Sergey Sevskiy

**Multidirektionale
logarithmisch-periodische
Indoor-Basisstationsantennen**

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

Noch vor wenigen Jahren waren die meisten Kommunikationsgeräte leitungsgebunden. Zum Telefonieren bewegte man sich an den Schreibtisch, zur Dokumentenübertragung in das Fax-Zimmer. Viele der früher verwendeten, so genannten Drahtschnittstellen sind heute als Luftschnittstellen realisiert, und die Kommunikation, speziell im Indoorbereich, erfolgt über Funk. Im Gegensatz zur Funkübertragung im Freien ist die Übertragung in geschlossenen Räumen stark durch Reflexionen beeinflusst. Reflexionen führen zu schnellem Schwund und sind daher unerwünscht. Dieses Problem lässt sich durch geeignete Antennen, angepasst an die jeweilige Umgebung wie Hallen, Gänge, Wohnungen, Büroräume usw., merklich mindern. Zur Versorgung wird eine möglichst gleichmäßige Ausleuchtung angestrebt. Reflexionen werden vermieden, wenn nicht unnötig reflektierende Wände bestrahlt werden. Herr Sevskiy hat mit der vorliegenden Dissertation eine ganze Klasse anpassbarer, breitbandiger, logarithmisch-periodischer Antennen für Indoor-Basisstationen beschrieben. Durch die logarithmisch-periodische Struktur sind sie an unterschiedlichste Frequenzbereiche, z.B. von 2 bis 6 GHz, auslegbar. Die Richtcharakteristik kann in weiten Bereichen für die jeweiligen Umgebungen angepasst werden.

Ich wünsche den von Herrn Sevskiy entwickelten Ideen eine weite Verbreitung und ihm Erfolg im Berufsleben.

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 mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung
- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (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: Optimiza-
tion 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

Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe (TH)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Sergey Sevskiy

aus Gorki, Russland

Tag der mündlichen Prüfung:

06. Februar 2006

Hauptreferent:

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

Korreferent:

Prof. Dr.rer.nat Dr. h.c. Manfred Thumm

Korreferent:

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

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH).

An erster Stelle möchte ich mich bei dem Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck, für die Unterstützung meiner Forschungstätigkeit und für die Übernahme des Hauptreferats bedanken. Weiter gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.rer.nat Dr. h.c. Manfred Thumm für die anfängliche Betreuung meiner Arbeit am Institut sowie die Übernahme des Korreferates. Ebenso bedanke ich mich beim Herrn Priv. Doz. Dr.-Ing. habil. Jürgen von Hagen ebenfalls für die Übernahme des Korreferates.

Das angenehme Arbeitsklima des Instituts sowie die Unterstützung von den Mitarbeitern haben wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Besonders möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Eberhard Gschwendtner, Herrn Dr.-Ing. Christian Fischer und Herrn Dr.-Ing. Marwan Younis bedanken, die mir besonders zu Beginn meiner Tätigkeit mit Rat und Tat zur Seite standen. Ebenso gilt mein Dank meinen Diplomanden und Hiwis, deren Einsatz und Arbeiten ebenfalls eine Basis für diese Arbeit waren.

Für die kritische und konstruktive Durchsicht des Manuskripts gilt mein Dank meinen ehemaligen Kollegen Herrn Dr.-Ing. Jürgen Maurer und Herrn Dipl.-Ing. Thorsten Kayser, dem ich auch wegen zahlreicher fachlicher Ratschläge während meiner Tätigkeit am Institut zu Dank verpflichtet bin.

Nicht zuletzt möchte ich mich ganz herzlich bei meinen Eltern bedanken, die mich immer unterstützt und motiviert haben.

Ein besonderer Dank gilt meiner Freundin Polina, die immer für eine angenehme und erholsame Atmosphäre zu Hause gesorgt und mich während der Vorbereitung des Manuskripts unterstützt hat.

Karlsruhe, im Juni 2006

Sergey Sevskiy

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	i
Verzeichnis verwendeter Abkürzungen und Symbole	iii
1 Einleitung	1
1.1 Ziel der Arbeit	1
1.2 Anwendungsgebiet	1
1.2.1 Marktsituation	1
1.2.2 Zukunftstrends	2
1.3 Stand der Technik und Forschung	2
1.4 Problemstellung	4
1.5 Anforderungen an zukünftige Indoor-Basisstationsantennen	5
1.6 Lösungsansatz und Aufbau der Arbeit	7
2 Überblick über bekannte ultrabreitbandige Antennen	9
2.1 Entwurfsmöglichkeiten einer ultrabreitbandigen Antenne	9
2.1.1 Prinzip der winkelkonstanten Antennen	10
2.1.2 Prinzip der selbstkomplementären Antennen	11
2.1.3 Prinzip der logarithmisch-periodischen Antennen	11
2.1.4 Prinzip der getaperten Schlitzantennen	13
2.2 Beispiele planarer Breitbandantennen	14
2.2.1 Bow-Tie-Antenne	14
2.2.2 Spiralantennen	15
2.2.3 Zirkulare logarithmisch-periodische Antenne	18
2.2.4 Vivaldi-Antenne	20
3 Schmalbandiges Antennenkonzept	21
3.1 Antennengruppen aus Hertzchen Dipolen	21
3.2 Antennengruppen aus Halbwellendipolen	25
4 Ultrabreitbandiges Antennenkonzept	29
5 H-Antenne	31
5.1 Monobandige H-Antenne	31
5.2 Dualbandige H-Antenne	36
5.3 Ultrabreitbandige H-Antenne	40
5.4 H-Antenne mit einem keilförmigen Reflektor	43

6	S-Antenne	49
	6.1 Monobandige S-Antenne.....	49
	6.2 Dualbandige S-Antenne	53
	6.3 Ultrabreitbandige S-Antenne.....	57
	6.4 S-Antenne mit einem keilförmigen Reflektor	61
7	Z-Antenne	67
	7.1 Monobandige Z-Antenne	67
	7.2 Dualbandige Z-Antenne	71
	7.3 Ultrabreitbandige Z-Antenne	75
	7.3.1 Erstellung eines ultrabreitbandigen Dipol-Arrays.....	75
	7.3.2 Erweiterung der Z-Antenne auf GSM900-Band	79
	7.4 Z-Antenne mit einem keilförmigen Reflektor	83
8	Y-Antenne	89
9	X-Antennen	91
	9.1 Monobandige X-Antennen.....	91
	9.2 Ultrabreitbandige X-Antennen.....	94
	9.3 Ultrabreitbandige Reflektoren für X-Antennen.....	101
10	Kapazitive Belastung der Dipole	107
	10.1 H-Antenne.....	107
	10.1.1 T-förmige Belastung	107
	10.1.2 L-förmige Belastung	113
	10.2 S-Antenne.....	117
	10.3 Z-Antenne	121
11	Alternative Speisung der Antenne	127
	11.1 Monobandige H-Antenne.....	127
	11.2 Dualbandige H-Antenne.....	131
	11.3 Monobandige S-Antenne.....	136
	11.4 Dualbandige S-Antenne	140
12	Zusammenfassung	147
	Literaturverzeichnis	153

Verzeichnis verwendeter Abkürzungen und Symbole

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

Naturkonstanten

c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum: $2,998 \cdot 10^8$ m/s
ε_0	Dielektrizitätskonstante des Vakuums: $8,854 \cdot 10^{-12}$ As/(Vm)
μ_0	Permeabilitätskonstante des Vakuums: $4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am)
π	Kreiszahl Pi: 3,141592654...
e	Eulersche Zahl: 2,718281828...
Z_0	Wellenwiderstand des Vakuums: $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \approx 377 \Omega$

Abkürzungen

3D	Dreidimensional
ADS	<i>Advanced Design System</i>
DECT	<i>Digital Enhanced Cordless Telecommunications</i>
FEKO	Feldberechnungen bei Körpern mit beliebiger Oberfläche
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LineCalc	<i>Line Calculator</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
PBG	<i>Photonic Band Gap</i>
PDA	<i>Personal Digital Assistant</i>
SMA	<i>Straight Medium Adaptor</i>

TSA	<i>Tapered Slot Antenna</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

Einheiten

A	Ampere
Ω	Ohm
$^{\circ}$	Grad
dB	Dezibel (log. Einheit)
dB _i	dB bezogen auf einen isotropen Strahler
GHz	Gigahertz
MHz	Megahertz
m	Meter
mm	Millimeter
s	Sekunde
V	Volt

Lateinische Symbole

a	Steigungskoeffizient einer Spiralantenne
C	Antennenrichtdiagramm
E	elektrische Feldstärke
H	horizontal (Polarisation)
H	magnetische Feldstärke
I_0	Strom
k	Wellenzahl
l	Länge
L_{mech}	mechanische Dipollänge
L_{taper}	Länge der Taperkontur
n	Zählindex
N	Anzahl der Dipole, Spiralarme oder Zweige der log.-per. Antennen
p	Taperkoeffizient

r	Radius im polaren bzw. sphärischen Koordinatensystem
r_a	Außenradius
$r_{\text{akt}, 1}$	Radius der innersten aktiven Zone einer Spiralantenne
r_{max}	maximaler Radius
r_0	Anfangsradius
S	geometrische Fläche einer Schleife
S_{11}	Eingangsreflexionsfaktor
d	Abstand zwischen Dipolen
f	Frequenz
f_0	Resonanzfrequenz
f_{min}	untere Grenzfrequenz
F_{Gr}	Gruppenfaktor
V	vertikal (Polarisation)
w	Breite
W_{max}	maximale Schlitzbreite
W_{min}	minimale Schlitzbreite
x, y, z	Koordinaten im Kartesischen Koordinatensystem
Z_{in}	Eingangswiderstand

Griechische Symbole

α, β, γ	konstante Winkel
ΔL	Längenverkürzung
$\Delta\theta_{\text{-3dB}}$	Halbwertsbreite in der Elevation
$\Delta\psi_{\text{-3dB}}$	Halbwertsbreite im Azimut
$\epsilon_{r, \text{eff}}$	effektive Dielektrizitätszahl
φ_0	Phasenunterschied
λ	Wellenlänge
λ_0	Wellenlänge bei Resonanzfrequenz
θ	Elevationswinkel im sphärischen Koordinatensystem
τ	Skalierungsfaktor
ψ	Azimutwinkel im polaren bzw. sphärischen Koordinatensystem

Mathematische Symbole

cos	Kosinus
j	imaginäre Einheit $\sqrt{-1}$
ln	natürlicher Logarithmus
log	Zehner-Logarithmus
sin	Sinus
\approx	ungefähr gleich
\gg	viel größer als
\ll	viel kleiner als
%	Prozent

1 Einleitung

1.1 Ziel der Arbeit

Die vorliegende Arbeit verfolgt zwei Ziele. Zum ersten Ziel gehören die theoretische Entwicklung und experimentelle Untersuchungen einer neuen Antennenklasse, die auf einer Kombination von zirkularen Antennengruppen und logarithmisch-periodischen Antennen basiert. Das zweite Ziel besteht darin, eine Reihe von Antennen zu entwickeln, die als Basisstationsantennen für die drahtlose Indoor-Kommunikation vorteilhaft in unterschiedlich geformten Räumen und an unterschiedlichen Orten innerhalb eines Raumes eingesetzt werden können.

Hierzu werden zuerst schmalbandige Antennenanordnungen zur Erzeugung unterschiedlicher Richtcharakteristiken betrachtet, die danach durch die Verwendung des logarithmisch-periodischen Prinzips auf ultrabreitbandige Antennen erweitert werden. Die daraus resultierenden neuartigen Antennentypen werden in Hinblick auf ihre Anwendung als Basisstationsantenne ausführlich untersucht und beschrieben.

1.2 Anwendungsgebiet

1.2.1 Marktsituation

Das Anwendungsgebiet der in dieser Arbeit entwickelten Antennenstrukturen sind die Indoor-Basisstationsantennen für drahtlose Multimedia-Netze. Solche Netze entstehen aufgrund ständig wachsender Popularität und Leistungsfähigkeit des Mobilfunks und des Internets in Verbindung mit neuen technologischen Entwicklungen im Bereich der digitalen Fotografie, Audio- und Videotechnik sowie der digitalen Datenverarbeitung und -übertragung [Pri05, Wir05d].

Bis vor wenigen Jahren wurde der Mobilfunk vor allem genutzt, um jeder Zeit an jedem beliebigen Ort unabhängig vom Festnetzanschluss telefonieren zu können. Heute erlauben neue Technologien die Kombination von sprachlicher

Kommunikation mit komplexen Datenanwendungen und eröffnen gleichzeitig den mobilen Zugang zum Internet. Drahtlose Netzwerke finden zahllose Anwendungen. Im privaten Umfeld ist der Einsatz dieser Geräte bereits seit mehreren Jahren alltäglich: Handys, Laptops und PDAs mit drahtlosem Internetzugang, schnurlose Telefone, ferngesteuerte Geräte und Maschinen prägen das Bild der modernen Gesellschaft. Aber auch die Industrie, die Polizei und das Militär sind mit drahtlosen Kommunikationssystemen ausgestattet und profitieren davon [Ceo04, Ceo05].

1.2.2 Zukunftstrends

Es ist sicher, dass der Einsatz drahtloser Netzwerktechnologien in Zukunft weiter stark zunehmen wird, und neue Anwendungsgebiete entstehen werden – und zwar nicht nur zu Lande, sondern auch zu Wasser und in der Luft [Wir05a, Wir05c]. Einige Flugzeuge der neuesten Generation sind bereits mit drahtlosem Internetzugang ausgestattet. Als nächstes werden Systeme zum Einsatz kommen, die die Benutzung mobiler Telefone an Bord von Flugzeugen und Schiffen erlauben [Wir05c]. Die drahtlose Vernetzung von multifunktionalen Flachbildschirmen an den Sitzplätzen mit Internetzugang, „Video on Demand“ und anderen Diensten wird nicht nur für den Einsatz in Flugzeugen und Zügen, sondern auch in privaten Fahrzeugen untersucht [Gsc00, Gsc01].

Über das Zusammenwachsen von Telefonie, Daten, Video und Medien wird seit Jahren gesprochen. Wir sind auf dem Weg zu einem globalen, integrierten und übergreifenden Multimedienetz. Die drahtlosen Multiservicenetze werden jederzeit und überall zur Verfügung stehen. Um eine solche Mobilität zu ermöglichen, müssen elektromagnetische Wellen als drahtloser Informationsträger herangezogen werden.

1.3 Stand der Technik und Forschung

Um eine gute funktechnische Versorgung mit drahtlosen Kommunikationsdiensten innerhalb eines Raumes zu ermöglichen, werden Indoor-Basisstationen bzw. so genannte Access-Points installiert, die mit den entsprechenden Netzwerken verbunden sind. Für die Erzeugung und Empfang von elektromagnetischen Wellen werden auf beiden Seiten des Kommunikationssystems Antennen verwendet.

Die meisten auf dem Markt erhältlichen Indoor-Basisstationsantennen basieren

auf dem Prinzip der Monopol-Antenne [Her99]. Es sind also Stabantennen, die, ausgestattet mit einem metallischen Reflektor, an der Decke eines Raumes montiert werden. Aufgrund der vertikalen Anordnung des resonanten Stabes besitzt diese Antenne eine konusförmige omnidirektionale Richtcharakteristik mit vertikaler Polarisation. Obwohl es für diese resonante Struktur sehr viele Modifikationen mit unterschiedlichen Formen gibt, wird immer angestrebt, eine möglichst omnidirektionale Abstrahlung zu erreichen. Für den Fall, in dem keine Antennenbefestigung an der Decke möglich ist, werden auf dem Markt Antennen angeboten, die eine uni-direktionale Richtcharakteristik haben und an der Wand befestigt werden können [Gra01]. Dafür werden entweder Dipolantennen oder Patchantennen, ebenfalls mit vertikaler Polarisation, verwendet [Miy01]. Die meisten Indoor-Antennen sind schmalbandig und decken nur ein Frequenzband ab [Lau05, Gar04].

Zum Stand der aktuellen Forschung gehören vor allem monobandige vertikal polarisierte Antennen für die Deckenmontage [Lau05, Gra01, Ara94], die auf Prinzip einer Monopol-Antenne [Wee68] basieren und daher mit einer Metallplatte ausgestattet sind. Mehrere Veröffentlichungen beschreiben planare Antennen mit ebenfalls omnidirektionalen Richtcharakteristiken. Jedoch im Gegensatz zu den Monopol-Antennen sind sie horizontal polarisiert [McE03, Mor03, Bra01, Rut97]. Weitere Forschungsarbeiten beschäftigen sich mit Breitband- und Multiband-Antennen [Shu01, Lau03, San05, Kis03], die zur Abdeckung von mehreren Frequenzbändern geeignet sind. Eine besondere Art von Multiband-Antennen stellen fraktale Strukturen [Pue96a, Sin99, Yan99] dar, die bis jetzt jedoch keine praktische Anwendung gefunden haben [Kra02]. Für die Wandmontage werden überwiegend Patch- sowie Notch-Antennen mit einer gerichteten bzw. V-förmigen Richtcharakteristik vorgeschlagen [Gra01, Miy01, Ara94]. Für den Betrieb in langen Tunneln werden entweder Leaky-Line-Antennen oder bidirektionale Antennen verwendet [Ara99, Mor99].

Eine Miniaturisierung der Indoor-Antennen ist möglich durch die Verwendung von dielektrischen Materialien, kapazitive bzw. induktive Belastung der Strahler und spezielle Formgebung der Antenne. Die dielektrischen Materialien werden entweder selbst als Strahler in den so genannten dielektrischen Resonatorantennen [Luk04, Ant96, Ess96] eingesetzt oder dienen als Umgebung bzw. als Trägermaterial von metallischen Antennenkomponenten [Mon97, Ara99]. Die kapazitive [Sim04] und induktive [Har63] Belastung wird meistens für die Verkürzung von Monopol-Antennen verwendet. Der häufigste Typ von so genannten „kleinen Antennen“ ist die Inverted-F-Antenne [Son99], von der es sehr viele unterschiedliche Varianten gibt [Vir97]. Dieser Antennentyp wird

sowohl als integrierte Antenne in modernen Mobiltelefonen verwendet als auch als Indoor-Basisstationsantenne vorgeschlagen [San05, Son99]. Aufgrund von ihren kleinen Bandbreiten und Wirkungsgraden [Kra02] ist der Einsatz von kleinen Antennen in Indoor-Basisstationen jedoch sehr eingeschränkt.

Für die Erhöhung der Kanalkapazität werden unterschiedliche Diversitätsverfahren [Wal02a, Jia03], intelligente Antennen [Tun99, Wal04a] und MIMO-Systeme [Fos98, Wal02b] (engl. *Multiple Input Multiple Output*) untersucht. Hierbei unterscheidet man zwischen Raum-, Polarisations- [Kyr02, Wal03] und Richtcharakteristik-Diversitäten [Con03, Wal04b]. Dementsprechend werden entweder mehrere identische Antennen [Kal00, Con03] oder dual-polarisierte [Guo03, Wal04, Piv04, Sev03a, Sev03b] bzw. multi-modige Antennen verwendet [Wal04b].

1.4 Problemstellung

Die Anzahl der Kommunikationsdienste und Benutzer dieser Dienste wächst stetig [Wir04a, Wir05d, Ceo05, Pri05]. Diese Entwicklung hat zur Folge, dass immer mehr verschiedene Indoor-Antennen benötigt werden. In einem modernen Büro möchte man beispielsweise mehrere Kommunikationsdienste in Anspruch nehmen. Dafür müsste man entweder für eine komplizierte Verkabelung sorgen oder für die meisten Dienste eine eigene Antenne vorsehen, da die auf dem Markt erhältlichen Antennen schmalbandig sind. Um Kosten zu sparen und Aufwand zu reduzieren, würde sich eine ultrabreitbandige Antenne besser eignen, um alle oder zumindest mehrere Dienste gleichzeitig abzudecken. Außerdem würde die Anwesenheit einer einzigen Antenne im Raum weniger auffallen und weniger Platz in Anspruch nehmen. Aus diesen Gründen wird momentan nach neuen breitbandigen Antennenlösungen gesucht, die gleiche Strahlungseigenschaften in unterschiedlichen Bändern aufweisen [Nur99, Gsc99a, Sev04a, Sev05a].

Ein weiteres Problem stellt die Tatsache dar, dass die heutigen Indoor-Antennen entweder eine omnidirektionale oder gerichtete Richtcharakteristik haben. Diese Formen der Richtcharakteristik sind jedoch nicht für jeden Raumtyp geeignet. Zum Beispiel, für Anwendungen in Flugzeugen, Zügen und anderen lang gezogenen Räumen wird eine bidirektionale Richtcharakteristik deutliche Vorteile gegenüber den omnidirektionalen bzw. gerichteten Antennen bieten [Fuj97, Sev04a, Sel05]. Die an den länglichen Grundriss angepasste Richtcharakteristik ermöglicht dabei eine Reduzierung der Sendeleistung, und es können somit sowohl Interferenzen als auch die Exposition auf die Personen

deutlich vermindert werden. Die dadurch entstehende gleichmäßigere Ausleuchtung des Raumes erhöht die gesamte Qualität des Kommunikationssystems.

Eine weitere Möglichkeit, die Übertragungsqualität eines Systems zu steigern, bilden die so genannten Diversitätsverfahren, wie zum Beispiel die Polarisationsdiversität. Hierzu sind zwei orthogonale Polarisierungen notwendig. Deswegen sollten die neu zu entwickelnden Antennen unterschiedliche Polarisierungen ermöglichen.

1.5 Anforderungen an zukünftige Indoor-Basisstationsantennen

Die drahtlosen Kommunikationsdienste finden immer mehr Einsatzorte. So ist heute der drahtlose Internetzugang über WLAN nicht nur in Großraumbüros, privaten Wohnungen und anderen „Hot Spots“ auf dem Boden möglich, sondern wird seit neustem sogar in Passagierflugzeugen angeboten. Demnächst sollen nicht nur Flugzeuge, sondern auch Züge, Schiffe und andere Verkehrsmittel mit drahtlosen Kommunikationsdiensten ausgestattet werden. Diese Vielfalt an Einsatzorten stellt jedoch eine große Herausforderung für die Antennenentwickler dar. Um optimale funktechnische Versorgung gewährleisten zu können, muss die Richtcharakteristik der Basisstationsantenne abhängig von dem Installationsort an die jeweilige Raumform angepasst sein (Bild 1.1). Damit besteht der Bedarf an Indoor-Antennen mit folgenden Richtcharakteristiken:

- omnidirectional
- gerichtet
- konusförmig
- bidirektional
- V-förmig bidirektional

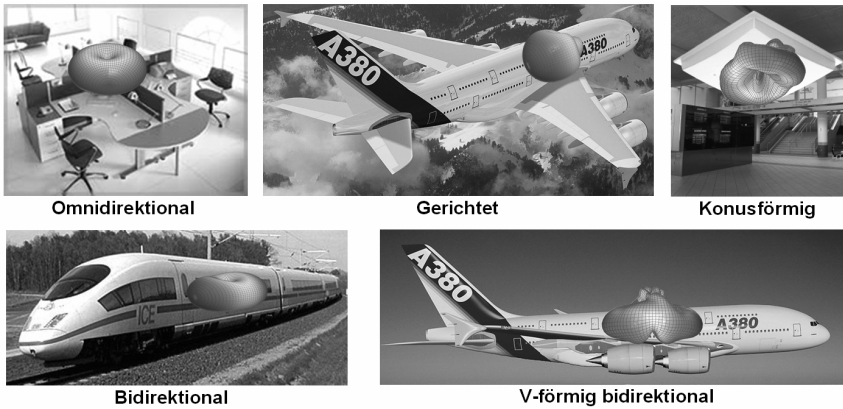


Bild 1.1: Unterschiedliche Einsatzorte sowie Richtcharakteristiken von Indoor-Antennen

Des Weiteren sollen die zukünftigen Indoor-Antennen möglichst viele der in Tabelle 1.1 aufgelisteten Kommunikationsdienste [Reg04] gleichzeitig abdecken.

Kommunikationsstandard	Frequenzbereich (GHz)
GSM900	0,880 ... 0,960
GSM1800	1,710 ... 1,880
GSM1900	1,850 ... 1,990
DECT	1,850 ... 1,900
UMTS	1,920 ... 2,170
WiMAX	2,300 ... 2,400
Bluetooth	2,400 ... 2,483
IEEE 802.11b/g	2,400 ... 2,500
WiMAX	2,500 ... 2,700
UMTS+	2,540 ... 2,690
WiMAX	3,300 ... 3,900
WLAN Japan, IEEE 802.11j	4,900 ... 5,091
IEEE 802.11a/h	5,150 ... 5,850

Tabelle 1.1: Mobile Kommunikationsstandards in Europa, Amerika und Asien

Dabei ist es nicht unbedingt erforderlich, den gesamten Frequenzbereich von 0,88 GHz bis 5,85 GHz lückenlos abzudecken. Es ist jedoch wichtig, dass die Antenne in den unterstützten Bändern ähnliche Strahlungseigenschaften aufweist, da der Installationsort der Antenne für alle Dienste gleich bleibt. Leichte Unterschiede im Antennengewinn können jedoch durch die Sendeleistung in den

einzelnen Frequenzbändern kompensiert werden.

Es wäre außerdem wünschenswert, unterschiedlich polarisierte Antennen mit unterschiedlichen Bauformen zur Verfügung zu haben, um eine höhere Flexibilität und die Anwendung von Polarisationsdiversität zu ermöglichen.

Dabei sollten die Antennen möglichst klein sein, um unauffällig montiert werden zu können. Für die Herstellung der Antennen sollte eine erprobte Technologie und kostengünstige Materialien verwendet werden.

1.6 Lösungsansatz und Aufbau der Arbeit

Um die Anforderungen an die zukünftigen Indoor-Basisstationsantennen zu erfüllen, müssen neue Antennenlösungen gefunden werden, die sowohl eine große Bandbreite als auch unterschiedliche Richtcharakteristiken sowie Montagemöglichkeiten bieten. Diese Arbeit beschreibt eine neue Antennenklasse, die den genannten Anforderungen hervorragend entspricht. Diese Antennenklasse besteht aus mehreren Antennentypen mit unterschiedlichen Richtcharakteristiken, die für unterschiedliche Indoor-Szenarien vorteilhaft eingesetzt werden können. Jeder Antennentyp kann monobandig, multibandig sowie ultrabreitbandig realisiert werden. Die grundlegende Idee dieses neuartigen Antennenkonzeptes besteht im Wesentlichen darin, einfache identische Strahler, wie z.B. Dipolantennen, auf einer ebenen Fläche bzw. auf zwei parallelen Flächen mit einem festen Abstand zur Strukturmitte so anzuordnen, dass sie, gespeist mit einem parallelen Speisernetzwerk, eine bestimmte Richtcharakteristik erzeugen. Um eine multibandige bzw. ultrabreitbandige Antenne zu erhalten, wird nun diese Struktur mit einem bestimmten Faktor skaliert und ggf. nach einer Spiegelung zusammen mit der ursprünglichen Struktur auf konzentrischen Kreisen angeordnet. Die daraus resultierenden Antennengruppen mit unterschiedlichen Abmessungen werden mit ein und demselben Speisernetzwerk angeregt. Abstrahlung erfolgt überwiegend bei den Strahlergruppen, die sich bei der Betriebsfrequenz in Resonanz befinden. Bei einer entsprechenden mehrfachen Skalierung ist der auf die Wellenlänge bezogene Abstand von der Antennenmitte zu den resonierenden Dipolen ungefähr gleich, so dass die Antennenrichtcharakteristik ihre Form in einem sehr breiten Frequenzbereich beibehält. Eine nachträgliche Verformung der Richtcharakteristiken ist mit so genannten ultrabreitbandigen metallischen Reflektoren möglich, die ebenfalls in dieser Arbeit beschrieben werden.

Die Arbeit ist folgendermaßen aufgebaut. Nach einem kurzen Überblick über

bekannte Prinzipien zu Erstellung von ultrabreitbandigen Antennen (Kapitel 2) wird ein neuartiges Antennenkonzept in seiner schmalbandigen (Kapitel 3) und ultrabreitbandigen (Kapitel 4) Form dargestellt. Danach folgt die Beschreibung von einzelnen im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Antennentypen in ihren unterschiedlichen Varianten und Ausstattungen (Kapitel 5 bis 9). In Kapitel 10 werden die Möglichkeiten zur Verkleinerung der Antennenstrukturen durch die kapazitive Belastung der Dipole untersucht. Eine zum direkten coaxialen Anschluss alternative Speisung der Antennen mit einer getaperten Leitung wird in Kapitel 11 behandelt. Eine Zusammenfassung der Arbeit (Kapitel 12) sowie das Literaturverzeichnis schließen diese Dissertation ab.

2 Überblick über bekannte ultrabreitbandige Antennen

In diesem Kapitel werden die aus der Literatur bekannten Prinzipien zur Erstellung planarer ultrabreitbandiger Antennen kurz beschrieben und anhand von einigen Antennentypen veranschaulicht. Von besonderer Bedeutung sind hier die logarithmisch-periodischen Antennen, die als Grundlage der in dieser Arbeit behandelten neuen Antennenklasse dienen, sowie die Spiralantennen, die zu den neuen Antennentypen bestimmte Ähnlichkeiten aufweisen und sie durch die zirkulare Polarisierung ergänzen.

2.1 Entwurfsmöglichkeiten einer ultrabreitbandigen Antenne

Für die Entwicklung von ultrabreitbandigen Antennen werden folgende Prinzipien verwendet:

- Prinzip der winkelkonstanten Antennen [Rum57, Rum66, Dys59a]
- Prinzip der selbstkomplementären Antennen [Cor90, Mus96]
- Prinzip der logarithmisch-periodischen Antennen [Duh58, Car61, Smi66]
- Prinzip der getaperten Schlitzantennen [Gib79, Yng85, Ora03, Yin05]

Nahezu alle praktischen Breitbandantennen können aus einem oder mehreren dieser Prinzipien abgeleitet werden [May92].

Die winkelkonstanten und selbstkomplementären Antennen gehören zur Klasse der frequenzunabhängigen Antennen. Diese Frequenzunabhängigkeit bezieht sich dabei bei den winkelkonstanten Antennen auf die Richtcharakteristik und bei den selbstkomplementären Antennen auf die Eingangsanpassung [Gsc01].

Die logarithmisch-periodischen Antennen und die getaperten Schlitzantennen gehören nicht zur Klasse der frequenzunabhängigen Antennen, sie sind aber sehr

breitbandig und gelten in der Literatur als so genannte „pseudo-frequenzunabhängige“ Antennen [Rum57].

Eine absolute Frequenzunabhängigkeit existiert nur bei unendlicher Ausdehnung der Antennenstruktur. Reale Antennen besitzen jedoch alle eine räumlich begrenzte Struktur, und der frequenzunabhängige Bereich der Antenne wird durch die kleinste und größte für die Abstrahlung verantwortliche Abmessung der Antennenstruktur begrenzt [Rum66, May92].

2.1.1 Prinzip der winkelkonstanten Antennen

Als winkelkonstante Antennen bezeichnet man Antennen, deren Geometrie man einzig und allein durch Winkel beschreiben kann [Rum57, Gsc01]. Diese Bedingung setzt eine unendliche Ausdehnung der Antenne voraus. Solche Antennenstrukturen bilden sich durch Skalierung auf sich selbst ab. Ein Beispiel für eine solche Antenne zeigt Bild 2.1. Die Antenne besteht aus unendlich langen metallischen Segmenten, die durch Luftsegmente (definiert durch Winkel α , β und γ) voneinander getrennt sind. Die Speisung der Antenne erfolgt üblicherweise in der Strukturmitte.

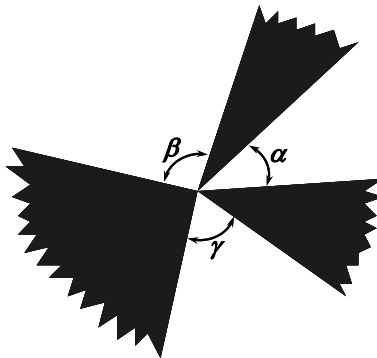


Bild 2.1: Beispiel einer planaren winkelkonstanten Antenne

Da sich die Antennengeometrie beim Skalieren nicht ändert, bleiben die charakteristischen Eigenschaften der Antenne wie Eingangsimpedanz, Richtcharakteristik, Gewinn und Polarisation bei allen Frequenzen konstant [Des59, Rum57].

2.1.2 Prinzip der selbstkomplementären Antennen

Eine duale oder komplementäre Struktur ist eine planare Struktur, die identisch mit der originalen Struktur ist, jedoch leitende und nichtleitende Flächen miteinander vertauscht sind [Mus96]. Sind sowohl die originale als auch die duale Struktur gleich groß und durch Spiegelung oder Drehung aufeinander abzubilden, dann sind diese Strukturen selbstkomplementär (Bild 2.2). Diese Antennen besitzen einen frequenzunabhängigen Eingangswiderstand Z_{in} , der sich durch die Hälfte des Wellenwiderstandes im Freiraum Z_0 bestimmen lässt:

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_0}{2} = 60\pi \Omega = 188,5 \Omega \quad (2.1)$$

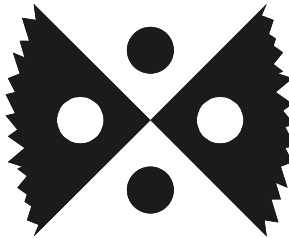


Bild 2.2: Beispiel einer planaren selbstkomplementären Antenne

Die Eingangsimpedanzen von mehrarmigen selbstkomplementären Strukturen werden ausführlich in [Des59] behandelt, während den mehrarmigen nichtselbstkomplementären Antennen die Arbeit [Huf05] gewidmet ist.

2.1.3 Prinzip der logarithmisch-periodischen Antennen

Das logarithmisch-periodische Prinzip baut auf dem Winkelprinzip aus Abschnitt 2.1.1 auf. Die Struktur einer solchen Antenne besteht aus mehreren Resonanzelementen (Bild 2.3), die an eine Speiseleitung angeschlossen sind.

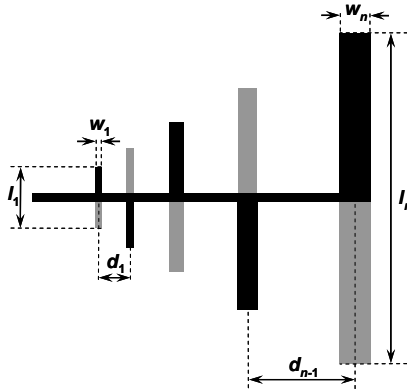


Bild 2.3: Logarithmisch-periodische Antenne

Die Antenne ist aus mehreren Elementen zusammengesetzt, die durch Skalierung des ersten Elements mit einem konstanten Skalierungsfaktor τ entstehen:

$$\tau = \frac{l_2}{l_1} = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{d_2}{d_1} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{w_{n+1}}{w_n} \quad (2.2)$$

Das Verhältnis der geometrischen Abmessungen der Antenne wie Länge, Breite und Abstand der benachbarten Elemente wird durch den Skalierungsfaktor τ beschrieben. Besitzt ein Element die Länge l_1 , dann besitzt das nächst größere die Länge $l_2 = \tau \cdot l_1$, das Nächste die Länge $l_3 = \tau \cdot l_2 = \tau^2 \cdot l_1$ usw. Für das n -te Element gilt:

$$l_n = \tau^{n-1} \cdot l_1 \quad (2.3)$$

Werden beide Seiten logarithmiert, erhält man:

$$\ln l_n = (n-1) \cdot \ln \tau + \ln l_1 = n \cdot \ln \tau + \ln l_1 - \ln \tau \quad (2.4)$$

Bei verschiedenen Werten von n erhöht sich der Logarithmus von l_n in gleichen periodischen Schritten, da $\ln l_1$ und $\ln \tau$ konstant sind.

Das gleiche gilt für aktive Frequenzen:

$$\tau = \frac{f_1}{f_2} = \frac{f_n}{f_{n+1}}, \quad f_n > f_{n+1} \quad (2.5)$$

Entsprechend erhält man:

$$\ln f_n = -n \cdot \ln \tau + \ln f_1 + \ln \tau \quad (2.6)$$

Die elektrischen Eigenschaften der Antenne wiederholen sich folglich periodisch mit dem Logarithmus der Frequenz, da sich in demselben Maße auch die Struktur wiederholt. Aufgrund dieser Eigenschaft wird die logarithmisch-periodische Antenne auch als pseudo-frequenzunabhängig bezeichnet. Rein theoretisch könnte eine solche Antenne auch nahezu frequenzunabhängig sein, die unteren und oberen Grenzfrequenzen sind jedoch durch die Längen der längsten und kürzesten Resonanzelemente begrenzt.

2.1.4 Prinzip der getaperten Schlitzantennen

Eine getaperte Schlitzantenne bzw. TSA (engl. *Tapered Slot Antenna*) besteht im Wesentlichen aus einem getaperten (sich kontinuierlich verbreiternden) Schlitz, der in die Metallisierungsschicht eines dielektrischen Substrats eingätzt wurde [Wie05]. Die andere Substrateite bleibt dabei frei. Das schmale Schlitzende erlaubt eine Speisung der Antenne, der sich aufweitende Schlitz zeigt in die Hauptabstrahlrichtung. Bild 2.4 zeigt eine Auswahl dieser planaren Antennen, die sich in ihren Schlitzformen unterscheiden. Die Abstrahlung eines Wellenfeldes beruht bei getaperten Schlitzantennen auf der Ausbreitung von Wanderwellen auf der Antennenstruktur.

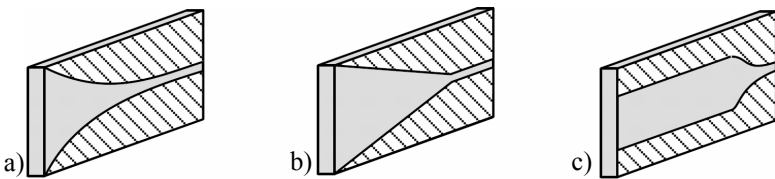


Bild 2.4: Auswahl verschiedener getaperteter Schlitzantennen: a) exponentiell getaperte Schlitzantenne, b) lineargetaperte Schlitzantenne, c) Schlitzantenne mit konstanter Schlitzbreite

Da die Hauptabstrahlrichtung in der Substratebene liegt und in Vorwärtsrichtung der sich auf der Struktur ausbreitenden Wanderwelle zeigt, gehören diese Antennen zur Klasse der Endfire-Wanderwellenantennen.

2.2 Beispiele planarer Breitbandantennen

In diesem Abschnitt werden mithilfe einiger Beispiele die in Abschnitt 2.1 erläuterten Prinzipien veranschaulicht.

2.2.1 Bow-Tie-Antenne

Die Bow-Tie-Antenne (Bild 2.5) besteht aus zwei metallischen Dreiecksegmenten, deren Speisung in der Mitte erfolgt. Aufgrund ihrer Form wird sie auch Schmetterlingsantenne genannt. Die Antenne lässt sich durch drei Parameter beschreiben:

- Öffnungswinkel α
- Länge l der Dreiecke
- Breite w der Dreiecke

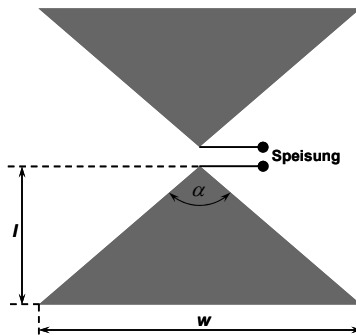


Bild 2.5: Bow-Tie-Antenne

Die Länge l bestimmt die Ausdehnung der Antenne und somit die untere Grenzfrequenz. Durch die Variation des Öffnungswinkels α der beiden Dreiecke bestimmt man den Eingangswiderstand und somit die Anpassung der Antenne. Die Antenne entspricht dem Winkel-Prinzip und unter der Bedingung, dass der Öffnungswinkel $\alpha = 90^\circ$ ist, auch dem Prinzip der Selbstkomplementarität. Eine solche Struktur besitzt im Idealfall einen Eingangswiderstand von $60\pi \Omega$. Die Speisung erfolgt an den Spitzen der einzelnen Dreiecke. Die Abstrahlcharakteristik besitzt zwei Hauptkeulen jeweils senkrecht zur Antennenebene.

2.2.2 Spiralantennen

Spiralantennen gehören zu der Gruppe frequenzunabhängiger Antennen. Sie bestehen aus einem oder mehreren Armen. Die Arme verlaufen vom Mittelpunkt spiralförmig nach außen. Es lassen sich logarithmische und archimedische Spiralformen unterscheiden.

2.2.2.1 Logarithmische Spirale

Eine logarithmische Spirale ist eine Spirale, die mit jeder Umdrehung den Abstand von ihrem Mittelpunkt um den gleichen Faktor vergrößert. Der Mittelpunkt der Spirale wird als Pol bezeichnet. Jede Gerade durch den Pol schneidet die logarithmische Spirale stets unter dem gleichen Winkel. Es wird daher von einer winkelkonstanten Spiralantenne gesprochen.

Eine logarithmische Spirale wird mit Hilfe folgender Parameter charakterisiert:

- Armanzahl
- Windungszahl
- Außenradius
- Füllverhältnis

Bei der Armanzahl $N=2$ (Bild 2.6) lässt sich die Spirale ansteigend ab einem Radius r_0 einfach in Polarkoordinaten durch folgende Formeln angeben:

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_0 e^{a(\psi + \psi_{11})} & r_{12} &= r_0 e^{a(\psi + \psi_{12})} \\ r_{21} &= r_0 e^{a(\psi + \psi_{11} + \pi)} & r_{22} &= r_0 e^{a(\psi + \psi_{12} + \pi)} \end{aligned} \quad (2.7)$$

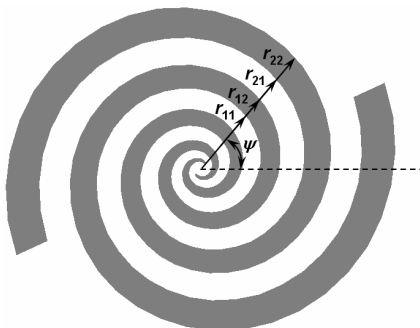


Bild 2.6: Zweiarmige logarithmische Spirale

Die Radien r_{11} , r_{12} und r_{21} , r_{22} bestimmen die Berandungen für den ersten und den zweiten Arm der Spirale. Die Differenzen $r_{12} - r_{11}$ und $r_{22} - r_{21}$ bezeichnen die Dicke der Spiralarme. Die Spirale ist selbstkomplementär, wenn die Phasendifferenz $\psi_{11} - \psi_{12} = \pm \pi/2$ beträgt, d.h. die Breite und der Abstand zwischen den Armen sind identisch und das Füllverhältnis ist 50 %. Bei Spiralen mit mehreren Armen N ändern sich der Phasenversatz zwischen den Armen auf $2\pi/N$ und der Phasenversatz zwischen den Randlinien auf π/N .

2.2.2.2 Archimedische Spirale

Im Unterschied zur logarithmischen Spirale:

- ist die archimedische Spirale eine nicht winkelkonstante Struktur
- variieren die Berandungslinien nicht exponentiell, sondern linear mit dem Rotationswinkel ψ
- wird die Steigung bei dieser Struktur von r_0 vorgegeben, der Steigungskoeffizient a ändert seine Bedeutung
- ist der Winkel zwischen der Tangente an einem Arm und dem Radius nicht konstant
- sind der Abstand zwischen den Armen und die Armbreite konstant

Es gilt für archimedische Spiralentennen:

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_0 \cdot a(\psi + \psi_{11}) & r_{12} &= r_0 \cdot a(\psi + \psi_{12}) \\ r_{21} &= r_0 \cdot a(\psi + \psi_{11} + \pi) & r_{22} &= r_0 \cdot a(\psi + \psi_{12} + \pi) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Die Selbstkomplementarität wird erreicht, wenn analog zur logarithmischen Spirale die Phasendifferenz $\psi_{11} - \psi_{12} = \pm \pi/2$ beträgt. Bei der Drehung der Spirale kann die Struktur invertiert und auf sich selbst abgebildet werden, mit Ausnahme des Innenbereiches. Dennoch wird die archimedische Spirale mit einem Füllverhältnis von 50 % üblicherweise als selbstkomplementär bezeichnet [Baw60, Dys61, Gsc99b].

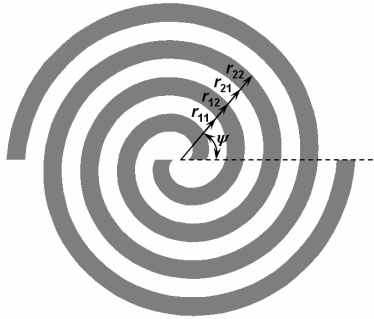


Bild 2.7: Zweiarmige archimedische Spirale

Die Bandtheorie für archimedische Spiralantennen besagt, dass eine Spiralantenne in den Bereichen abstrahlt, in denen Ströme auf benachbarten Armen in Phase sind. In diesen Bereichen addieren sich die Felder konstruktiv und die Abstrahlung findet in einem bestimmten Radiusintervall statt. Für die innerste aktive Zone, in welcher der größte Teil der eingespeisten Leistung abgestrahlt wird, gilt:

$$2\pi r_{\text{akt},1} = \lambda \quad (2.9)$$

$$r_{\text{akt},1} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{c_0}{2\pi f \sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} \quad (2.10)$$

wobei $r_{\text{akt},1}$ der Radius der innersten aktiven Zone, λ die Wellenlänge, c_0 die Vakuumlichtgeschwindigkeit, f die Frequenz und $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ die effektive Dielektrizitätszahl des verwendeten Substrates sind.

Die Abstrahlung in der innersten Zone entspricht der so genannten ersten Mode. Der Außenradius der Spirale sollte mindestens so groß und der Innenradius höchstens so groß sein wie der Radius der aktiven Zone. Die aktive Zone wandert mit abnehmender Frequenz nach außen und mit zunehmender Frequenz nach innen. Die untere Grenzfrequenz f_{min} ist bei Spiralantennen von speziellem Interesse und ist gegeben durch:

$$f_{\text{min}} = \frac{c_0}{2\pi \cdot r_{\text{max}} \sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} \quad (2.11)$$

2.2.2.3 Funktionsweise der Spiralantennen

Bei den konventionellen zweiarmigen, logarithmischen oder archimedischen Spiralantennen werden die beiden Arme in der Mitte über eine Spannungsquelle mit 180° Phasendifferenz gespeist [Kai60]. Die eingespeiste Leistung wandert in Form von Wellen auf den Armen nach außen. Die auf den Armen auftretenden Ströme führen zur Abstrahlung, so dass die geführte Leistung auf den Spiralarmlen nach außen abnimmt. Entlang der Spirale bilden sich mehrere aktive Zonen aus, deren Umfänge proportional zur Betriebswellenlänge sind [Gsc01]. In diesen Zonen erfolgt die hauptsächliche Abstrahlung der Antenne. Da die Größe einer aktiven Zone proportional zur Betriebswellenlänge ist, bleibt die Richtcharakteristik der Antenne in einem sehr breiten Frequenzbereich gleich. Mit ansteigender Windungszahl der Spirale und einem festgehaltenen Antennendurchmesser werden die Antenneneigenschaften frequenzunabhängiger. Dies hat jedoch zur Folge, dass die Verluste in der Antenne steigen und der Antennenwirkungsgrad folglich sinkt. Die verbleibende Leistung wird bei einer endlichen Spirale an den Armenden reflektiert und läuft auf den Armen wieder nach innen zum Einspeisepunkt. Hierdurch erzeugt sie mit der nach außen laufenden Welle eine stehende Welle.

Bei Spiralantennen, deren Armanzahl N größer ist als zwei, besteht die Möglichkeit, unterschiedliche Richtcharakteristiken zu erzeugen, indem man bei der Speisung der Antenne die Phasenbeziehungen zwischen den einzelnen Armen variiert [Siv63]. Hierdurch lassen sich sowohl omnidirektionale, als auch gerichtete Richtcharakteristiken erreichen. Die Polarisation der Spiralantennen ist zirkular und je nach Wicklungssinn der Spirale rechts- oder linkszirkular.

Die Spirale ist durch die archimedische oder logarithmische Geometrie, die Armanzahl, die Windungszahl, das Füllverhältnis und den Außenradius vollständig definiert.

2.2.3 Zirkulare logarithmisch-periodische Antenne

Eine zirkulare logarithmisch-periodische Antenne besitzt die folgenden charakteristischen Designparameter:

- Außenradius r_a
- Armanzahl N

- Skalierungsfaktor τ
- Winkel α , der die Länge der Zähne bestimmt
- Winkel β , der die Armbreite beschreibt
- Anzahl der Zähne und damit verbundene Breite der Zähne
- Drehrichtung der Zähne

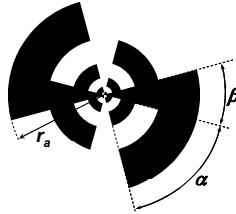


Bild 2.8: Zirkulare planare selbstkomplementäre 2-armige logarithmisch-periodische Antenne

Diese Struktur setzt sich aus geometrisch wiederholenden Zellen zusammen, deren äußere Umrandung Kreisringe um den Ursprung sind. Jede Zelle beinhaltet jeweils einen Zahn. Die Zähne sind von innen nach außen mit einem Skalierungsfaktor τ eingestuft.

Die N -armige logarithmisch-periodische Antenne ist nur dann selbstkomplementär, wenn die folgende Bedingung eingehalten wird:

$$\alpha + \beta = \frac{\pi}{N}, \quad \beta < \alpha \quad (2.12)$$

Die Winkeldifferenz $\Delta\psi$ zwischen den Armen ist abhängig von der Armzahl N und beträgt:

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{N} \quad (2.13)$$

Die Ströme fließen entlang der Zähne, der Anteil der Querströme gegenüber dem Anteil der Ströme in radialer Richtung ist dabei viel größer. Die Arme dieser Struktur, also die Fläche, die mit Hilfe des Winkels β beschrieben wird, dienen als Teil der Speiseleitung. Die größten Ströme treten dann auf, wenn die Länge eines Zahns eine viertel Wellenlänge beträgt. Dadurch ist für entsprechende Frequenzen analog zur Spiralantennen eine aktive Zone definiert. Der Unterschied ist, dass der Frequenzbereich durch die Längen des größten und des kleinsten Zahnes begrenzt ist [Bal05].

2.2.4 Vivaldi-Antenne

Die Vivaldi-Antenne ist eine exponentiell getaperte Schlitzantenne. Ihre Taperkontur lässt sich im einfachsten Fall durch die folgende Formel beschreiben [Wie05]:

$$y = \pm \frac{W_{\min}}{2} e^{px} \quad \text{mit} \quad p = \frac{1}{L_{\text{taper}}} \ln \frac{W_{\max}}{W_{\min}} \quad (2.1)$$

Die Bedeutung der einzelnen Parameter ist aus Bild 2.9 ersichtlich:

- W_{\min} - minimale Schlitzbreite;
- W_{\max} - maximale Schlitzbreite;
- L_{taper} - Länge der Taperkontur;
- p - Taperkoeffizient.

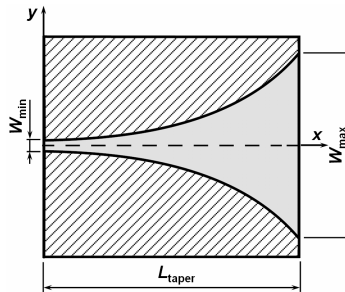


Bild 2.9: Vivaldi-Antenne

Die Vivaldi-Antenne hat sich aufgrund ihrer exponentiell getaperten Struktur als besonders breitbandige TSA herausgestellt. Um eine effiziente Abstrahlung zu erreichen, sollte die maximale Schlitzbreite an der Antennenvorderkante mindestens eine halbe Freiraumwellenlänge betragen [Wie05].

3 Schmalbandiges Antennenkonzept

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung einer Reihe von ultrabreitbandigen Antennen mit unterschiedlichen Richtcharakteristiken. Da diese Aufgabe sehr komplex ist, werden in diesem Kapitel zuerst die Möglichkeiten aufgezeigt, mit Hilfe elementarer Strahler unterschiedliche Richtcharakteristiken zu erzeugen. In einem weiteren Schritt werden die infinitesimalen Strahler durch realistische Halbwellendipole ersetzt, und bei Bedarf der Abstand zwischen den Elementen vergrößert. Im weiteren Verlauf der Arbeit werden praktische Realisierungen der unterschiedlichen Dipolanordnungen in Microstrip-Technologie vorgestellt. In Kapitel 4 sowie in den darauf folgenden Kapiteln wird gezeigt, wie die schmalbandigen Dipolgruppen auf ultrabreitbandige Antennenstrukturen erweitert werden können

3.1 Antennengruppen aus Hertzischen Dipolen

Bild 3.1 zeigt das grundlegende Konzept der einfachsten Antennengruppen zur Erzeugung unterschiedlicher Richtcharakteristiken.

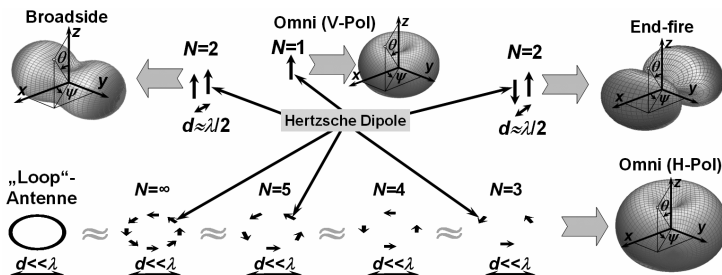


Bild 3.1: Antennengruppen aus Hertzischen Dipolen

Der elementare Baustein dieses Konzeptes ist der Hertzische Dipol (infinitesimal kleiner Dipol) [Wie05, Bal05, Kra02]. Ein solcher Dipol, der sich im Ursprung eines kartesischen Koordinatensystems befindet und entlang der z-Achse orientiert ist, erzeugt in seinem Fernfeld folgende Feldkomponenten [Bal05]:

$$E_{\theta} \approx jZ_0 \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (3.1)$$

$$H_{\psi} \approx j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (3.2)$$

$$E_r \approx E_{\psi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (3.3)$$

wobei das Symbol E für die elektrische und H für die magnetische Feldstärke steht. Die Indizes ψ , θ und r bezeichnen entsprechende Komponenten im sphärischen Koordinatensystem. Z_0 steht für den Freiraumwellenwiderstand, der $120\pi \Omega$ beträgt. $k = 2\pi/\lambda$ ist hier die Wellenzahl mit der Wellenlänge λ . Des Weiteren bezeichnen I_0 und l entsprechend den Strom sowie die Länge des Dipols und r den Abstand vom Dipol zum Punkt, wo die Feldkomponenten betrachtet werden, wobei für das Fernfeld gilt $kr \gg 1$.

Die Formeln (3.1)–(3.3) zeigen, dass ein einzelner Hertzscher Dipol eine omnidirektionale vertikal polarisierte Richtcharakteristik besitzt. Um dagegen mit Hilfe von Hertzschen Dipolen eine omnidirektionale horizontal polarisierte Richtcharakteristik zu erzeugen, kann zuerst von einer „Loop“-Antenne [Stu98, Rot01, Bal05] ausgegangen werden, die eine im Vergleich zu der Wellenlänge sehr kleine stromdurchflossene Schleife darstellt. Das Fernfeld einer „Loop“-Antenne lässt sich mit folgenden Formeln beschreiben [Bal05]:

$$E_{\psi} \approx Z_0 \frac{\pi S I_0 e^{-jkr}}{\lambda^2 r} \sin\theta \quad (3.4)$$

$$H_{\theta} \approx -\frac{\pi S I_0 e^{-jkr}}{\lambda^2 r} \sin\theta \quad (3.5)$$

$$H_r \approx H_{\psi} = E_r = E_{\theta} = 0 \quad (3.6)$$

wobei $S = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2$ die geometrische Fläche der Schleife ist.

Diese leitende Schleife kann dann sowohl durch eine unendliche als auch eine endliche Anzahl Hertzscher Dipole, wie in Bild 3.1 unten gezeigt, ersetzt werden.

Die Berechnung des Fernfeldes eines solchen zirkularen Dipolarray mit einer geraden Anzahl der gleichmäßig verteilten Dipole kann relativ einfach in einer Elevationsebene durchgeführt werden, die senkrecht zu der Antennenebene sowie zu zwei gegenüberliegenden Dipolen steht. In diesem Fall kann die gesamte Struktur durch nur diese zwei Dipole repräsentiert werden, da die Beiträge von anderen Dipolen sich im Fernfeld in dieser Ebene auslöschen. Wenn sich dieses gegenphasig gespeiste Dipolpaar im Ursprung des kartesischen Koordinatensystems befindet und entlang der x -Achse ausgerichtet ist, dann besitzt es nur eine Feldkomponente im Fernfeld [Bal05]:

$$E_{\psi} \approx Z_0 \frac{k I_0 d e^{-jkr}}{2 \pi r} \sin\left(\frac{kd}{2} \sin\theta\right) \quad (3.7)$$

Für kleine Abstände d ($d < \lambda/50$) ergibt sich:

$$E_{\psi} \approx Z_0 \frac{(kd)^2 I_0 e^{-jkr}}{4 \pi r} \sin\theta = Z_0 \frac{\pi S I_0 e^{-jkr}}{\lambda^2 r} \sin\theta \quad (3.8)$$

$$H_{\theta} = -\frac{E_{\psi}}{Z_0} \approx -\frac{\pi S I_0 e^{-jkr}}{\lambda^2 r} \sin\theta \quad (3.9)$$

Wie man sieht, ist die Formel (3.8) identisch mit der Formel (3.4) für die „Loop“-Antenne. Es kann weiterhin sowohl analytisch als auch numerisch gezeigt werden [Kra02, Hit03, Brz04a, Sev05b], dass die hier betrachteten zirkularen Dipolarrays eine mit der „Loop“-Antenne in der Form nahezu identische dreidimensionale Richtcharakteristik besitzen, und zwar unabhängig von der Anzahl der Dipole, vorausgesetzt $N > 2$, $d \ll \lambda$ (Bild 3.1).

Um nun weitere Formen der Richtcharakteristik erzeugen zu können, werden Dipolarrays bestehend aus nur zwei parallel zueinander angeordneten Hertzschen Dipolen untersucht. Sie befinden sich auf der x -Achse auf gleichen Abständen $d/2$ vom Koordinatenursprung und sind parallel zu der z -Achse orientiert. Es werden zwei Fälle betrachtet: gleichphasige und gegenphasige Anregung der Dipole. Der Gruppenfaktor eines solchen Array hat die Form [Wie05, Bal05, Han98]:

$$F_{\text{Gr}} = \frac{\sin(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)}{2 \sin\left(\frac{1}{2}(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)\right)} \quad (3.10)$$

wobei φ_0 der Phasenunterschied zwischen den beiden Elementen ist.

Eine einfache Analyse der Formel (3.10) zeigt, dass die Benutzung von sehr kleinen Abständen zwischen den Dipolen nicht sinnvoll ist. Bei einer gleichphasigen Anregung hat der Gruppenfaktor die Form einer Kugel. Er wird also keine Veränderung der Richtcharakteristik des Einzelelementes bewirken. Im Falle einer gegenphasigen Anregung löschen sich die Felder der beiden Strahler im Fernfeld aus, und es ist damit keine effiziente Abstrahlung möglich. Aus diesen Gründen sollen hier Abstände im Bereich einer halben Wellenlänge betrachtet werden. Unabhängig davon können die allgemeingültigen Fernfeldkomponenten des Dipolarray durch Multiplizieren von (3.1), (3.2) mit (3.10) bestimmt werden:

$$E_{\theta} = jZ_0 \frac{kI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \frac{\sin(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)}{2 \sin\left(\frac{1}{2}(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)\right)} \quad (3.11)$$

$$H_{\psi} = j \frac{kI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \frac{\sin(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)}{2 \sin\left(\frac{1}{2}(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)\right)} \quad (3.12)$$

Bei einem Abstand $d \approx \lambda/2$ und $\varphi_0 = 0^\circ$ entsteht eine bidirektionale Richtcharakteristik mit zwei Maxima senkrecht zu der Antennenebene in $\pm y$ -Richtungen (*engl.* „Broadside Pattern“). In $\pm x$ - sowie $\pm z$ -Richtungen bilden sich Minima aus, wobei in $\pm x$ -Richtungen nur dann Nullstellen entstehen, wenn der Abstand d genau $\lambda/2$ beträgt, während in $\pm z$ -Richtungen auch bei anderen Abständen Nullstellen vorhanden sind. Bei gegenphasiger Anregung ($\varphi_0 = 180^\circ$) ist die Richtcharakteristik ebenfalls bidirektional, sie besitzt jedoch eine etwas andere Form und ist ganz anders ausgerichtet. Die beiden Maxima liegen jetzt in der Antennenebene und zeigen in $\pm x$ -Richtungen (*engl.* „End-Fire Pattern“). Unabhängig vom Abstand d sind sowohl in $\pm y$ -Richtungen als auch $\pm z$ -Richtungen immer Nullstellen vorhanden.

Die bislang gemachten theoretischen Überlegungen mit fiktiven Strahlern können

nun in dem nächsten Abschnitt auf reale Strahler wie Halbwellendipole übertragen werden.

3.2 Antennengruppen aus Halbwellendipolen

Ein Halbwellendipol, der sich im Ursprung eines kartesischen Koordinatensystems befindet und entlang der z -Achse orientiert ist, besitzt folgende Fernfeldkomponenten [Bal05]:

$$E_{\theta} \cong j Z_0 \frac{I_0 e^{-jkr}}{2 \pi r} \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right) \quad (3.13)$$

$$H_{\psi} \cong j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2 \pi r} \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right) \quad (3.14)$$

Dabei I_0 ist die maximale Amplitude des Stromes auf dem Dipol, die im Unterschied zum Hertzschen Dipol nicht mehr konstant über die Dipollänge bleibt, sondern in der Mitte maximal ist und zu den Dipolenden sinusförmig abfällt.

Ein Dipolarray bestehend aus zwei Halbwellendipolen, die auf der x -Achse parallel zu der z -Achse bei einer Entfernung von $d/2$ vom Koordinatenursprung angeordnet sind, hat im Fernfeld nach (3.10), (3.13) und (3.14) folgende Feldkomponenten:

$$E_{\theta} = j Z_0 \frac{I_0 e^{-jkr}}{2 \pi r} \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right) \frac{\sin(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)}{2 \sin\left(\frac{1}{2}(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)\right)} \quad (3.15)$$

$$H_{\psi} = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2 \pi r} \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right) \frac{\sin(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)}{2 \sin\left(\frac{1}{2}(kd \sin \theta \cos \psi + \varphi_0)\right)} \quad (3.16)$$

Die dreidimensionalen Richtcharakteristiken der Dipolarrays mit gleichphasiger und gegenphasiger Anregung sind sehr ähnlich den entsprechenden Anordnungen mit Hertzschen Dipolen und können für den Abstand $d = \lambda/2$ in [Kra02] gefunden werden.

Aufwendiger ist dagegen der Übergang zu den zirkularen Arrays mit Halbwellendipolen. Erstens muss auch hier der Abstand zwischen den gegenüberliegenden Dipolen auf mindestens $\lambda/2$ vergrößert werden, da sich sonst die Dipole überschneiden würden. Die Elevationsrichtcharakteristiken bei einer geraden Anzahl der Dipole können mit Formeln (3.15) und (3.16) bestimmt werden. Für die Berechnung der Azimutrichtdiagramme wurde das Simulationsprogramm FEKO [Fek05] verwendet. Als ein Zwischenschritt werden in Bild 3.2 die damit berechneten Richtdiagramme von zirkularen Dipolarrays aus $N = 3, 4$ und 5 Hertzschen Dipolen mit einem Abstand zu der Strukturmitte von $\lambda/4$ präsentiert. Wie man sieht, ist die Richtcharakteristik von der Anzahl der verwendeten Strahler abhängig. Bei einer ungeraden Anzahl N von Dipolen treten genau $2N$ Maxima im Azimutrichtdiagramm auf, während sich bei einer geraden Anzahl N von Dipolen genau N Maxima im Azimutrichtdiagramm ausbilden. Dies hat zur Folge, dass bei $N = 3$ der Unterschied zwischen den Minima- und Maxima-Werten geringer ist als bei $N = 4$, wobei im Allgemeinen gilt: je mehr Strahler verwendet werden, desto omnidirektionaler wird die Richtcharakteristik. Bei $N = 5$ ist die Richtcharakteristik trotz des Abstandes $d = \lambda/2$ nahezu omnidirektional. Diese Tatsache macht die Verwendung von kleinen Strahlern (z.B. dielektrischen Resonatorantennen [Lam05, Luk04, Ant03 Mon94]) zur Erzeugung einer omnidirektionalen Richtcharakteristik sehr viel versprechend. Nicht desto trotz werden im Weiteren Antennenanordnungen aus Halbwellendipolen untersucht, da diese technologisch am einfachsten zu realisieren sind. Bild 3.3 zeigt beispielsweise simulierte normierte Azimutrichtdiagramme von zirkularen Dipolarrays aus vier $\lambda/2$ -Dipolen bei unterschiedlichen Abständen zueinander. Wie man sieht, betragen bei einem Abstand zwischen den gegenüberliegenden Dipolen von $\lambda/2$ nun die Einbrüche nur noch ca. 1 dB. Dies zeigt die Möglichkeit, mithilfe von realen Strahlern eine nahezu omnidirektionale horizontal polarisierte Richtcharakteristik zu erzeugen.

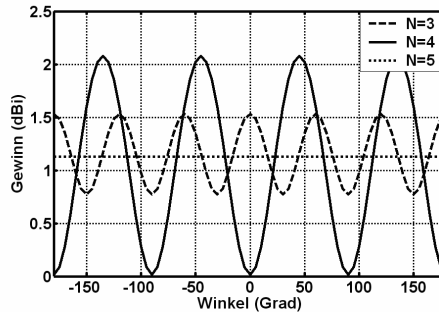
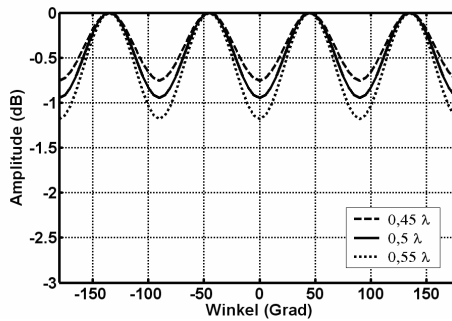


Bild 3.2: Gewinn diagramme von zirkularen Dipolarrays aus Hertzschen Dipolen

Bild 3.3 Normierte Azimutrichtdiagramme von zirkularen Dipolarrays aus vier $\lambda/2$ -Dipolen bei unterschiedlichen Abständen

Je größer der Abstand d zwischen den Dipolen, desto tiefer sind die Einbrüche, was für bestimmte Anwendungen ausgenutzt werden kann. Wird eine solche Antenne z.B. in der Mitte eines quadratischen Raumes positioniert, so kann eine entsprechende Ausrichtung der vier Maxima in die Raumecken eine im Vergleich zu einer omnidirektionalen Antenne gleichmäßigere Funkabdeckung bewirken.

4 Ultrabreitbandiges Antennenkonzept

Die in Kapitel 3 vorgestellten Antennenanordnungen sind zwar sehr vielseitig hinsichtlich ihrer Richtcharakteristiken, besitzen jedoch eine relativ beschränkte Bandbreite sowohl bezüglich der Impedanzanpassung als auch der Richtcharakteristik. Die Impedanzbandbreite eines Antennenarray ist durch die Bandbreite des Einzelelementes, der Elementeverkopplung sowie des Speisernetzwerkes gegeben [Dub77, Ros96, Sev01] und kann somit bei der Verwendung von Halbwellendipolen 10-20 % nicht wesentlich überschreiten. Die Richtcharakteristik eines Antennenarray ist von den Dipolabständen abhängig und ist daher auch bei breitbandigeren Einzelelementen stark frequenzabhängig [Dub77]. Eine mögliche Lösung dieser Probleme gibt das in Bild 4.1 dargestellte neuartige logarithmisch-periodische Antennenkonzept, das hier von einer einzweigigen Variante [Duh57, Woh69, Isb60] auf ein mehrzweigiges System [Sev05b, Sev05c] erweitert wurde.

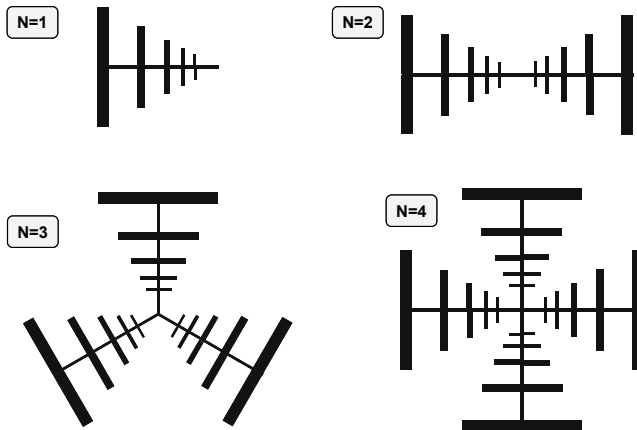


Bild 4.1: Mehrzweiges logarithmisch-periodisches Antennenkonzept

Die mehrzweigen logarithmisch-periodischen Strukturen entstehen dabei entweder durch die Zusammensetzung mehrerer Einzelzweige oder durch die Skalierung einer Dipolgruppe mit der gleichen Dipollänge um die Strukturmitte und die nachfolgende Überlagerung mit der ursprünglichen Struktur. Alle

dadurch entstandenen Dipole werden dann mit einem gemeinsamen Speisetzwerk gespeist. Dieses Antennenkonzept hat mehrere Vorteile. Zum einen, haben die neuen Antennenstrukturen die für logarithmisch-periodische Antennen übliche Impedanzbreitbandigkeit [Wyk98]. Bei einer bestimmten Betriebsfrequenz innerhalb der Antennenbandbreite werden sich eine oder mehrere Dipolgruppen mit erfüllten Resonanzbedingungen finden, so dass man hier ähnlich wie z.B. bei Spiralantennen [Whe61, Gsc01] von so genannten aktiven Zonen sprechen kann. Zum anderen sind bei dem vorher erwähnten Skalierungsverfahren, die Größen dieser aktiven Zonen bezogen auf die Wellenlänge nahezu frequenzunabhängig. Hieraus ergeben sich ebenfalls nahezu frequenzunabhängige Richtcharakteristiken. Des Weiteren, können einigen Dipolgruppen in diesen logarithmisch-periodischen Strukturen ausgelassen werden, so dass auf diese Weise auch Multiband-Antennen entwickelt werden können, die nur in bestimmten Frequenzbereichen arbeiten. Darüber hinaus können die mehrzweigigen Antennen in unterschiedlichen Moden betrieben werden, was durch unterschiedliche räumliche Orientierung der Dipole bzw. unterschiedliche Phasenbeziehungen zwischen den Dipolen erreicht werden kann [Sev05c]. Dabei können völlig unterschiedliche Richtcharakteristiken erzeugt werden, was die Vielseitigkeit dieser neuen Antennenklasse zusätzlich erhöht.

5 H-Antenne

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse von verschiedenen Realisierungen der so genannten H-Antenne [Sev04a, Sev04b, Brz04a, Brz04b, Sel05] vorgestellt, die auf einem gleichphasig gespeisten Antennenarray aus zwei Dipolen basiert. Zuerst wird die monobandige Variante dieser Antenne beschrieben, die später auf eine dualbandige und ultrabreitbandige Struktur erweitert wird.

5.1 Monobandige H-Antenne

Eine praktische Implementierung des in Abschnitt 3.2 beschriebenen Dipolarray aus zwei gleichphasig gespeisten Halbwellendipolen ist in Bild 5.1 dargestellt. Aufgrund der Ähnlichkeit zum Buchstaben H wird die Antenne in dieser Arbeit als H-Antenne bezeichnet. Die Antenne wurde für die WLAN-Anwendung bei der Frequenz 2,45 GHz optimiert.

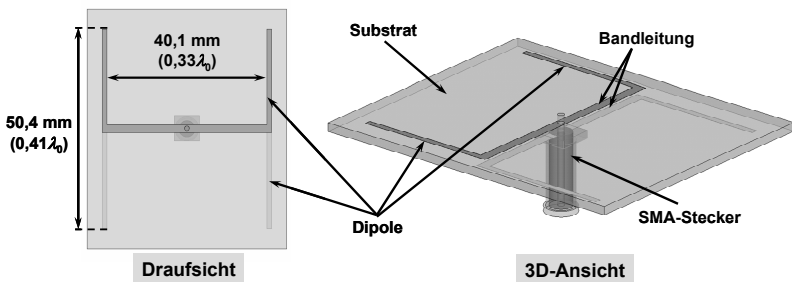


Bild 5.1: Monobandige H-Antenne

Die Antennenstrukturen sind zweiseitig auf dem dielektrischen Substrat Arlon 320 mit einem Epsilonwert von 3,2 und einer Dicke von 1,57 mm aufgebracht. Dieses Material besitzt sehr gute elektrische Eigenschaften und ist dazu noch relativ kostengünstig, was sich positiv auf die Produktionskosten auswirkt. Gespeist werden die beiden Dipole mit Hilfe eines SMA-Steckers und einer Bandleitung, um die Struktur möglichst einfach zu halten. Die Bandleitung

besteht aus zwei parallelen Leitungen, von denen eine auf der Oberseite des Substrats und die andere auf der Unterseite des Substrats aufgebracht sind. An jedem Ende der Bandleitung ist dabei jeweils ein halber Dipol angeschlossen, so dass sich die eine Hälfte des Dipols auf der Oberseite befindet und die andere Hälfte auf der Unterseite.

Die beiden Zuleitungsarme der Dipole sind an einer 50 Ω Koaxialanschlussleitung angebracht, wodurch sich ein Eingangswiderstand eines jeden Zweiges von 100 Ω ergeben sollte. Mit dem Programm Agilent ADS LineCalc [Ads05] wurde die Breite der Zuleitung berechnet; sie beträgt 1,87 mm. Auf der Oberseite des Substrats ist die Leitung mit dem Innenleiter des Koaxialkabels verbunden, auf der Unterseite mit dem Außenleiter. Die Ströme auf den gegenüberliegenden Seiten der Einspeiseleitungen fließen gegenphasig. Die Entfernung zwischen den Leitungen entspricht der Dicke des Substrates und ist somit sehr gering, so dass von den Leitungen selbst fast keine Energie abgestrahlt wird. Die eingespeiste Welle, die nach dem SMA-Stecker in zwei gleiche Teile geteilt wird, erreicht die beiden Dipole gleichzeitig, so dass die gleich orientierten Dipole sowohl mit der gleichen Amplitude als auch mit der gleichen Phase gespeist werden.

Mit einer Länge von 50 mm sind die Dipole etwas kürzer als die halbe Wellenlänge. Dies beruht darauf, dass einerseits das Substrat und andererseits die so genannten Streufelder die Antenne elektrisch länger erscheinen lassen [Poz95, Lo99]. Dadurch entspricht die mechanische Länge der Antenne nicht der elektrischen Länge. Die theoretische mechanische Länge der Dipole kann nach der Formel (5.1) berechnet werden [Bal05]:

$$L_{\text{mech}} = \frac{c_0}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} - \Delta L \quad (5.1)$$

In der Formel (5.1) beschreibt L_{mech} die mechanische Dipollänge, c_0 die Vakuumlichtgeschwindigkeit, f_0 die Frequenz, $\epsilon_{r,\text{eff}}$ die effektive Dielektrizitätszahl des Substrats und ΔL die Verkürzung aufgrund der Streufelder. Bei der Frequenz 2,45 GHz ergibt sich somit theoretisch für die Länge der Dipole ein Wert von 52 mm. Aus der Optimierung der Eingangsanpassung der Antenne ergibt sich eine Dipollänge von ca. 50 mm bei einem Abstand von 40 mm zwischen den Dipolen.

In Bild 5.2 sind die Eingangsanpassung und der Gewinn des Dipol-Array abgebildet. Bezüglich der Anpassung zeigt sich sowohl in der Simulation als auch in der Messung für die H-Antenne eine relative Bandbreite von 23 % (Bild 5.2a).

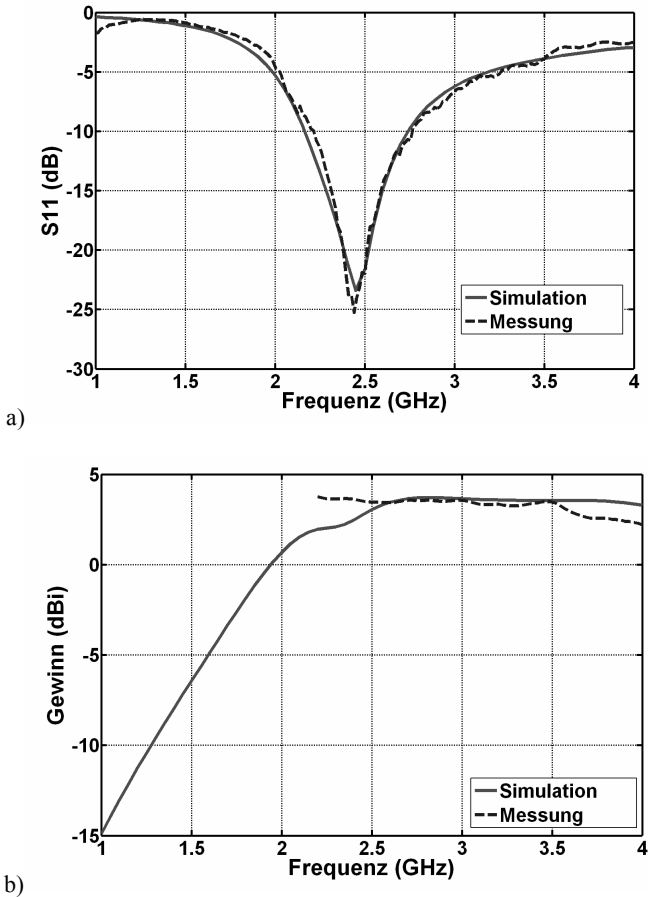


Bild 5.2: a) Eingangsreflexionsfaktor S_{11} und b) Gewinn der monobandigen H-Antenne

Der Gewinn der entwickelten H-Antenne in Hauptstrahlrichtung ist größer als bei einem einzelnen Dipol und beträgt bei der Frequenz 2,45 GHz ungefähr 3 dBi. Der in der Simulation erreichte Gewinn konnte durch die Messung verifiziert werden (Bild 5.2b). Aus messtechnischen Gründen konnte der Gewinn erst ab einer Frequenz von 2,18 GHz vermessen werden und ist daher auch im weiteren Verlauf der Arbeit wie in Bild 5.2b erst ab 2,18 GHz abgebildet.

In Bild 5.3 ist die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik des Dipol-Array bei der Frequenz 2,45 GHz dargestellt. Die Richtcharakteristik der Antenne ist bidirektional mit den beiden Strahlungsmaxima senkrecht zur Antennenebene.

Um die Simulationsergebnisse bestätigen zu können, wurde die Antenne in zwei Elevationsebenen vermessen: in der H-Ebene entlang der Zuleitung bei dem Winkel $\psi = 0^\circ$ und in der E-Ebene bei dem Winkel $\psi = 90^\circ$.

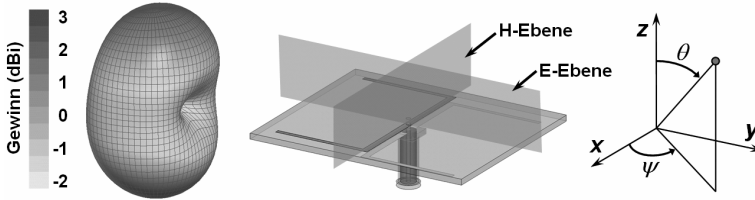


Bild 5.3: 3D-Richtcharakteristik der monobandigen H-Antenne bei 2,45 GHz

In der H-Ebene bilden sich zwei Strahlungsmaxima bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$, die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ beträgt jeweils ca. 90° . Bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$ bilden sich zwei Minima aus. Der Unterschied zwischen den Maxima und Minima beträgt ungefähr 6 dB (Bild 5.4). Die Kreuzpolarisation liegt bei -15 dB in der Simulation und bei -17 dB in der Messung. Die Messergebnisse liefern eine gute Übereinstimmung zur Simulation.

In der E-Ebene existieren ebenfalls zwei Hauptmaxima bei Winkeln von $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ und zwei Nullstellen bei $\theta = \pm 90^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ beträgt ungefähr 70° . Der Unterschied zwischen den Minima und Maxima ist größer als in der H-Ebene und beträgt in etwa 20 dB (Bild 5.5). Auch in dieser Ebene liefern die Messwerte eine sehr gute Übereinstimmung zur Simulation und verifizieren diese folglich.

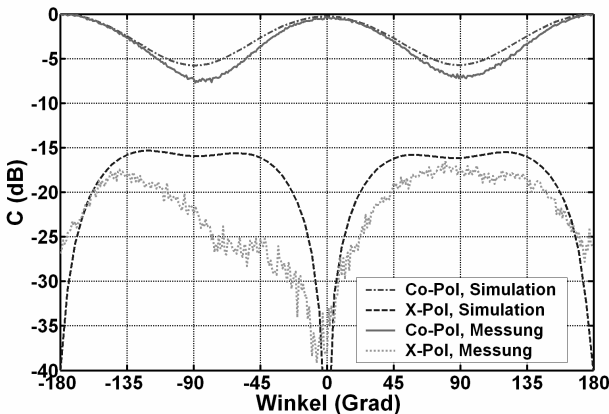


Bild 5.4: Richtdiagramm der monobandigen H-Antenne in der H-Ebene

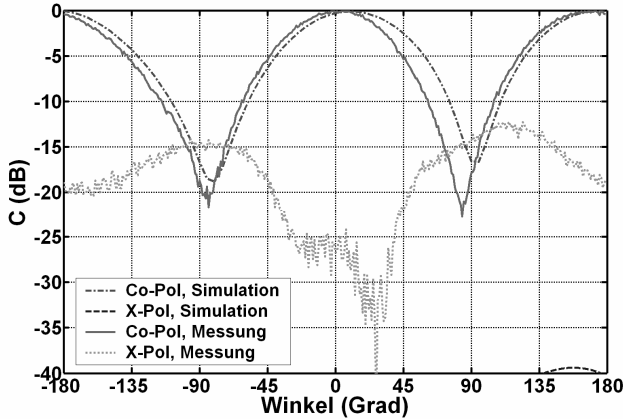


Bild 5.5: Richtdiagramm der monobandigen H-Antenne in der E-Ebene

Wie die Simulations- und Messergebnisse zeigen, hat die koaxiale Anschlussleitung kaum einen Einfluss auf die Form der Richtcharakteristik dieser Antenne, obwohl hier eine unsymmetrische Leitung ohne Symmetrierglied an zwei in parallel geschaltete symmetrische Leitungen angeschlossen ist. Aufgrund dieser Tatsache wird auch in folgenden Designs auf Verwendung eines Symmetrierglieds verzichtet.

Mit einer solchen monobandigen Antenne können Kommunikationsstandards wie GSM, WLAN oder UMTS einzeln abgedeckt werden. Aufgrund ihrer bidirektionalen Richtcharakteristik ist diese Antenne sehr gut für den Einsatz in der Raummitte eines lang gezogenen Raumes geeignet. Zudem kann die Antenne durch eine Änderung der Parameter leicht auf beliebige Frequenzen und Dienste angepasst werden. Die Designparameter der Antenne sind in Tabelle 5.1 angegeben.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	50,41
Dipolbreite	1,2
Abstand zwischen den Dipolen	40,13
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 5.1: Designparameter der monobandigen H-Antenne

5.2 Dualbandige H-Antenne

Die im vorigen Abschnitt vorgestellte monobandige Antenne wurde mit einem weiteren Dipolpaar ausgestattet, um zwei Frequenzbänder abdecken zu können. In Bild 5.6 ist dieses dualbandige Dipol-Array abgebildet, das erstmalig in [Sev04a] veröffentlicht wurde. Die Antenne besteht aus zwei unterschiedlich langen Dipolpaaren, die an dieselbe Speiseleitung angeschlossen werden. Die längeren äußeren Dipole wurden für das untere WLAN-Band bei 2,45 GHz optimiert, die kürzeren inneren Dipole für die oberen WLAN-Bänder bei 5 GHz. Bei der Optimierung ergab sich für die inneren Dipole eine Länge von 23,1 mm bei einem Abstand von 14 mm zueinander, für die äußeren Dipole ergaben sich eine Länge von 52,1 mm und ein Abstand der Dipole von 39,5 mm.

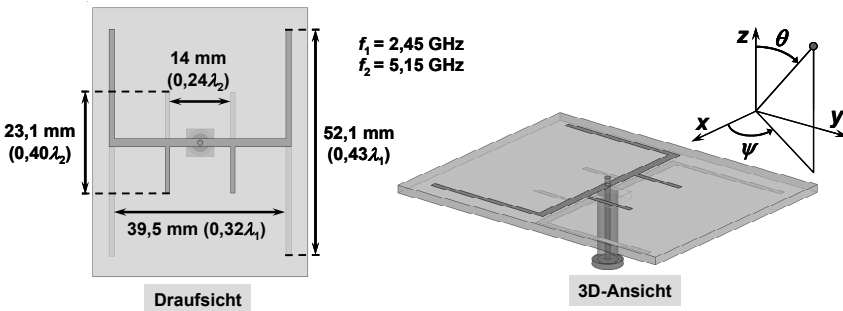


Bild 5.6: Dualbandige H-Antenne

Sowohl die Mess- als auch die Simulationsergebnisse des Eingangsreflexionsfaktors ergaben eine relative Bandbreite von ungefähr 20 % für das untere Frequenzband und eine relative Bandbreite von über 40 % für das obere Frequenzband (Bild 5.7a). Die Antenne eignet sich folglich sehr gut, um alle aktuellen WLAN-Bänder bei 2,45 GHz und 5,5 GHz gleichzeitig abzudecken. Mit einem Gewinn der Antenne von ca. 3,5 dBi lässt sich eine geringe Steigerung des Gewinns im Vergleich zu der monobandigen Struktur beobachten (Bild 5.7b).

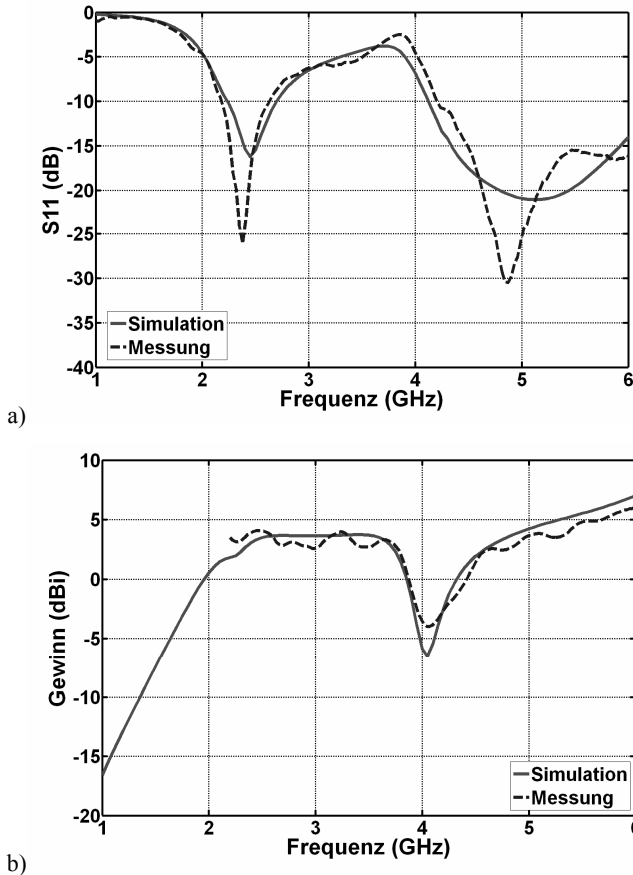


Bild 5.7: a) Eingang Reflexionsfaktor S_{11} und b) Gewinn der dualbandigen H-Antenne

Die Richtdiagramme werden jeweils für die mittleren Frequenzen von WLAN in Europa und Japan (siehe Tabelle 1.1) dargestellt (Bild 5.8 und Bild 5.9). In der H-Ebene (Bild 5.8) zeigt die Antenne zwei Hauptkeulen bei einem Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ und zwei Nullstellen bei $\psi = \pm 90^\circ$. Die Einbrüche zwischen den Maxima und den Minima betragen für die Frequenz von 2,45 GHz 5 dB, und für den oberen Frequenzbereich zwischen 8 dB und 25 dB. Die Tiefe der Einbrüche nimmt immer mit steigender Frequenz zu. Dieses Verhalten ergibt sich aus den unterschiedlichen elektrischen Abständen der Dipole zur Strukturmitte. Bei höheren Frequenzen resonieren die kleineren Dipole, ihr Abstand von der Strukturmitte, bezogen auf die Wellenlänge, ist kleiner. Die Richtcharakteristik wird mit sinkendem Abstand omnidirektionaler.

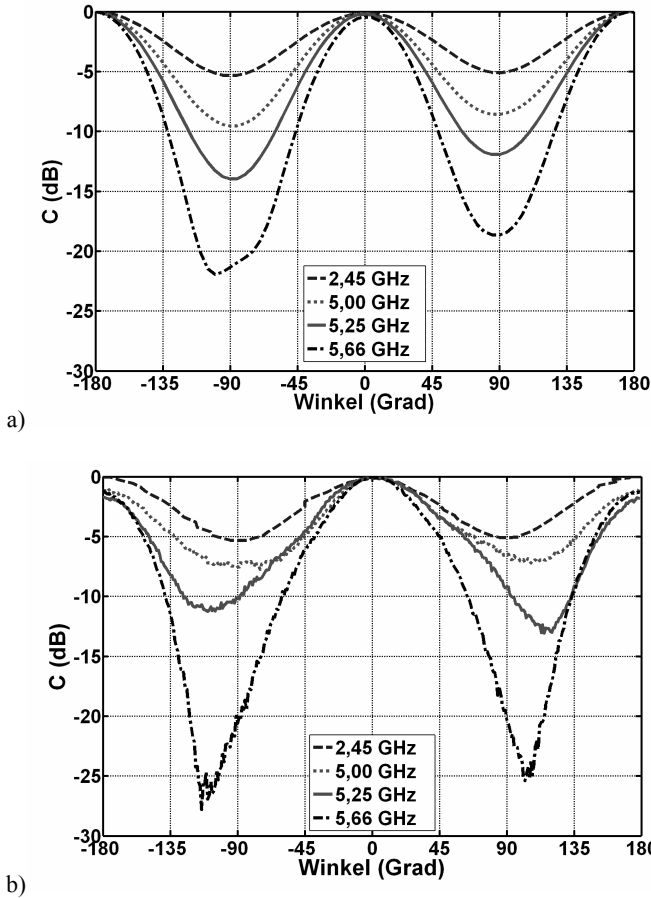


Bild 5.8: Richtdiagramme der dualbandigen H-Antenne in der H-Ebene: a) Simulation; b) Messung

In der E-Ebene (Bild 5.9) sind zwei Hauptkeulen bei einem Winkel $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ und zwei Nullstellen bei einem Winkel $\theta = \pm 90^\circ$ zu erkennen. Die Simulationsergebnisse stimmen sehr gut mit den Messergebnissen überein.

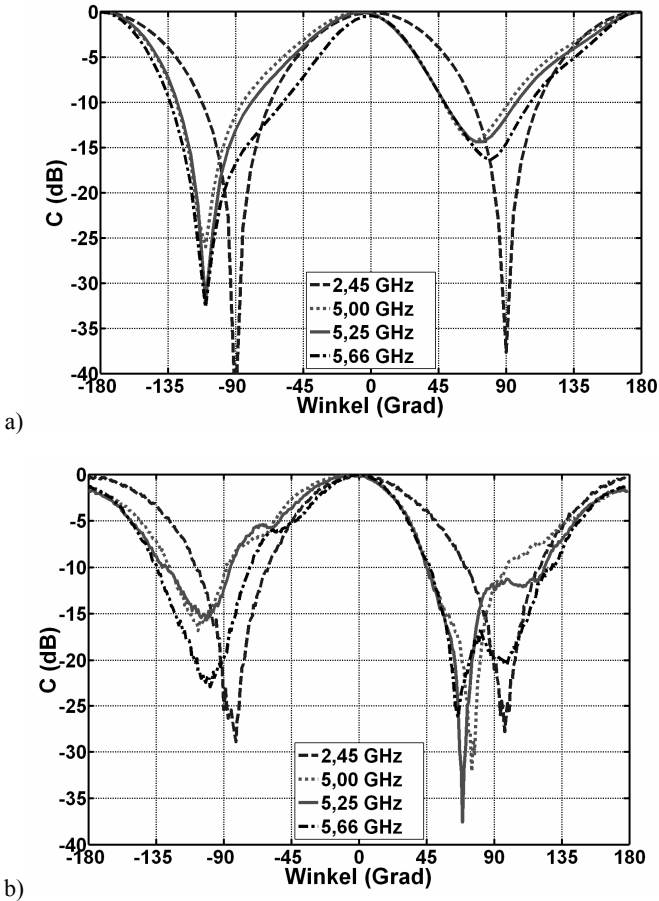


Bild 5.9: Richtdiagramme der dualbandigen H-Antenne in der E-Ebene: a) Simulation; b) Messung

Die noch relativ einfache Struktur und geringe Anzahl von Designfreiheitsgraden der dualbandigen H-Antenne ermöglicht mit wenig Aufwand ihre Anpassung an andere Frequenzbereiche durch Optimierung einzelner Designparameter. Der zu berücksichtigende Parametersatz mit geeigneten Werten ist aus Tabelle 5.2 ersichtlich.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge 1	52
Dipollänge 2	21,2
Dipolbreite 1	1,23
Dipolbreite 2	1,01
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte	39,5
Abstand zwischen Dipol 2 und Antennenmitte	14
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 5.2: Designparameter der dualbandigen H-Antenne

Mit Hilfe dieser Antenne wurde gezeigt, dass das Prinzip der Erweiterung eines Dipols auf ein dualbandiges Dipol-Array sehr gut funktioniert. Es ist nahe liegend, dieses Konstruktionsprinzip weiter zu verfolgen.

5.3 Ultrabreitbandige H-Antenne

Die bisher untersuchten Strukturen wurden weiterentwickelt, um eine Struktur zu erhalten, die über einen breiteren Frequenzbereich abstrahlen kann. Bei der Implementierung wurde das logarithmisch-periodische Prinzip verwendet, welches in Abschnitt 2.1.3 und in Kapitel 4 beschrieben wurde. Die charakteristischen Eigenschaften der Antennen wiederholen sich hiernach periodisch mit dem Logarithmus der Frequenz, da sich in demselben Maße auch die Struktur wiederholt. Der Frequenzbereich der Antenne wird durch die Abmessungen der kürzesten und der längsten Dipole festgelegt.

Bild 5.10 zeigt das entwickelte ultrabreitbandige Dipol-Array. Es besteht aus sechs Dipolpaaren und hat eine annähernd quadratische Form mit Abmessungen von $169 \times 164 \text{ mm}^2$. Die Elemente der Struktur und ihre Parameter wie Dipollänge, Dipolbreite, Abstand zwischen benachbarten Dipolen und Abstand der Dipole zum Speisezentrum wurden mit dem konstanten Faktor $\tau = 1,5$ skaliert, so dass eine systematische Anordnung der Dipole nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip (siehe Kapitel 4) entstand.

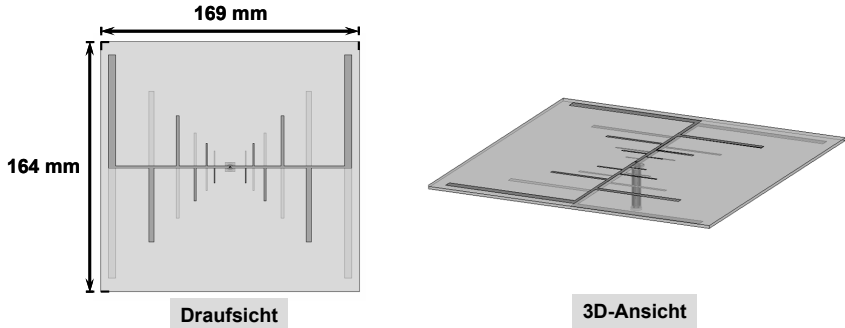


Bild 5.10: Ultrabreitbandige H-Antenne

Anhand des Eingangsreflexionsfaktors kann die extreme Breitbandigkeit dieser Antenne erkannt werden (Bild 5.11). Sowohl in der Simulation als auch in der Messung ergab sich eine ultrabreitbandige Anpassung an den gewünschten Frequenzbereich. Alle wichtigen Kommunikationsstandards werden somit von diesem Dipol-Array abgedeckt. Diese Antenne kann folglich als Multibandantenne eingesetzt werden.

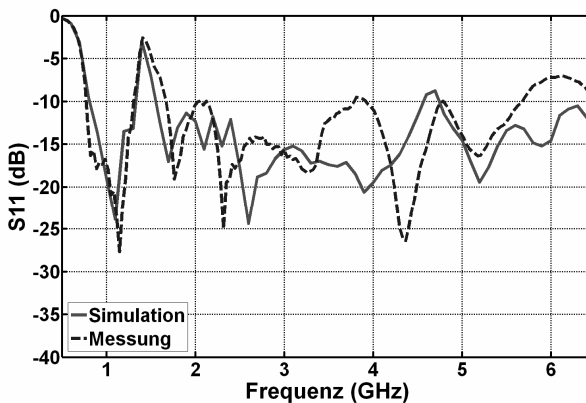


Bild 5.11: Eingangsreflexionsfaktor der ultrabreitbandigen H-Antenne

Die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik ist für vier ausgewählte Frequenzen in Bild 5.12 dargestellt. Für tiefe Frequenzen erkennt man eine unverzerrte bidirektionale Gestalt. Zu höheren Frequenzen hin kommt es zu leichten Veränderungen der Richtcharakteristik durch die Anregung höherer Moden. Die allgemeine bidirektionale Form senkrecht zur Antennenebene bleibt

über den kompletten Frequenzbereich jedoch erhalten.

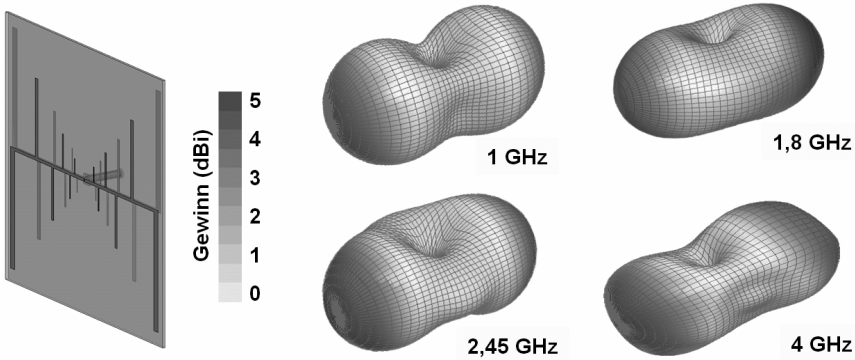


Bild 5.12: 3D-Ansicht der Antenne mit zugehöriger Richtcharakteristik

Der simulativ bestimmte maximale Gewinn der ultrabreitbandigen H-Antenne liegt bei ungefähr 5 dBi über den gesamten Frequenzbereich (Bild 5.13). Im Vergleich dazu weisen die auf dem Markt erhältlichen breitbandigen Antennen nur einen Gewinn von ungefähr 2 dBi auf. Der Gewinn dieser Antenne liegt somit um ca. 3 dB höher.

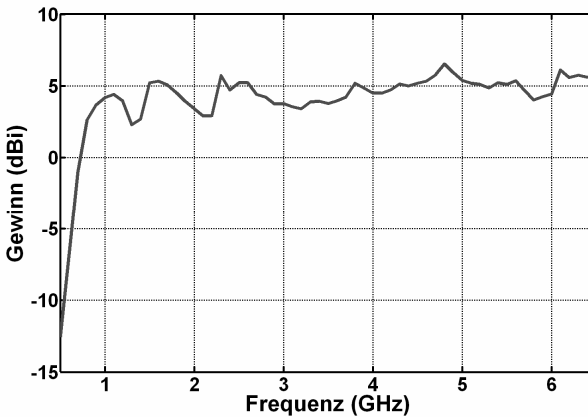


Bild 5.13: Maximaler Gewinn der breitbandigen H-Antenne

Die wichtigsten Designparameter dieser ultrabreitbandigen Antenne sind in Tabelle 5.3 aufgelistet.

Designparameter	Wert
Dipollänge 1, mm	9,6
Dipolbreite 1, mm	0,63
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte, mm	10,5
Skalierungsfaktor	1,5
Zuleitungsbreite, mm	1,87

Tabelle 5.3: Designparameter der ultrabreitbandigen H-Antenne

Mit dem hier vorgezeigten Entwurfsprinzip der ultrabreitbandigen H-Antenne lassen sich Antennen mit einer bidirektionalen Richtcharakteristik und praktisch beliebigen Bandbreiten entwickeln. Diese Antennen sind aufgrund ihrer Richtcharakteristik für den Einsatz in der Raummitte in länglichen Räumen gut geeignet [Sev05a].

5.4 H-Antenne mit einem keilförmigen Reflektor

Montageprobleme können auftreten, da es nicht überall möglich ist, die Basisstationsantenne in der Raummitte zu positionieren. Man sollte sie deshalb auch entweder an der Wand oder an der Decke anbringen können.

Aufgrund ihrer Richtcharakteristik ist die H-Antenne für eine Anbringung an der Wand geeignet. Da es keinen Sinn macht, mit der Antenne in die Wand hinein zu strahlen, wurde die ultrabreitbandige Struktur mit einem metallischen Reflektor ausgestattet. Der Einsatz eines solchen Reflektors bewirkt einerseits eine Veränderung der Richtcharakteristik von der bidirektionalen in die unidirektionale Form. Zusätzlich wird die Antenne durch diesen metallischen Reflektor von der Wand abgeschirmt und ist damit unabhängig vom Material der Wand.

Für die vorhandene ultrabreitbandige Antennengeometrie mit den unterschiedlich langen Dipolen ist ein flacher Reflektor für den Einsatz nicht geeignet, da es Auslöschungen der abgestrahlten Felder bei einem Reflektorabstand von einer halben Wellenlängen geben kann (siehe Abschnitt 9.3). Aus diesem Grund wird ein keilförmiger Reflektor verwendet, der idealerweise überall einen Abstand von $\lambda/4$ zur Antennengeometrie besitzen sollte. Diese Anbringung ist jedoch ebenfalls nicht ganz realisierbar, da der Reflektor sonst in seinem Knickpunkt die Antennenfläche berühren und somit mit der Leitung koppeln würde. Ein gewisser Abstand zur Antennenfläche muss eingehalten werden. Zur Anbringung des Reflektors muss folglich ein Kompromiss gefunden werden.

In Bild 5.14 ist die entwickelte ultrabreitbandige H-Antenne mit einem keilförmigen Reflektor dargestellt.

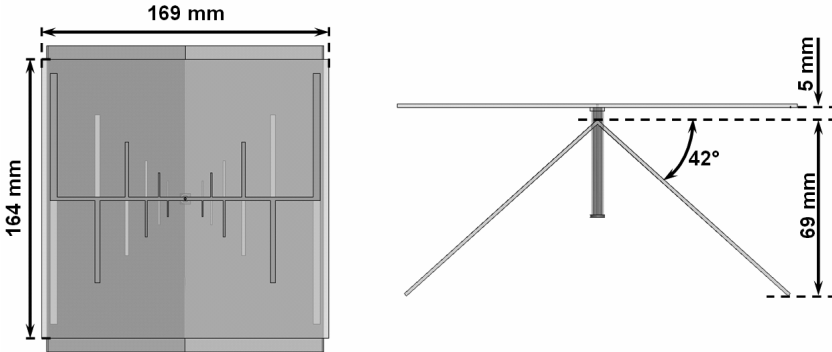


Bild 5.14: Ultrabreitbandige H-Antenne mit keilförmigem Reflektor

Die Antenne wurde experimentell mit einem Reflektor ausgestattet und optimiert. Verwendet wurde dieselbe ultrabreitbandige Antennengeometrie wie in Abschnitt 5.3 mit einer Abmessung von $169 \times 164 \text{ mm}^2$. Bei der Optimierung ergaben sich ein Abstand des Reflektors im Knickpunkt von 5 mm zur Antennenfläche und eine Höhe des Reflektors von 69 mm. Die komplette Antenne hat somit eine Höhe von ungefähr 76 mm (Bild 5.14).

Durch die Verwendung des Reflektors entsteht aus der bidirektionalen Richtcharakteristik eine gerichtete, unidirektionale Richtcharakteristik [Sev05c]. Die Simulations- und Messergebnisse sind für die Elevationsebene entlang der Zuleitung in Bild 5.15 dargestellt. Die Antenne besitzt nur eine Hauptstrahlrichtung ungefähr bei dem Winkel $\theta = 0^\circ$. Über den Frequenzbereich bleibt diese Hauptstrahlung erhalten, wobei sich die Keule bei einigen Frequenzen verdoppelt. Zu höheren Frequenzen hin erkennt man zusätzlich eine schmaler werdende Antennenkeule. Die Messergebnisse zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit der Simulation.

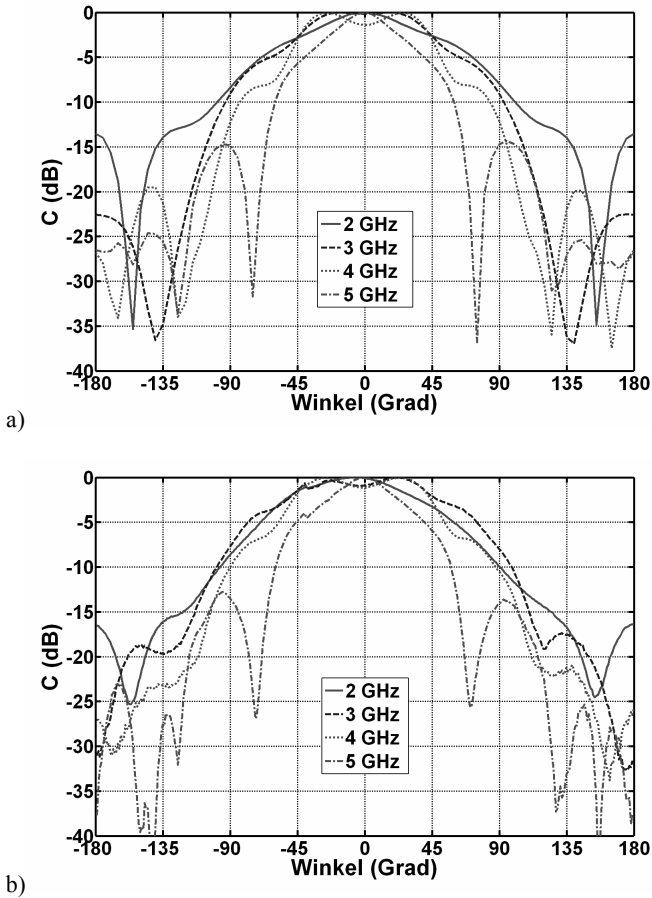


Bild 5.15: Elevationsrichtdiagramm entlang der Zuleitung: a) Simulation und b) Messung

Die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik dieser Antenne kann dem Bild 5.16 entnommen werden. Sie ist unidirektional und näherungsweise rotationssymmetrisch, was den Vorteil hat, die Antenne beliebig linear polarisiert mit der gleichen Halbwertsbreite an der Wand eines Raumes zu montieren.

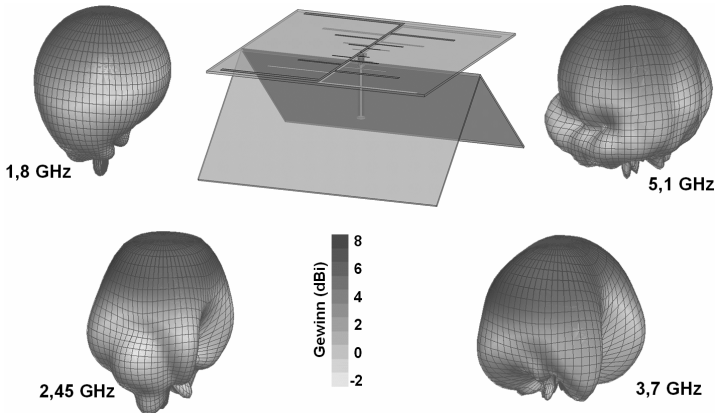


Bild 5.16: 3D-Ansicht der Antenne mit zugehöriger Richtcharakteristik

In Bild 5.17 ist der simulierte maximale Gewinn für die ultrabreitbandige H-Antenne mit und ohne Reflektor dargestellt. Durch die Verwendung eines Reflektors hat die Antenne einen Gewinn von ca. 7,5 dBi über den kompletten Frequenzbereich. Im Vergleich zu der Antenne ohne Reflektor bedeutet dies eine Steigerung von ungefähr 3 dB. Der Gewinn des Dipol-Arrays mit Reflektor zeigt durch seine deutlichen Schwankungen einen typischen Gewinnverlauf für logarithmisch-periodische Antennen.

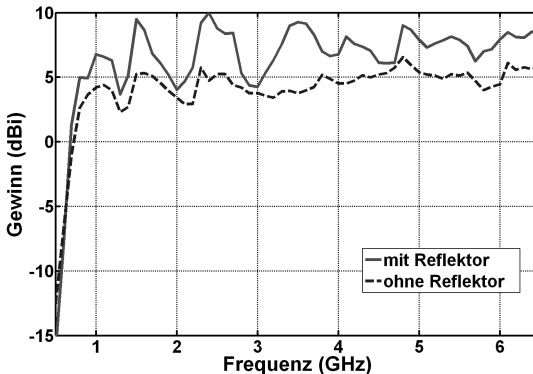


Bild 5.17: Maximaler Gewinn der ultrabreitbandigen H-Antenne mit und ohne Reflektor

Aufgrund der Verschiebung der Hauptstrahlrichtung, die in Bild 5.15 zu erkennen ist, kann auch bei dieser Antenne eine Messung des Gewinns nur für feste Richtungen durchgeführt werden. Bild 5.18 zeigt den gemessenen und simulierten Gewinn in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$. Man erkennt eine

gute Übereinstimmung der Ergebnisse, die Simulation kann somit verifiziert werden.

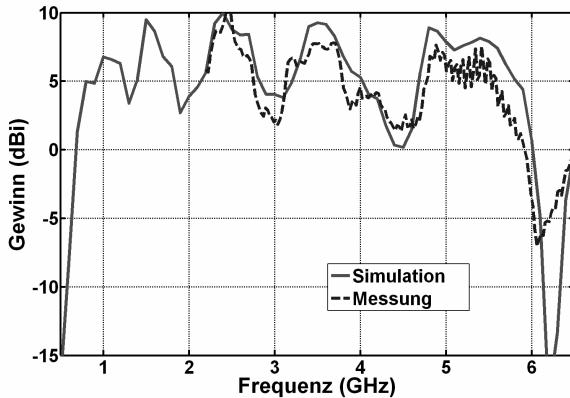


Bild 5.18: Gemessener und simulierter Gewinn in Richtung $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$

Mit der unidirektionalen Richtcharakteristik in Verbindung mit dem hohen Gewinn eignet sich diese Antenne für die Montage an einer Seitenwand in einem lang gezogenen Raum. Zusätzlich zeichnet sich dieses innovative Antennendesign durch eine sehr große Bandbreite aus.

Die wichtigsten Designparameter der unidirektionalen H-Antenne sind in Tabelle 5.4 aufgelistet.

Designparameter	Wert
Dipollänge 1, mm	9,6
Dipolbreite 1, mm	0,63
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte, mm	10,5
Abstand des Reflektors zur Antenne, mm	5
Knickwinkel des Reflektors, Grad	42
Skalierungsfaktor	1,5
Zuleitungsbreite, mm	1,87

Tabelle 5.4: Designparameter der ultrabreitbandigen H-Antenne mit Reflektor

Anhand der erzielten Ergebnisse der unterschiedlichen H-Antennen, die in diesem Kapitel gezeigt wurden, lassen sich verschiedene ultrabreitbandige Antennenstrukturen für den Einsatz in langen Räumen realisieren. Diese Antennen sind mit ihren gezeigten charakteristischen Eigenschaften sowohl für eine Anbringung in der Raummitte als auch an der Wand geeignet.

6 S-Antenne

In diesem Kapitel wird die S-Antenne vorgestellt [Sev05c]. Sie stellt ein gegenphasig gespeistes Dipolarray dar (siehe Abschnitt 3.2). Beim Erstellen dieser Antenne wurde dieselbe Vorgehensweise wie bei der H-Antenne verfolgt. Zuerst wurde eine monofrequente Struktur aufgebaut, die im nächsten Schritt auf eine dualbandige Struktur erweitert wurde. Am Ende wurde hieraus eine ultrabreitbandige Struktur entwickelt. Die Entwicklungsschritte sind in Bild 6.1 dargestellt. Ihren Namen erhält die Antenne, da sie auf der einen Substratseite Ähnlichkeit zum Buchstaben S aufweist.

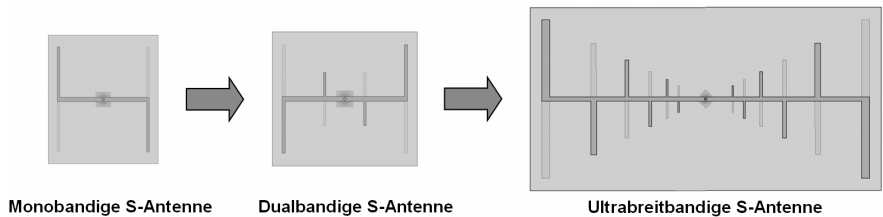


Bild 6.1: Entwicklungsverlauf der S-Antenne von einer monobandigen zu einer ultrabreitbandigen Variante

6.1 Monobandige S-Antenne

Die S-Antenne unterscheidet sich von der vorher beschriebenen H-Antenne dadurch, dass die beiden Dipole nun in unterschiedliche Richtungen ausgerichtet sind. Es lässt sich einfach durch Vertauschen der oberen und der unteren Seite eines Dipols realisieren (vergl. Bild 5.1 und Bild 6.2).

Optimiert wurde diese Antenne für die WLAN-Frequenz 2,45 GHz. Bei dieser Optimierung ergaben sich eine Dipollänge von 45 mm und ein Abstand zwischen den Dipolen von 37 mm. Mit diesen Abmessungen ist die monobandige S-Antenne etwas kleiner als die monobandige H-Antenne. In Bild 6.2 ist dieses Dipol-Array in der Draufsicht und der 3D-Ansicht abgebildet.

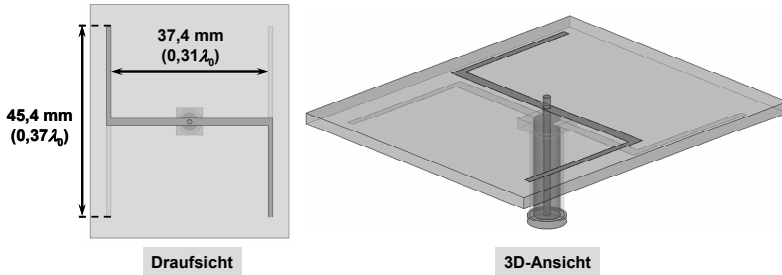
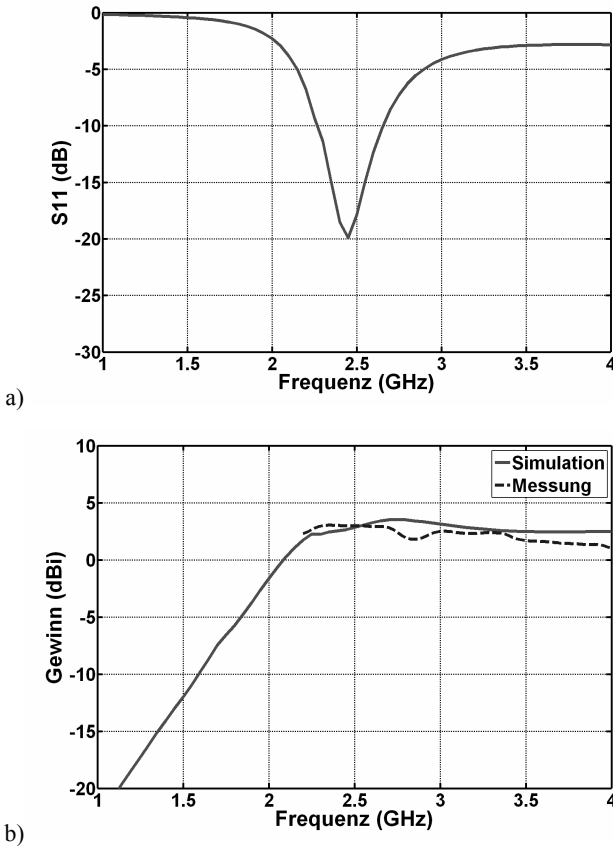


Bild 6.2: Monobandige S-Antenne

Die Simulation der Antenne ergab bei der Eingangsanpassung eine relative Bandbreite der Antenne von 16 % (Bild 6.3a).

Bild 6.3: a) Eingangsreflexionsfaktor S_{11} und b) Gewinn der monobandigen S-Antenne

Mit einem Gewinn von ca. 3 dBi erreicht die monobandige S-Antenne einen ähnlichen Gewinn wie die monobandige Struktur der H-Antenne. Dieses Ergebnis konnte anhand der Messung verifiziert werden (Bild 6.3b).

Bild 6.4 zeigt die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik der Antenne für die Frequenz 2,45 GHz. Man erkennt die bidirektionale Form mit den beiden Maxima in der Antennenebene entlang der Zuleitung. Die Antenne wurde in der Azimutebene und der Elevationsebene vermessen, um die Ergebnisse der Simulation zu bestätigen (Bild 6.5).

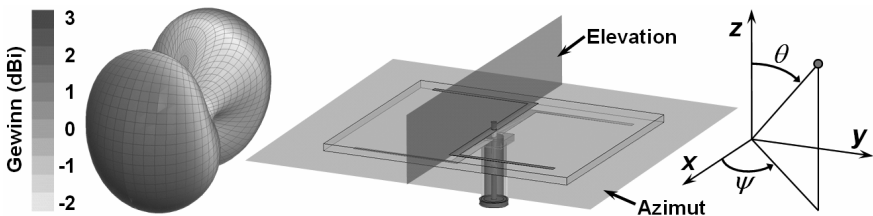


Bild 6.4: 3D-Richtcharakteristik der monobandigen S-Antenne bei 2,45 GHz

In der Azimutebene besitzt die Antenne zwei Maxima bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ und zwei Nullstellen bei den Winkeln $\psi = \pm 90^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\psi_{-3\text{dB}}$ beträgt jeweils ungefähr 70° , der Unterschied zwischen den Maxima und Nullstellen beträgt über 20 dB (Bild 6.5a).

In der Elevationsebene bilden sich die zwei Hauptmaxima bei Winkeln von $\theta = \pm 90^\circ$, die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{-3\text{dB}}$ beträgt jeweils ca. 110° . Bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ bilden sich zwei Nullstellen aus (Bild 6.5b).

Sowohl in der Azimutebene als auch in der Elevationsebene ergab sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Messung und der Simulation, die Richtcharakteristik konnte somit bestätigt werden.

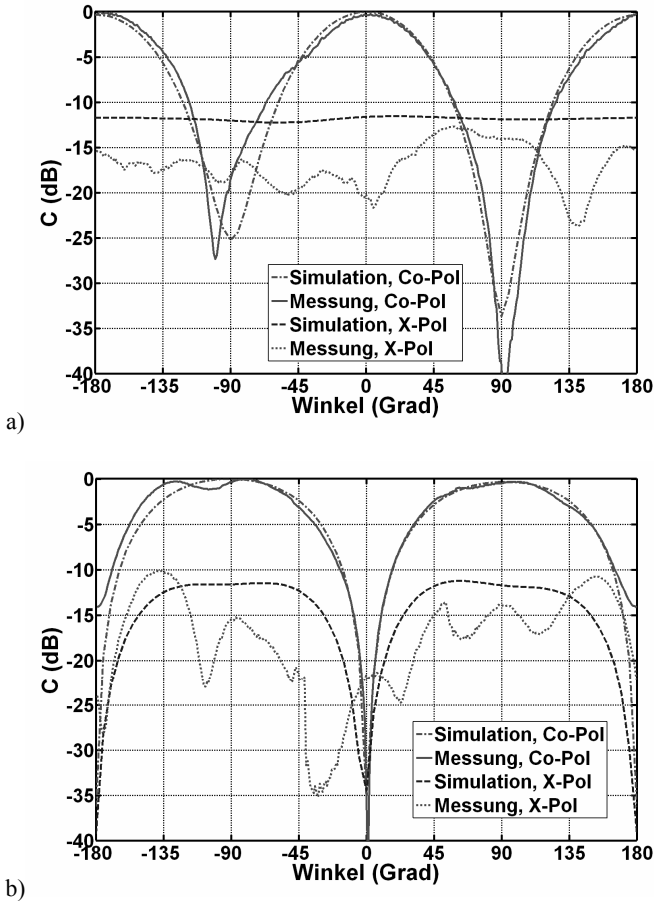


Bild 6.5: a) Azimutrichtdiagramm und b) Elevationsrichtdiagramm der monobandigen S-Antenne

Diese Antenne lässt sich für einzelne Kommunikationsdienste wie GSM, WLAN oder UMTS anpassen. Der prinzipielle Unterschied zur H-Antenne ist die räumliche Ausrichtung der beiden Maxima (vergl. Bild 5.3 und Bild 6.4). Mit ihrer bidirektionalen Richtcharakteristik ist diese Antenne in einer horizontalen Lage für den Einsatz in der Raummitte eines lang gezogenen Raumes geeignet. Zudem kann die Antenne durch eine Änderung der Designparameter leicht auf beliebige Frequenzen und Dienste angepasst werden. Die Designparameter sind in Tabelle 6.1 angegeben.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	45,37
Dipolbreite	1,11
Abstand zwischen den Dipolen	37,43
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 6.1: Designparameter der S-Antenne

6.2 Dualbandige S-Antenne

Das Prinzip der Geometrieerweiterung eines monobandigen Dipol-Array um ein weiteres Dipolpaar auf eine dualbandige Struktur, wie es in Abschnitt 5.2 bei der H-Antenne angewendet wurde, soll auch bei der S-Antenne zum Einsatz kommen. Die daraus entstandene dualbandige Antennenstruktur ist in Bild 6.6 zu sehen [Sev05c].

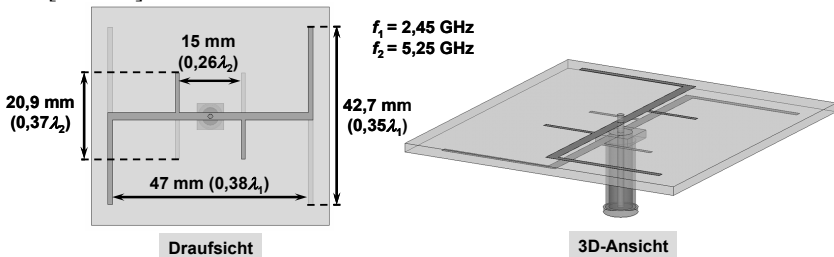


Bild 6.6: Dualbandige S-Antenne

Optimiert wurde die Antenne für die WLAN-Anwendung. Die langen Dipole wurden für den Frequenzbereich um 2,45 GHz optimiert, die kürzeren Dipole für den Frequenzbereich der WLAN-Bänder bei 5,25 GHz. Im Gegensatz zur dualbandigen H-Antenne mussten größere Abstände zwischen den benachbarten Dipolen realisiert werden. Bei zu kleinen Abständen koppeln die Dipole zu stark miteinander, und eine Anpassung der Antenne ist nicht möglich. Bei der Optimierung ergab sich für die äußeren Dipole eine Dipollänge von ca. 43 mm bei einem Abstand der Dipole von 47 mm. Die inneren Dipole haben eine Länge von ungefähr 21 mm bei einem Abstand von 15 mm zueinander.

Die Eingangsanpassung ist in Bild 6.7 links dargestellt. Für den unteren Frequenzbereich erreicht die Antenne eine relative Bandbreite von ca. 16 %, im oberen Frequenzbereich wird eine relative Bandbreite von ungefähr 28 % erzielt. Messung und Simulation stimmen gut überein.

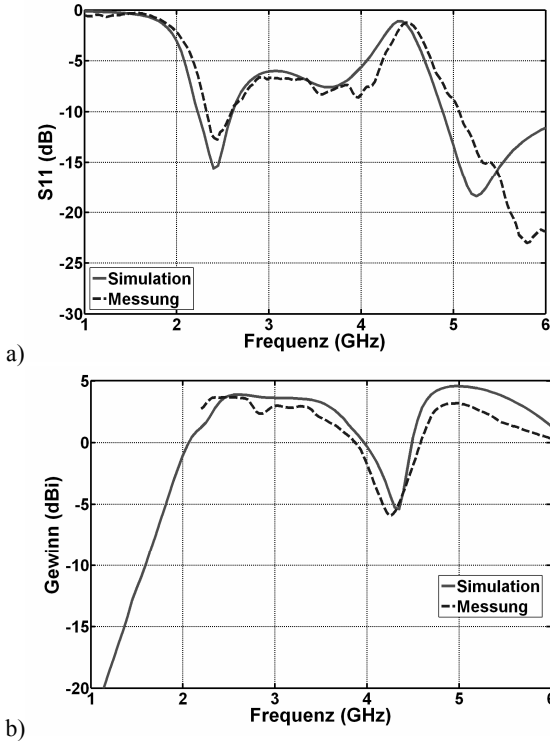


Bild 6.7: a) Eingang Reflexionsfaktor S_{11} und b) Gewinn der dualbandigen S-Antenne

Im Frequenzbereich zwischen 3 GHz und 4 GHz zeigt sich eine weitere Impedanzanpassung von ungefähr -7,5 dB. Diese Abstrahlung ist auf parasitäre Effekte zurückzuführen und zeigt, welches Potential in dieser Antenne steckt. Für elektrisch kleine Antennen wird normalerweise eine Anpassung von -6 dB verlangt [Fuj94, Guo05, Lig05]. Mit ihrer Anpassung ist diese Antenne für den Einsatz für WiMAX geeignet. Dieser neue Kommunikationsstandard nutzt neben dem Frequenzbereich zwischen 3,3 GHz und 3,9 GHz noch zusätzlich die schon vorhandenen WLAN-Bänder, welche alle mit dieser Antenne gleichzeitig abgedeckt werden können.

Der Gewinn der Antenne in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 90^\circ$ beträgt in beiden Frequenzbändern ca. 3 dBi (Bild 6.7b). Zu höheren Frequenzen hin nimmt der Gewinn wieder ab, was an einer Verschiebung der Hauptstrahlrichtung in eine andere Richtung liegt.

Bild 6.8 zeigt die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik der Antenne für

die beiden Frequenzen 2,45 GHz und 5,25 GHz. Die bidirektionale Form der Richtcharakteristik wird in beiden Frequenzbereichen beibehalten.

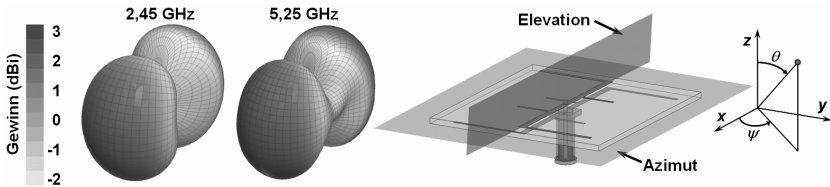


Bild 6.8: 3D-Richtcharakteristik der dualbandigen S-Antenne

Im Azimutrichtdiagramm (Bild 6.9) bilden sich für die beiden Resonanzfrequenzen jeweils zwei Hauptmaxima bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\psi_{-3\text{dB}}$ beträgt jeweils ca. 80° . Bei den Winkeln $\psi = \pm 90^\circ$ entstehen zwei Nullstellen von ungefähr -30 dB. Die Messergebnisse zeigen eine sehr gute Übereinstimmung zu der Simulation.

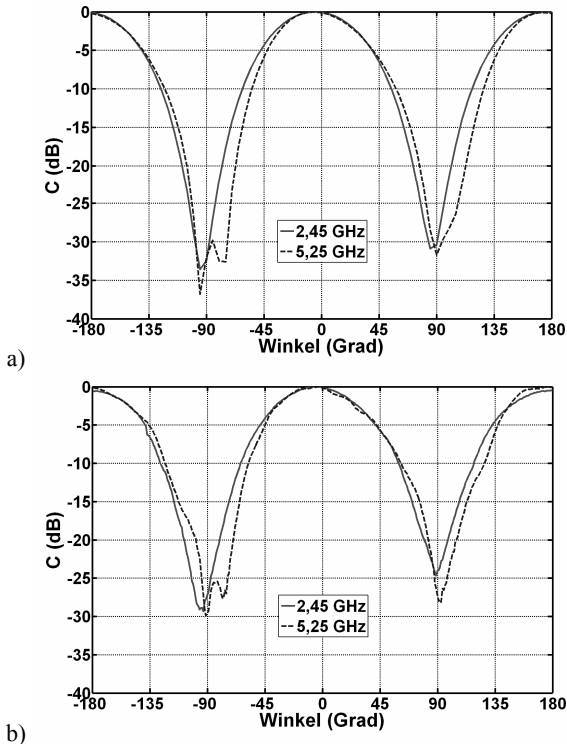


Bild 6.9: Azimutrichtdiagramm: a) Simulation und b) Messung

In der Elevationsebene (Bild 6.10) bilden sich die zwei Hauptmaxima bei einem Winkel von $\theta = \pm 90^\circ$, die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{-3\text{dB}}$ beträgt jeweils über 100° . Bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ bilden sich zwei Nullstellen aus. Die stärkeren Abweichungen in der Messung bei der Frequenz 5,25 GHz sind auf die verwendete Halterung zurückzuführen.

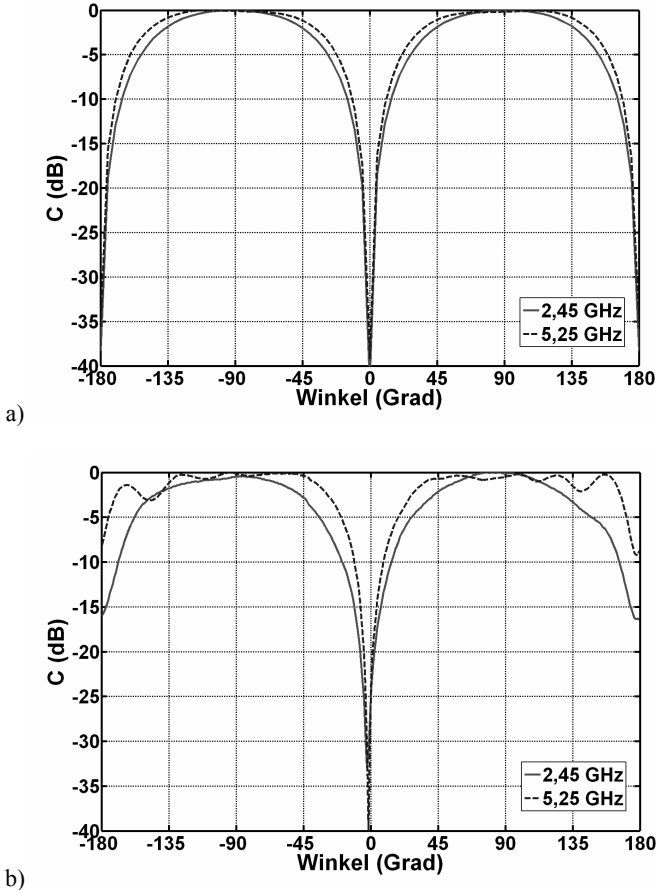


Bild 6.10: Elevationsrichtdiagramm: a) Simulation und b) Messung

Mit der erreichten Anpassung und Richtcharakteristik stellt dieses dualbandige Dipol-Array ein einzigartiges Antennendesign dar, das für viele Anwendungen eingesetzt werden kann [Sev05c].

Alle wichtigen Parameter zum Design können der Tabelle 6.2 entnommen werden.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge 1	20,94
Dipolbreite 1	0,83
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte	7,5
Dipollänge 2	42,66
Dipolbreite 2	1,11
Abstand zwischen Dipol 2 und Antennenmitte	23,5
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 6.2: Designparameter der dualbandigen S-Antenne

6.3 Ultrabreitbandige S-Antenne

Um von der dualbandigen Struktur der Antenne zu einer ultrabreitbandigen Variante zu kommen, erfolgt eine analoge Vorgehensweise wie bei der H-Antenne, da bei dieser Antenne gute Ergebnisse erzielt werden konnten. Bei der S-Antenne wird aus diesem Grund ebenfalls ein Dipol-Array nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip aufgebaut (siehe Abschnitt 2.1.3 und Kapitel 4).

In Bild 6.11 ist die entstandene ultrabreitbandige S-Antenne zu sehen. Diese besteht aus sechs Dipolpaaren. Die Dipollängen und Dipolbreiten wurden streng nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip aufgebaut. Analog zur dualbandigen Struktur im Abschnitt 6.2 kann der Abstand der benachbarten Dipole auch bei der ultrabreitbandigen Geometrie nicht beliebig klein gewählt werden, da sonst die Dipole untereinander zu stark koppeln und eine Anpassung nicht möglich ist. Um eine Anpassung der Antenne zu ermöglichen, wurden die Abstände durch einen höheren Skalierungsfaktor zusätzlich vergrößert. Bei der Optimierung ergab sich eine Abmessung der Antenne von $169 \times 88 \text{ mm}^2$.

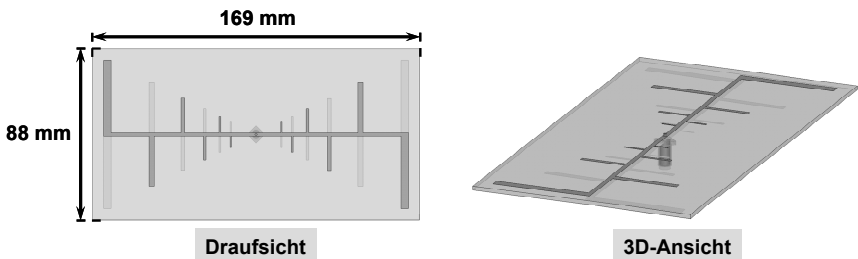


Bild 6.11: Ultrabreitbandige S-Antenne

Die Eingangsanpassung des ultrabreitbandigen Dipol-Arrays ist in Bild 6.12 dargestellt. Sowohl bei der Simulation als auch bei der Messung zeigt sich das ultrabreitbandige Verhalten dieser Antenne mit einer sehr guten Impedanzanpassung.

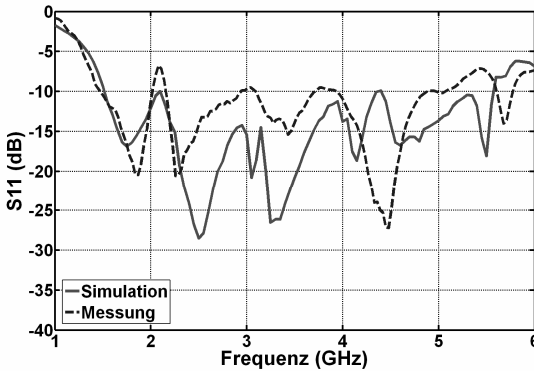


Bild 6.12: Eingangsanpassung der ultrabreitbandigen S-Antenne

Aufgrund des großen Abstandes zwischen den Dipolen kommt es zu einer Veränderung der Richtcharakteristik (Bild 6.13). Die Richtcharakteristik besitzt keine bidirektionale Form mehr, sondern eine X-förmige Gestalt. Dies ist für eine Deckenmontage mit einem metallischen Reflektor jedoch eher vorteilhaft, um eine gleichmäßigere Feldverteilung im Raum zu erreichen [Sev05c]. Man erkennt, dass die Richtcharakteristik bei den tieferen Frequenzen unverzerrt ist. Zu höheren Frequenzen hin treten höhere Moden auf, und die Richtcharakteristik ist etwas verzerrt, wobei diese Verzerrungen allerdings noch nachträglich mit einem Reflektor korrigiert werden können [Sel05].

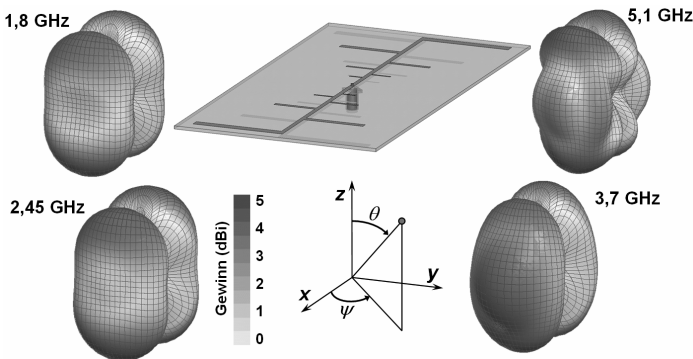


Bild 6.13: 3D-Ansicht der Antenne mit zugehöriger Richtcharakteristik

Im Elevationsrichtdiagramm (Bild 6.14) sind sechs Strahlungsrichtungen ungefähr bei den Winkeln $\theta = \pm 30^\circ$, $\theta = \pm 90^\circ$ und $\theta = \pm 150^\circ$ zu erkennen. Die Einzüge zwischen den Maxima liegen bei maximal 9 dB. Des Weiteren besitzt die Antenne zwei Nullstellen bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$. Anhand der Messergebnisse kann die Simulation bestätigt werden.

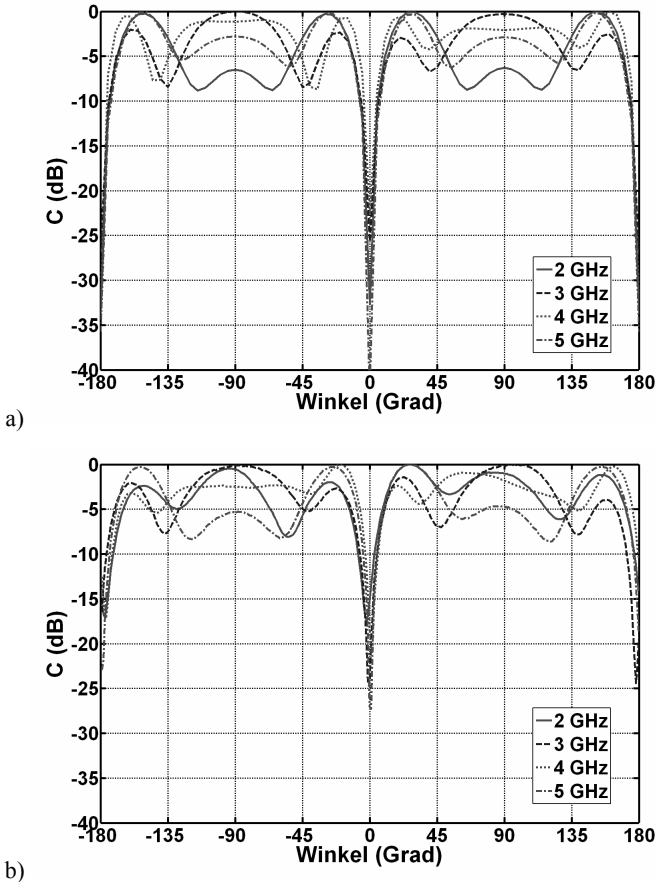


Bild 6.14: Elevationsrichtdiagramm entlang der Zuleitung: a) Simulation und b) Messung

Der simulierte Gewinn in Hauptstrahlrichtung der ultrabreitbandigen S-Antenne (Bild 6.15) liegt bei ungefähr 4,5 dBi über den Frequenzbereich von 1,7 GHz bis 6 GHz und erreicht einen ähnlichen Wert wie die ultrabreitbandige H-Antenne. Der Gewinnverlauf weist Schwankungen auf, die für logarithmisch-periodische Antennen typisch sind.

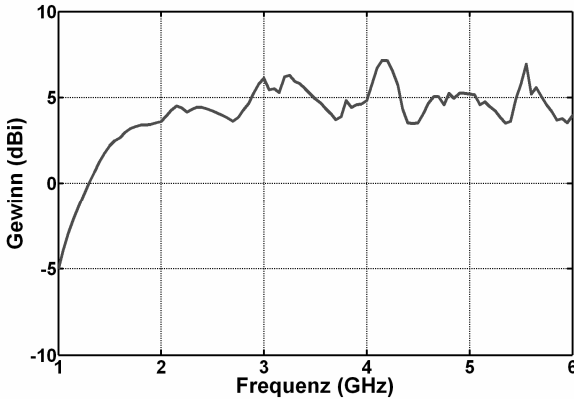


Bild 6.15: Maximaler Gewinn der ultrabreitbandigen S-Antenne

Aufgrund der unterschiedlichen Hauptstrahlrichtung, die im Elevationsrichtdiagramm sehr gut zu erkennen ist (Bild 6.14), kann der Gewinn dieses Dipol-Array nur in bestimmte Richtungen verifiziert werden. Bild 6.16 zeigt den gemessenen und simulierten Gewinn in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 25^\circ$. Man erkennt eine gute Übereinstimmung der Werte, die Simulation konnte somit bestätigt werden.

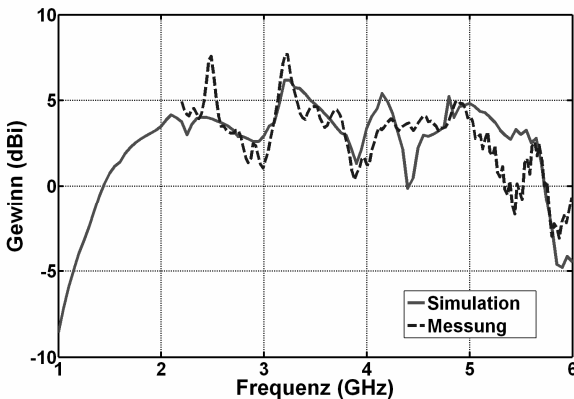


Bild 6.16: Simulierter und gemessener Gewinn in Richtung $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 25^\circ$

Die charakteristischen Designparameter der ultrabreitbandigen S-Antenne sind in Tabelle 6.3 zusammengefasst.

Designparameter	Wert
Dipollänge 1, mm	6,5
Dipolbreite 1, mm	0,65
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte, mm	13
Skalierungsfaktor	1,425
Zuleitungsbreite, mm	1,87

Tabelle 6.3: Designparameter der ultrabreitbandigen S-Antenne

6.4 S-Antenne mit einem keilförmigen Reflektor

Die S-Antenne bietet sich mit ihrer X-förmigen Richtcharakteristik für die Deckenmontage in einem lang gezogenen Raum an. Um einerseits die Verzerrungen der Richtcharakteristik (Bild 6.13) zu korrigieren und andererseits eine unnötige Abstrahlung der Antenne in die Decke zu vermeiden, wurde die ultrabreitbandige S-Antenne mit einem Reflektor ausgestattet. Aufgrund der vorhandenen Antennengeometrie mit den verschiedenen langen Dipolen wurde analog zur H-Antenne ein keilförmiger Reflektor gewählt.

Verwendet wurde dieselbe Antennengeometrie wie in Abschnitt 6.3 mit einer Abmessung von $169 \times 88 \text{ mm}^2$. Die Antenne wurde experimentell mit einem keilförmigen Reflektor ausgestattet und bezüglich ihrer Anpassung und Richtcharakteristik optimiert. Bei der Optimierung ergab sich eine Höhe des Reflektors von 67 mm bei einem Abstand des Reflektors im Knickpunkt von 2 mm zur Antennenfläche. Die komplette Antenne hat somit eine Höhe von ungefähr 71 mm (Bild 6.17).

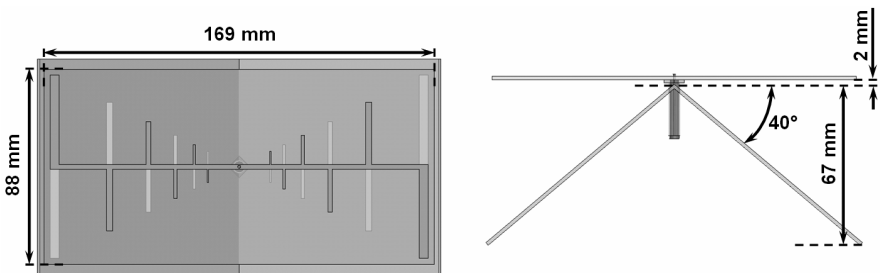


Bild 6.17: Ultrabreitbandige S-Antenne mit keilförmigem Reflektor

Die Antenne wurde fast durchgängig gut an die $50\ \Omega$ der Speiseleitung ultrabreitbandig angepasst (Bild 6.18). Die Messung der Antenne ergab sogar eine geringfügig bessere Anpassung als die Simulation.

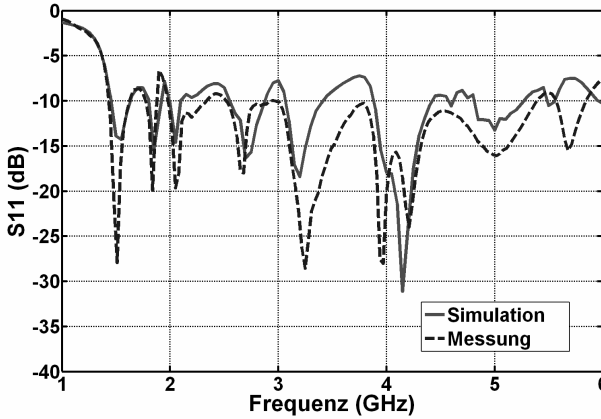


Bild 6.18: Eingangsreflexion der ultrabreitbandigen S-Antenne mit Reflektor

Durch die Verwendung des Reflektors entsteht aus der X-förmigen eine bidirektionale V-förmige Richtcharakteristik. In Bild 6.19 ist die dreidimensionale Ansicht der Antenne mit ihrer zugehörigen simulierten Richtcharakteristik für mehrere Frequenzen abgebildet. Man erkennt leicht die V-förmige Gestalt über den kompletten Frequenzbereich, dementsprechend ist die Form nahezu frequenzunabhängig. Die stärkeren Verzerrungen durch die Anregung von höheren Moden bei den höheren Frequenzen konnten durch die Verwendung des Reflektors verringert werden.

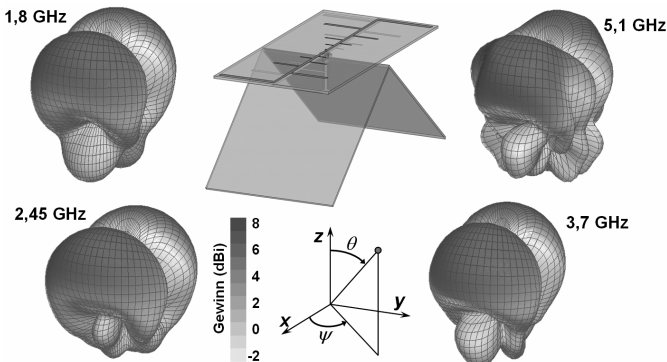
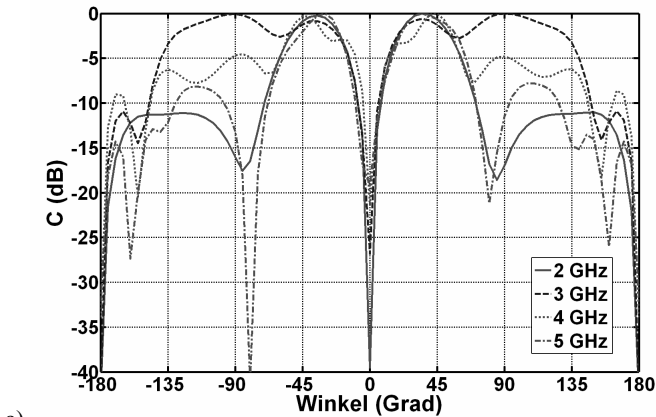
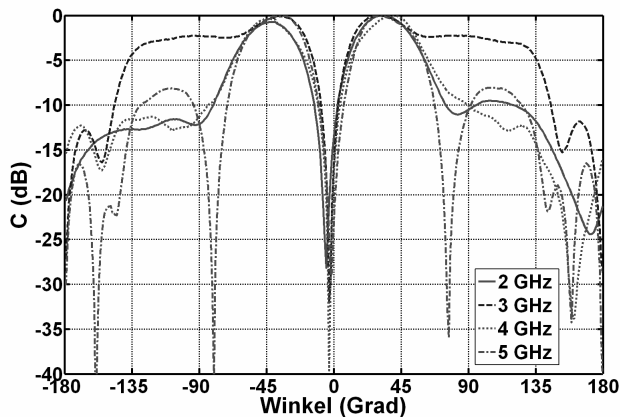


Bild 6.19: 3D-Ansicht der Antenne mit zugehöriger Richtcharakteristik

Für die Elevationsebene entlang der Zuleitung sind die Simulations- und Messergebnisse in Bild 6.20 dargestellt. Die Antenne besitzt zwei Hauptstrahlrichtungen bei den Winkeln $\theta = \pm 40^\circ$. Die Nebenstrahlung zu höheren Winkeln hin ist vor allem bei der Frequenz 3 GHz sehr stark ausgeprägt. Für die funktechnische Ausleuchtung des Raumes wirkt sie sich eher vorteilhaft aus und hat keinen negativen Einfluss. Die Messung der Antenne ergab eine sehr gute Übereinstimmung zur Simulation.



a)



b)

Bild 6.20: Elevationsrichtdiagramm entlang der Zuleitung: a) Simulation und b) Messung
Mit der Verwendung des Reflektors erreicht die ultrabreitbandige S-Antenne

einen Gewinn von ungefähr 7,5 dBi und liegt somit um ca. 3 dB über dem Gewinn der Antenne ohne Reflektor (Bild 6.21). Auch der Gewinn dieser Antenne zeigt über den Frequenzbereich den typischen schwankenden Verlauf logarithmisch-periodischer Antennen.

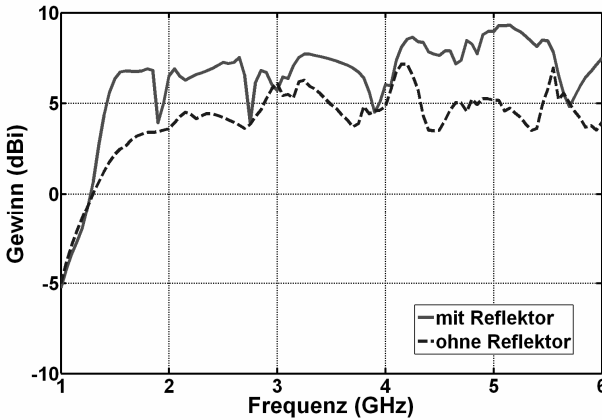


Bild 6.21: Maximaler Gewinn der ultrabreitbandigen S-Antenne mit und ohne Reflektor

Aufgrund der hier ebenfalls auftretenden Verschiebung der Hauptstrahlrichtung, wurde der Gewinn bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 40^\circ$ vermessen, um die Simulation verifizieren zu können. Man erkennt eine gute Übereinstimmung der Ergebnisse, die Simulation konnte somit bestätigt werden (Bild 6.22).

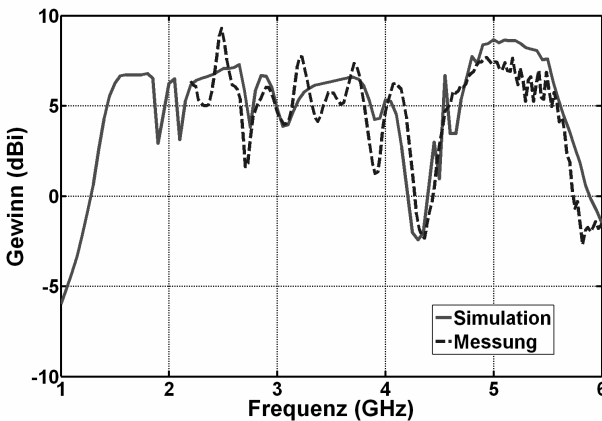


Bild 6.22: Gemessener und simulierter Gewinn in Richtung $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 40^\circ$

In Tabelle 6.4 sind die Designparameter aufgelistet, die bei diesem Antennentyp variiert werden können.

Designparameter	Wert
Dipollänge 1, mm	6,5
Dipolbreite 1, mm	0,65
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte, mm	13
Abstand des Reflektors zur Antenne, mm	2
Knickwinkel des Reflektors, Grad	40
Skalierungsfaktor	1,425
Zuleitungsbreite, mm	1,87

Tabelle 6.4: Designparameter der ultrabreitbandigen S-Antenne mit Reflektor

Mit den erreichten Ergebnissen der S-Antenne, die in diesem Kapitel vorgestellt wurden, lassen sich unterschiedlich breitbandige Antennen für den Einsatz in langen Räumen realisieren. Diese Strukturen sind mit ihren in diesem Kapitel aufgezeigten charakteristischen Eigenschaften entweder für eine Anbringung in der Raummitte oder an der Decke geeignet.

7 Z-Antenne

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Z-Antenne vorgestellt [Sev05a, Sev05c]. Aufgrund der positiven Ergebnisse in den Kapiteln 5 und 6 bei der H- und S-Antenne, wurde beim Erstellen der Z-Antenne ebenfalls dieselbe Vorgehensweise verfolgt. Zunächst wurde eine monofrequente Struktur entwickelt, darauf folgte eine dualbandige Struktur, um diese dann im letzten Schritt auf eine ultrabreitbandige Struktur zu erweitern. Die Entwicklungsschritte sind in Bild 7.1 dargestellt. Ihren Namen erhält die Antenne aufgrund ihrer Ähnlichkeit zum Buchstaben Z.

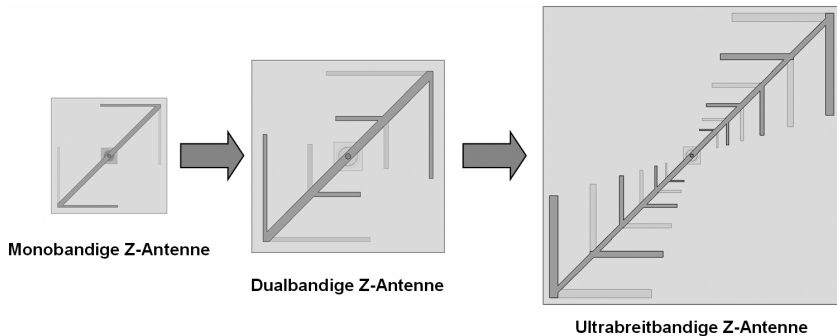


Bild 7.1: Entwicklungsverlauf der Z-Antenne von einer monobandigen zu einer ultrabreitbandigen Variante

7.1 Monobandige Z-Antenne

Bei der Z-Antenne handelt es sich um einen Spezialfall der S-Antenne. Sie ist ebenfalls eine Implementierung eines Dipol-Arrays mit gegenphasiger Speisung. Die Dipole sind im Gegensatz zur S-Antenne um 45 Grad zur Zuleitung hin angewinkelt. In Bild 7.2 ist das Dipol-Array in der Draufsicht und in der 3D-Ansicht abgebildet.

Diese angewinkelte Anordnung der Dipole bewirkt, dass die Z-Antenne im Gegensatz zur S-Antenne nicht so stark gerichtet ist und somit etwas omnidirektionaler abstrahlt.

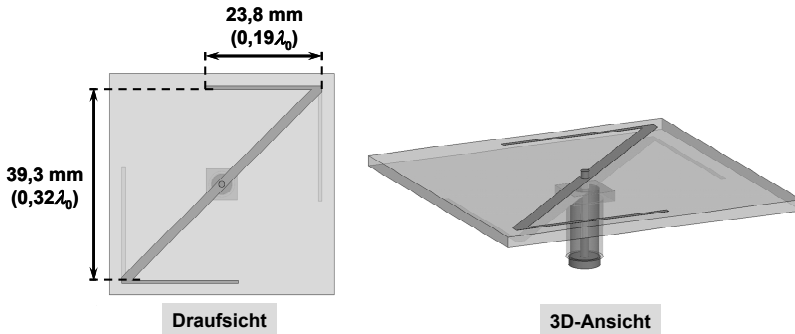


Bild 7.2: Monobandige Z-Antenne

In Bild 7.3 ist der Unterschied zwischen den beiden Antennen in der Draufsicht dargestellt [Sev05c]. Bei der S-Antenne auf der linken Seite erkennt man zwei starke Einbrüche der Richtcharakteristik in der Antennenebene. Diese Einbrüche werden bei der Z-Antenne auf der rechten Seite durch die veränderte Dipolanordnung deutlich verringert. Diese stärkere Strahlung in der Antennenebene geht aber auf Kosten eines etwas schwächeren Gewinns in den beiden Strahlungsmaxima.

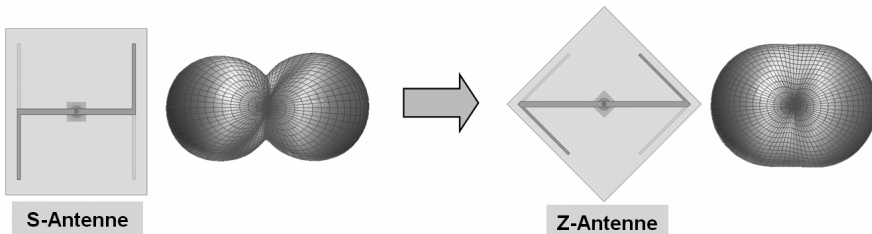


Bild 7.3: Vergleich zwischen S- und Z-Antenne

Optimiert wurde dieses Dipol-Array für die WLAN-Frequenz 2,45 GHz. Für die Dipolhälften ergab die Optimierung eine Länge von 23,8 mm und einen Abstand von 39,3 mm zueinander.

Die relative Bandbreite dieser Antenne beträgt ungefähr 18 % (Bild 7.4a).

Der Gewinn der monobandigen Z-Antenne beträgt ungefähr 1 dBi (Bild 7.4b). Damit liegt der Gewinn ca. 3 dB unterhalb des Gewinns der monobandigen Struktur der S-Antenne. Dieser geringere Gewinn ist auf die Anordnung der Dipole und die damit verbundene omnidirektionalere Abstrahlung zurückzuführen.

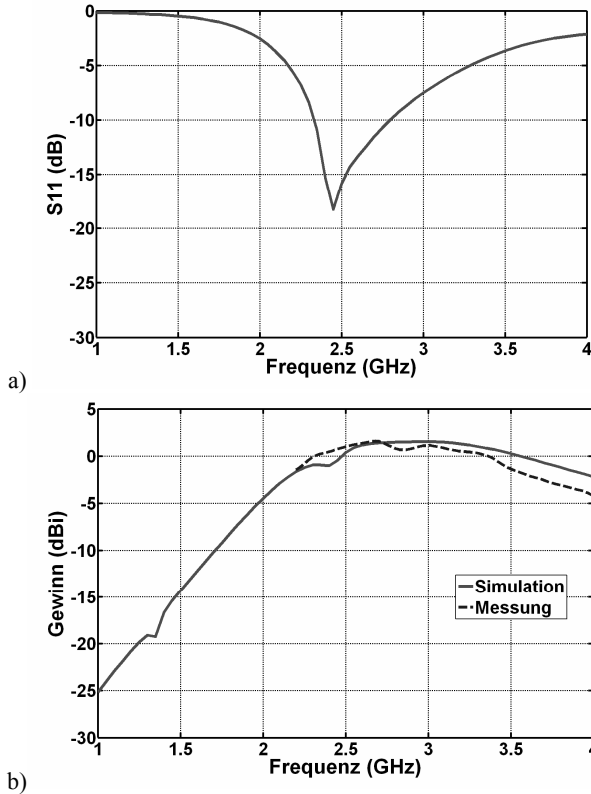


Bild 7.4: a) Eingangsreflexionsfaktor S_{11} und b) Gewinn der monobandigen Z-Antenne

Außerdem ist die Z-Antenne sehr kompakt, wodurch eine effiziente Abstrahlung erschwert wird. Das Ergebnis des Gewinns konnte anhand der Messung bestätigt werden.

In Bild 7.5 ist die dreidimensionale Ansicht der Antenne mit ihrer simulierten Richtcharakteristik für die Frequenz 2,45 GHz abgebildet. Man erkennt eine bidirektionale Form mit den beiden Maxima in der Antennenebene entlang der Zuleitung. Vermessen wurde die Antenne anhand dieser Richtcharakteristik in der Azimutebene und der Elevationsebene, um die Ergebnisse der Simulation verifizieren zu können.

In der Azimutebene bilden sich zwei Strahlungsmaxima bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ mit einer Halbwertsbreite $\Delta\psi_{-3\text{dB}}$ von jeweils ungefähr 90° . Bei den Winkeln $\psi = \pm 90^\circ$ bilden sich zwei Minima aus, deren Unterschied zu den Maxima etwa 8 dB beträgt (Bild 7.6a).

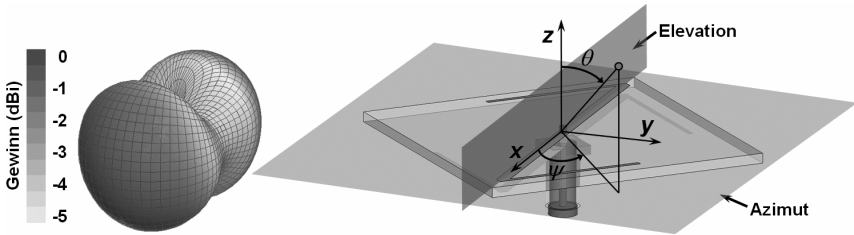


Bild 7.5: 3D-Richtcharakteristik der monobandigen Z-Antenne bei 2,45 GHz

Im Elevationsrichtdiagramm (Bild 7.6b) besitzt die Antenne zwei Maxima bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$ und zwei Nullstellen bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$. Die beiden Maxima haben eine sehr große Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ von ungefähr 120° .

Sowohl in der Azimutebene als auch in der Elevationsebene ergab sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Messung und der Simulation, so dass die Richtcharakteristik durch die Messung bestätigt werden konnte.

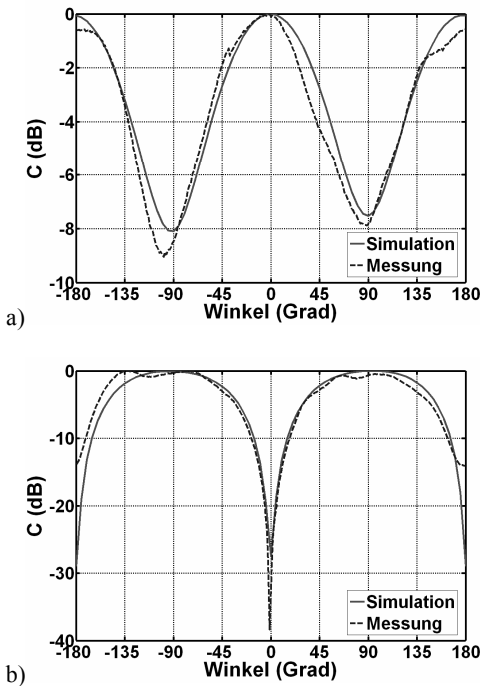


Bild 7.6: a) Azimutrichtdiagramm und b) Elevationsrichtdiagramm der monobandigen Z-Antenne

Die geringe Anzahl an Designparameter dieser monobandigen Antenne macht es relativ einfach diese Antenne an gewünschte schmalbandige Frequenzbereiche und Dienste anzupassen. Die zugehörigen Parameter sind der Tabelle 7.1 zu entnehmen.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	23,75
Dipolbreite	0,75
Abstand zwischen den Dipolen	39,25
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 7.1: Designparameter der monobandigen Z-Antenne

7.2 Dualbandige Z-Antenne

Analog zu den Dipol-Arrays der H- und der S-Antenne wurde die monobandige Z-Antenne durch die Hinzunahme eines zusätzlichen Dipolpaares auf eine dualbandige Struktur erweitert [Brz04b, Sel05]. Das entstandene dualbandige Dipol-Array ist in Bild 7.7 dargestellt. Die Antenne wurde für die verschiedenen WLAN-Bänder optimiert. Hierbei ergab sich für die äußeren Dipole, die den Frequenzbereich um 2,45 GHz abdecken sollen, eine Länge von 23,9 mm bei einem Abstand von 36,2 mm. Für die inneren Dipole, die für den Frequenzbereich bei 5,5 GHz angepasst wurden, ergab sich eine Länge von 11,8 mm bei einem Abstand der Dipole von 16 mm.

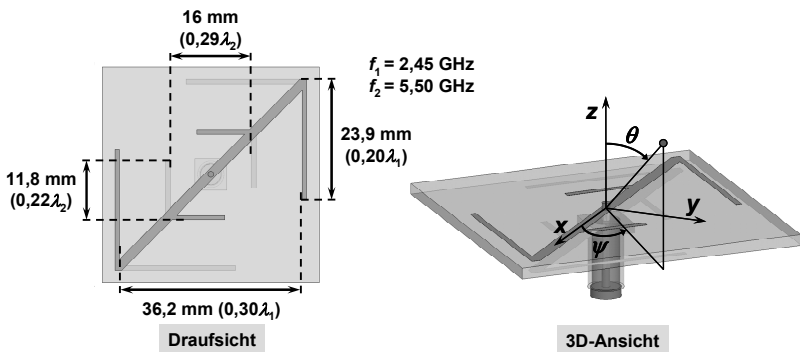


Bild 7.7: Dualbandige Z-Antenne

Die Eingangsanpassung und der Gewinn der Antenne sind in Bild 7.8 abgebildet. Die relative Bandbreite der Antenne beträgt im unteren Frequenzbereich 5 % und im oberen Frequenzbereich 16 %. Der Gewinn im unteren Frequenzbereich beträgt ca. 2 dBi, im oberen steigt er auf ungefähr 3 dBi an. Anhand der Messung kann dieses Ergebnis bestätigt werden (Bild 7.8b).

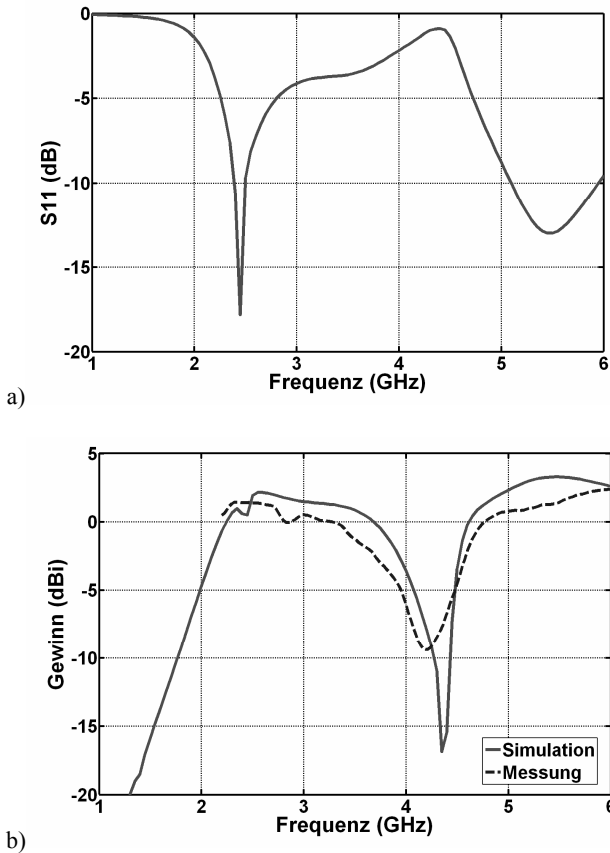


Bild 7.8: a) Eingangsreflexionsfaktor S_{11} und b) Gewinn der dualbandigen Z-Antenne

Die Richtcharakteristik dieser Antennengeometrie bleibt im Vergleich zur monobandigen Struktur fast unverändert. Bild 7.9 zeigt die Richtcharakteristik in der Azimutebene. Man erkennt hier wiederum die beiden Maxima bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ mit einer Halbwertsbreite $\Delta\psi_{-3\text{dB}}$ von jeweils ungefähr 90° . Die zwei Minima, die sich bei den Winkeln $\psi = \pm 90^\circ$ ausbilden,

haben einen Unterschied zu den Maxima von ungefähr 7 dB. In der Elevationsebene (Bild 7.10) besitzt die Antenne zwei Maxima bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$ und zwei Nullstellen bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ der beiden Maxima beträgt ungefähr 100° . Die Messergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung zu den simulierten Werten. Bei den höheren Frequenzen kommt es aufgrund der verwendeten Halterung zu leichten Abweichungen.

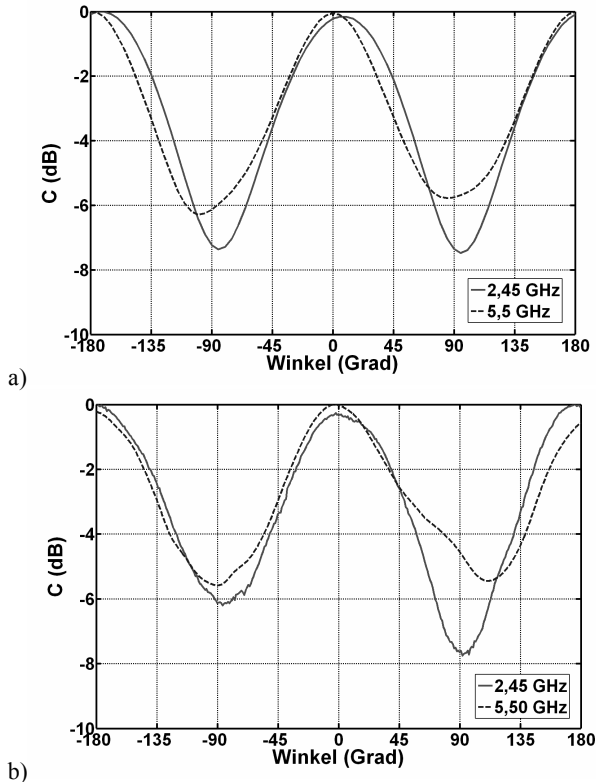


Bild 7.9: Azimutrichtdiagramm: a) Simulation und b) Messung

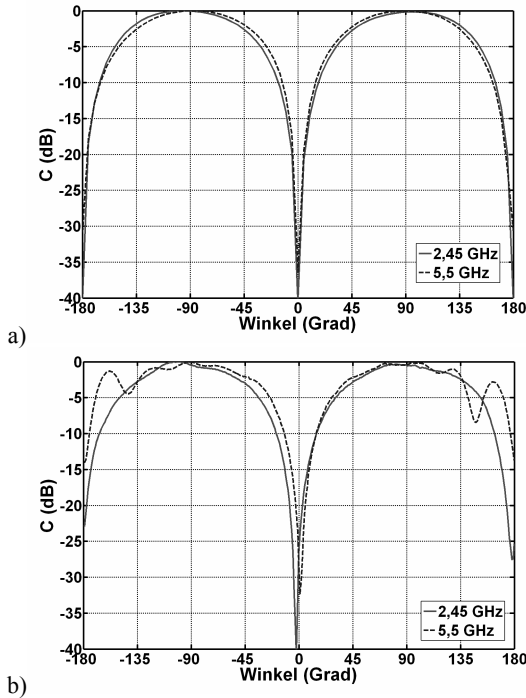


Bild 7.10: Elevationsrichtdiagramm: a) Simulation und b) Messung

Anhand der Richtcharakteristik und der Entwicklung des Gewinns zeigt dieser Antennentyp bezüglich der Erweiterung auf eine breitbandigere Struktur viel versprechende Ergebnisse. Aus diesem Grund wird eine weitere Entwicklung hinsichtlich einer ultrabreitbandigen Struktur verfolgt. Tabelle 7.2 zeigt die Designparameter der dualbandigen Z-Antenne.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge 1	11,75
Dipolbreite 1	1
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte	16
Dipollänge 2	23,9
Dipolbreite 2	0,89
Abstand zwischen Dipol 2 und Antennenmitte	36,22
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 7.2: Designparameter der dualbandigen Z-Antenne

7.3 Ultrabreitbandige Z-Antenne

7.3.1 Erstellung eines ultrabreitbandigen Dipol-Arrays

Der Übergang von der dualbandigen zur ultrabreitbandigen Antennengeometrie, die über mehrere Frequenzen abstrahlen kann, erfolgt analog der Vorgehensweise bei der Erweiterung der H- und S-Antenne. Bei der Implementierung der ultrabreitbandigen Struktur wurde wiederum das logarithmisch-periodische Prinzip aus Abschnitt 2.1.3 angewendet [Sel05].

Um die Z-Antenne an den gewünschten Frequenzbereich ultrabreitbandig anzupassen, entstand ein Dipol-Array aus sechs Dipolpaaren (Bild 7.11). Analog zur Anordnung bei den anderen Antennentypen wurden die Elemente bezüglich ihrer Länge, Breite und dem Abstand zueinander von innen nach außen mit einem konstanten Faktor skaliert. Der Abstand zwischen den benachbarten Dipolen konnte, wie bei der S-Antenne, nicht beliebig klein gewählt werden, um eine Anpassung zu gewährleisten. Aus diesem Grund wurde der Abstand zwischen den Dipolen mit einem konstanten Faktor zusätzlich vergrößert. Des Weiteren wurden die Ecken der unbenutzten Substratfläche entfernt, um die Größe der Z-Antenne möglichst gering zu halten [Sel05, Sev05a].

Bei der Optimierung ergab sich eine Abmessung der Antenne von $155 \times 70 \text{ mm}^2$ (Bild 7.11). Die ultrabreitbandige Z-Antenne besitzt damit eine wesentlich kleinere Abmessung als die ultrabreitbandige S-Antenne aus Abschnitt 6.3.

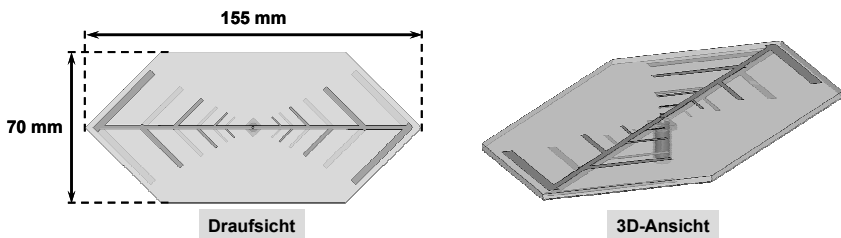


Bild 7.11: Ultrabreitbandige Z-Antenne

In Bild 7.12 ist der Eingangsreflexionsfaktor der Antenne aufgetragen. Sowohl in der Messung als auch in der Simulation ergab sich eine ultrabreitbandige Anpassung über den kompletten Frequenzbereich. Über weite Frequenzbereiche ist die Antenne besser als -15 dB angepasst. Dies liefert eine deutliche Verbesserung im Vergleich zur S-Antenne.

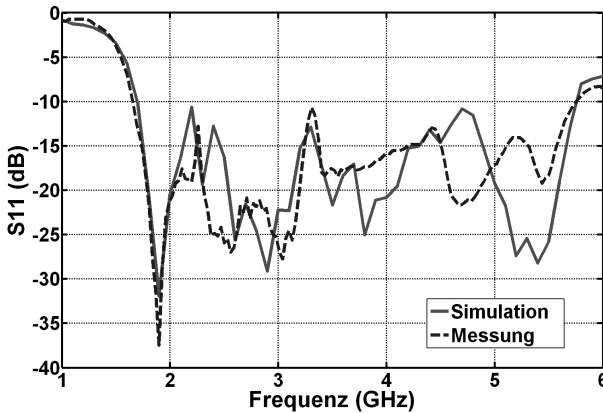


Bild 7.12: Eingangsanpassung der ultrabreitbandigen Z-Antenne

Die dreidimensionale Ansicht der Antenne mit ihrer simulierten Richtcharakteristik ist für ausgewählte Frequenzen in Bild 7.13 dargestellt. Aufgrund des leicht vergrößerten Abstandes zwischen den Dipolen kommt es, wie bei der ultrabreitbandigen S-Antenne, ebenfalls zu einer Veränderung der Richtcharakteristik von der bidirektionalen Form zu einer X-förmigen Gestalt. Für tiefe Frequenzen kann man eine unverzerrte Richtcharakteristik erkennen. Zu höheren Frequenzen hin kommt es zur Anregung höherer Moden und zu leichten Verzerrungen der Richtcharakteristik. Die Position der Hauptmaxima bleibt jedoch über den kompletten Frequenzbereich erhalten.

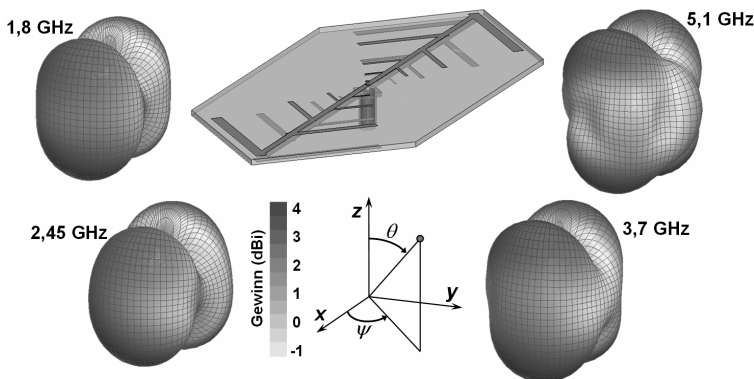


Bild 7.13: 3D-Ansicht der Antenne mit zugehöriger Richtcharakteristik

In der Elevationsebene entlang der Zuleitung kann man die vier Hauptstrahlrich-

tungen der Richtcharakteristik ungefähr bei den Winkeln $\theta = \pm 35^\circ$ und $\theta = \pm 145^\circ$ erkennen (Bild 7.14a). Die Einbrüche bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$ zwischen den Maxima betragen ca. 3 dB, so dass die Antenneabstrahlung in der Elevationsebene mit Ausnahme von Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ annähernd omnidirektional angenommen werden kann. Über den Frequenzbereich hinweg wird eine leichte Verschiebung der Hauptstrahlrichtung sichtbar. Die Messung liefert eine gute Übereinstimmung zur Simulation, bei höheren Frequenzen fallen die Einbrüche in der Messung jedoch deutlicher aus (Bild 7.14b).

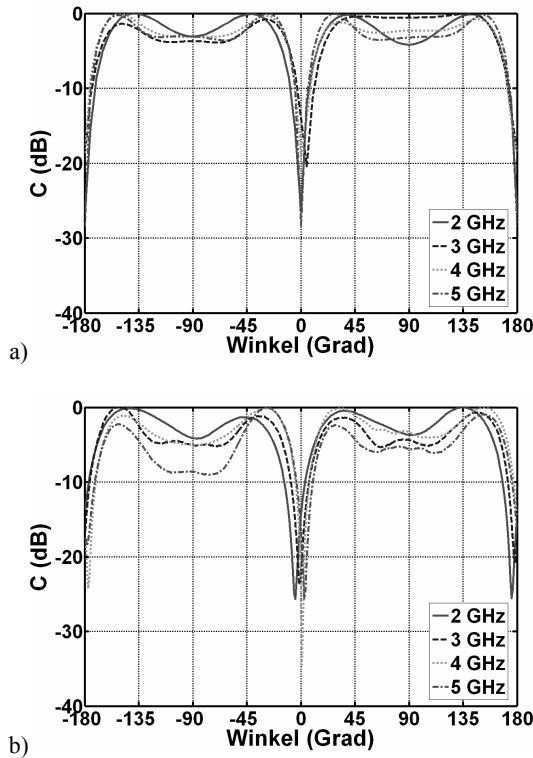


Bild 7.14: Elevationsrichtdiagramm entlang der Zuleitung: a) Simulation und b) Messung

Der maximale Gewinn der ultrabreitbandigen Z-Antenne ist über den Frequenzbereich von 1,71 GHz bis 6 GHz annähernd konstant und liegt bei ungefähr 3,5 dBi (Bild 7.15). Dies entspricht einer weiteren leichten Steigerung im Vergleich zur dualbandigen Struktur.

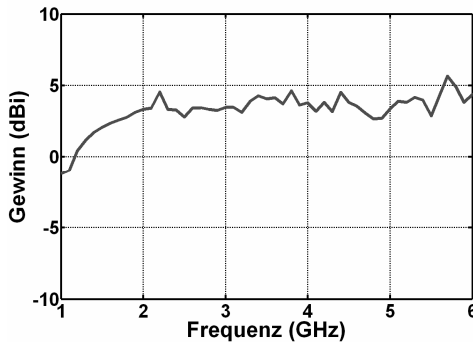


Bild 7.15: Maximaler Gewinn der ultrabreitbandigen Z-Antenne

Aufgrund der Verschiebung der Hauptstrahlrichtung im betrachteten Frequenzbereich lässt sich der Gewinn auch bei dieser Antenne nur für bestimmte Richtungen ermitteln. Um die Simulation verifizieren zu können, wurde der Gewinn in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 35^\circ$ vermessen. Bild 7.16 zeigt die gemessenen und simulierten Werte, die sehr gut übereinstimmen.

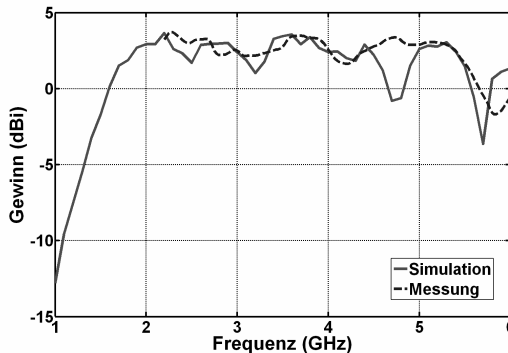


Bild 7.16: Simulierter und gemessener Gewinn bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 35^\circ$

Aufgrund ihrer Richtcharakteristik kann die entwickelte ultrabreitbandige Z-Antenne unterschiedlich polarisiert verwendet werden. Sie kann entweder in einer horizontalen oder einer vertikalen Lage in der Mitte eines Raumes positioniert werden. In beiden Fällen ergibt sich eine gute funktechnische Abdeckung des Raumes jedoch mit unterschiedlichen Polarisierungen. In einer horizontalen Lage ist die Antenne horizontal und in einer vertikalen Lage vertikal polarisiert. Somit können zwei unterschiedlich ausgerichtete Z-Antennen für die Polarisationsdiversität verwendet werden.

In Tabelle 7.3 sind die Designparameter aufgelistet, mit denen die ultrabreitbandige Z-Antenne durch eine entsprechende Skalierung und eine nachträgliche Optimierung auf andere Frequenzbereiche angepasst werden kann.

Designparameter	Wert
Dipollänge 1, mm	7
Dipolbreite 1, mm	0,58
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte, mm	13,4
Skalierungsfaktor	1,4
Zuleitungsbreite, mm	1,87

Tabelle 7.3: Designparameter der ultrabreitbandigen Z-Antenne

7.3.2 Erweiterung der Z-Antenne auf GSM900-Band

Die ultrabreitbandige Z-Antenne aus Abschnitt 7.3.1 wurde auf den Frequenzbereich von 1,71 GHz bis 5,85 GHz angepasst, der alle wesentlichen Kommunikationsdienste beinhaltet.

Es wäre jedoch wünschenswert, mit derselben Antenne auch das GSM900-Band von 880 MHz bis 960 MHz abzudecken. Nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip müsste die Z-Antenne mit mindestens zwei weiteren Dipolpaaren ausgestattet werden, um den erwünschten Frequenzbereich abdecken zu können. Diese Anbringung von zwei weiteren Dipolen auf jeder Seite würde eine Verdoppelung der Antennengröße mit sich bringen. Da sich in dem Frequenzbereich zwischen 960 MHz und 1,71 GHz keine weiteren Dienste befinden, die abgedeckt werden müssten, wurde die Antenne mit nur einem weiteren Dipolpaar für das geforderte GSM900-Band ausgestattet. Diese Dipole wurden bei der Erstellung der Antennengeometrie nicht nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip angeordnet. Bei der Optimierung wurden die inneren sechs Dipolpaare der Antenne aus Abschnitt 7.3.1 nahezu unverändert gelassen, und das äußere Dipolpaar so hinzugefügt, dass die Größe der Antenne möglichst gering gehalten wurde. Es ergab sich dabei eine Abmessung der Antenne von 223 x 115 mm² (Bild 7.17).

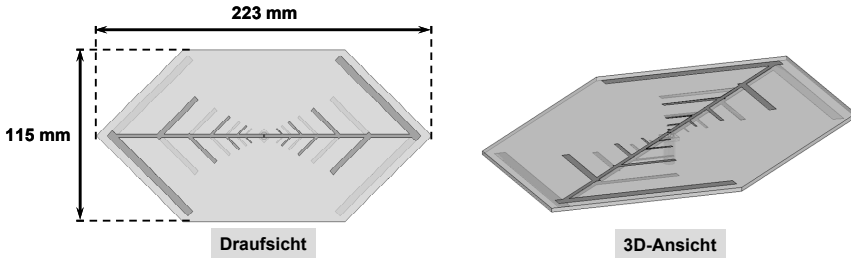


Bild 7.17: Ultrabreitbandige Z-Antenne mit GSM900-Band

In Bild 7.18 sind der Eingangsreflexionsfaktor und der maximale Gewinn der Antenne abgebildet. Sowohl die Simulation als auch die Messung der Antenne ergaben eine ultrabreitbandige Anpassung an den geforderten Frequenzbereich. Die Antenne konnte dabei in weiten Teilen besser als -15 dB angepasst werden (Bild 7.18a) und hat einen in etwa konstanten Gewinn über den Frequenzbereich von ca. $3,5$ dBi. Im GSM900-Band hat die Antenne einen Gewinn von ca. 0 dBi (Bild 7.18b).

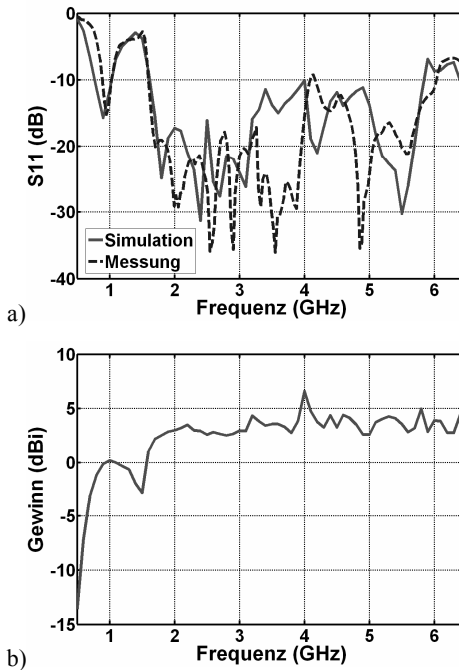


Bild 7.18: a) Eingangsreflexionsfaktor und b) maximaler Gewinn der ultrabreitbandigen Z-Antenne mit GSM900-Band

Bild 7.19 zeigt die dreidimensionale Richtcharakteristik der Antenne. Man erkennt, dass die Richtcharakteristik durch die Anbringung des zusätzlichen Dipolpaares nicht verändert wurde und eine X-förmige Gestalt besitzt. Bei den tieferen Frequenzen ist sie unverzerrt, bei den höheren Frequenzen kommt es zu leichten Verzerrungen durch Anregung höherer Moden.

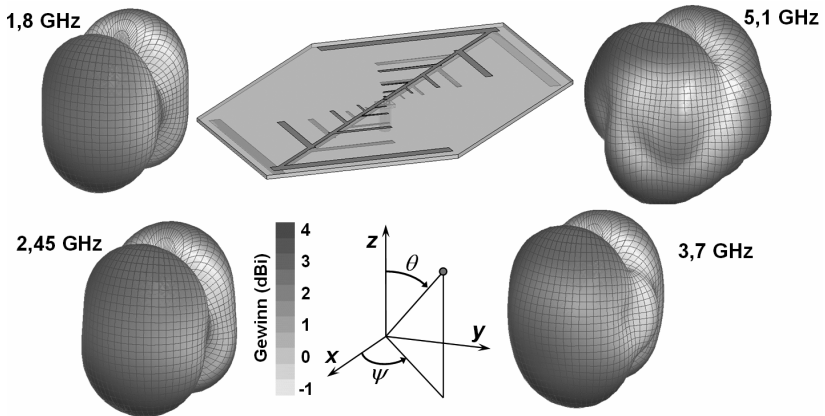


Bild 7.19: 3D-Ansicht der Antenne mit zugehöriger Richtcharakteristik

Im Elevationsrichtdiagramm entlang der Zuleitung (Bild 7.20) bildet die Richtcharakteristik auch hier vier Hauptstrahlrichtungen ungefähr bei den Winkeln $\theta = \pm 40^\circ$ und $\theta = \pm 140^\circ$ aus. Die Einbrüche bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$ zwischen den Maxima werden für höhere Frequenzen tiefer. Des Weiteren kann man auch noch zu höheren Frequenzen hin eine leichte Verschiebung der Hauptstrahlrichtung erkennen. Die Messung liefert dabei eine sehr gute Übereinstimmung zur Simulation.

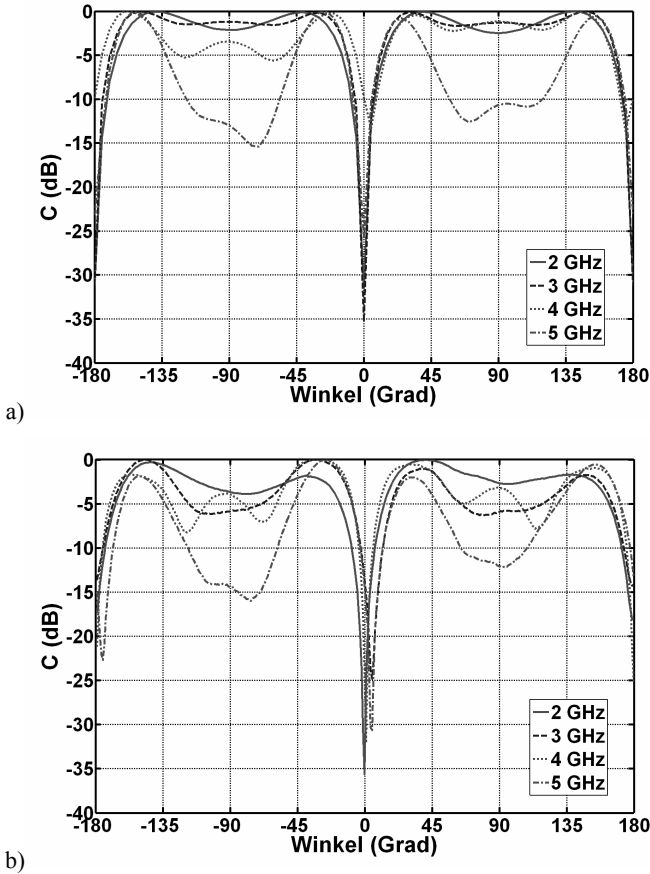


Bild 7.20: Elevationsrichtdiagramm entlang der Zuleitung: a) Simulation und b) Messung

Wie die Ergebnisse dieses Abschnittes zeigen, lassen sich auf eine einfache Art und Weise nachträglich zusätzliche Bänder zu der Antenne hinzufügen, wobei die alte Geometrie der Antenne nur wenig geändert werden muss. Die Designparameter zur Entwicklung der ultrabreitbandigen Z-Antenne mit GSM900-Band können der Tabelle 7.4 entnommen werden.

Designparameter	Wert
Dipollänge 1, mm	6,85
Dipolbreite 1, mm	0,6
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte, mm	13
Skalierungsfaktor	1,4
Dipollänge 7, mm	75,95
Dipolbreite 7, mm	4,67
Abstand zwischen Dipol 7 und Antennenmitte, mm	98,5
Zuleitungsbreite, mm	1,87

Tabelle 7.4: Designparameter der ultrabreitbandigen Z-Antenne mit GSM900-Band

Diese Antenne deckt nun alle in Tabelle 1.1 aufgelisteten Frequenzbänder ab und stellt damit ein einzigartiges Antennendesign dar, das es noch nicht auf dem Markt gibt.

7.4 Z-Antenne mit einem keilförmigen Reflektor

Die ultrabreitbandige Z-Antenne wurde analog zu der H- und S-Antenne aus den Kapiteln 5 und 6 mit einem Reflektor ausgestattet. Anhand ihrer X-förmigen Richtcharakteristik wurde sie für die Deckenmontage optimiert. Durch den Reflektor können einerseits die Verzerrungen der Richtcharakteristik korrigiert werden, andererseits wird eine unnötige Abstrahlung in die Decke verhindert und die Antenne durch den Reflektor unabhängig vom Material der Decke, an der sie angebracht werden soll. Aufgrund der enormen Größe des Dipol-Arrays aus Abschnitt 7.3.2 wurde im Hinblick auf die Anforderungen an die Antenne auf die Abdeckung des GSM900-Bandes verzichtet, um die Abmessungen der Antenne weitestgehend gering zu halten. Optimiert wurde diese Antenne aus diesem Grund auf den Frequenzbereich von 1,71 GHz bis 5,85 GHz, der alle übrigen geforderten Kommunikationsdienste abdeckt.

Bild 7.21 zeigt das entstandene Dipol-Array der Z-Antenne mit einem Reflektor. Verwendet wurde aufgrund der vorhandenen Antennengeometrie ein keilförmiger Reflektor. Zur Anpassung an den geforderten Frequenzbereich sind sechs Dipolpaare notwendig (vgl. Abschnitt 7.3.1). Die Optimierung ergab für die Antenne eine Abmessung von $155 \times 70 \text{ mm}^2$ bei einem Abstand des Reflektors von 12,5 mm zur Antennengeometrie und einer Höhe des Reflektors von 46 mm. Insgesamt beträgt die Höhe der Antenne somit ungefähr 60 mm. Mit all diesen

Abmessungen ist die Antenne, sowohl bezüglich ihrer Antennenfläche als auch ihrer Höhe, wesentlich kleiner als die vergleichbare Antennenstruktur der S-Antenne.

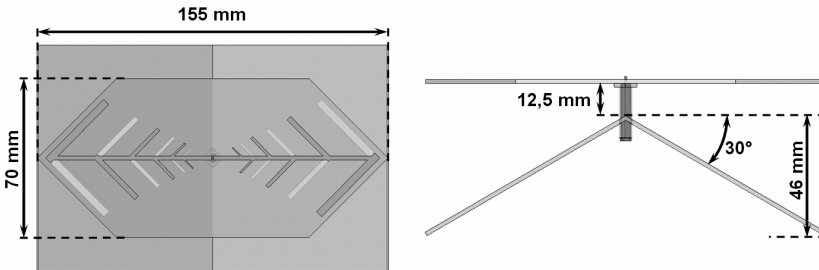


Bild 7.21: Ultrabreitbandige Z-Antenne mit keilförmigem Reflektor

Der Eingangsreflexionsfaktor der Antenne ist in Bild 7.22 dargestellt. Sowohl in der Simulation als auch in der Messung wurde die Antenne auf den kompletten Frequenzbereich ultrabreitbandig angepasst. Somit können fast alle geforderten Kommunikationsstandards mit dieser Antenne abgedeckt werden.

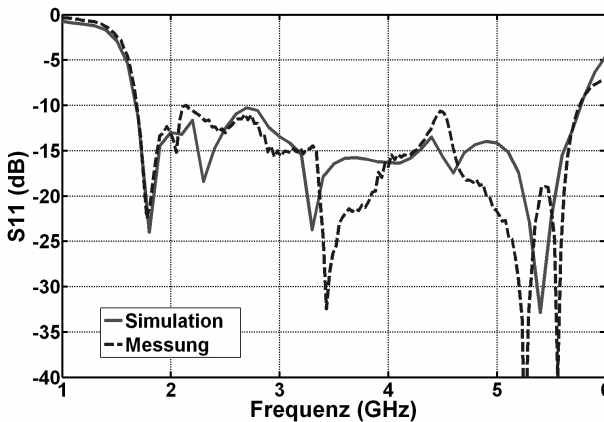


Bild 7.22: Eingangsanpassung der ultrabreitbandigen Z-Antenne mit Reflektor

In der Elevationsebene entlang der Zuleitung besitzt die Antenne eine Richtcharakteristik mit zwei Hauptstrahlrichtungen bei den Winkeln $\theta = \pm 40^\circ$ (Bild 7.23). Zu höheren Frequenzen hin kann man eine Verschiebung der Hauptstrahlrichtung zu größeren Winkeln beobachten, was sich jedoch nicht negativ auf den Einsatz der Antenne in einem langen Raum auswirkt. Diese Verschiebung ist durch den relativ großen Abstand des Reflektors zu den inneren

Dipolen zu erklären. Die Nebenkeulen der Antenne sind über den kompletten Frequenzbereich deutlich geringer als die Strahlung in Hauptstrahlrichtung. Sie betragen maximal -13 dB und können somit vernachlässigt werden. Die Messung ergab eine sehr gute Übereinstimmung zu den in der Simulation ermittelten Werten.

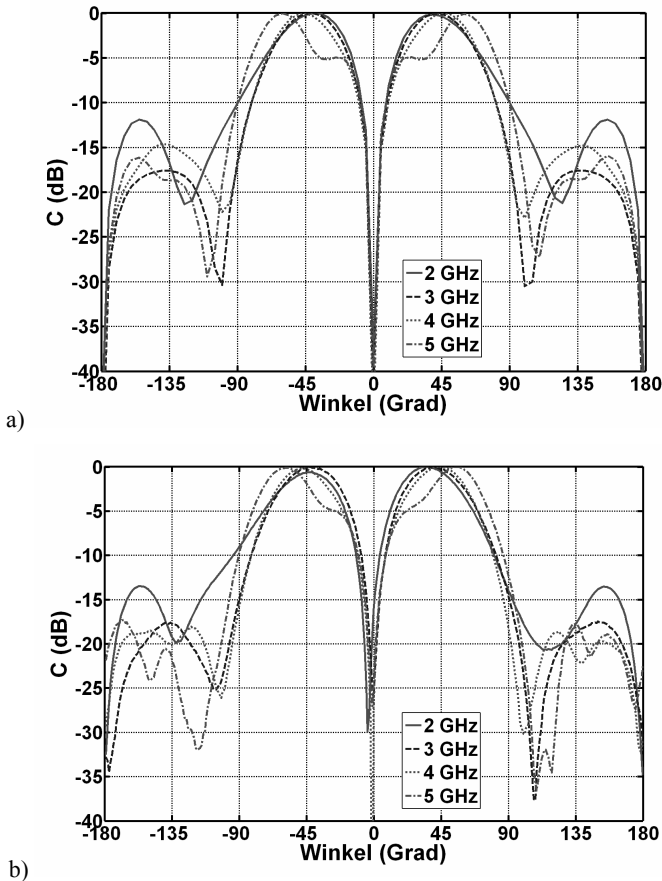


Bild 7.23: Elevationsrichtdiagramm: a) Simulation und b) Messung

Bild 7.24 zeigt die dreidimensionale Ansicht der Antenne mit ihrer zugehörigen Richtcharakteristik. Über den großen Frequenzbereich, der von der Antenne abgedeckt wird, kann man sehen, dass die Richtcharakteristik ihre Form beibehält und somit nahezu frequenzunabhängig ist. Des Weiteren kann man die

Verschiebung der Hauptstrahlrichtung bei der Frequenz 5,1 GHz sehr gut erkennen. Mit dieser V-förmigen Richtcharakteristik eignet sich die ultrabreitbandige Z-Antenne mit Reflektor sehr gut für die Montage an einer Decke oder Seitenwand in einem langen Raum.

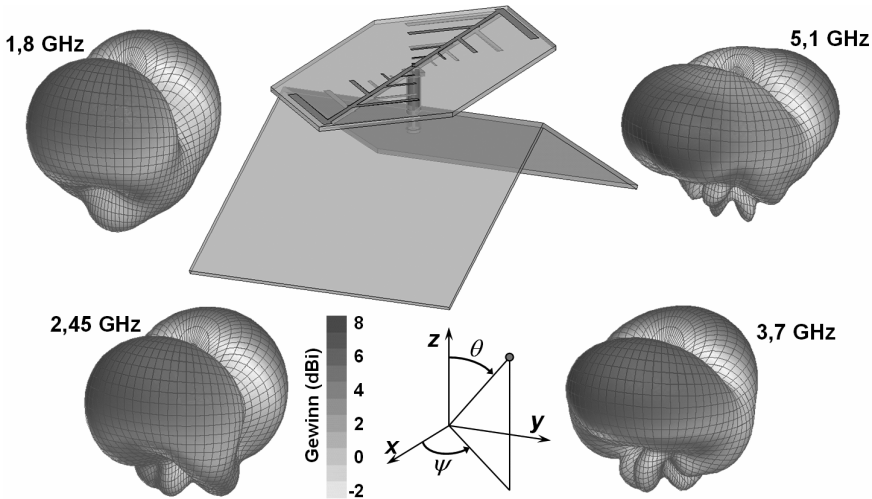


Bild 7.24: 3D-Ansicht der ultrabreitbandigen Z-Antenne mit zugehörigen Richtcharakteristiken

Der maximale Gewinn dieser Z-Antenne mit Reflektor ist durchgezogen in Bild 7.25 dargestellt. Zum Vergleich ist der Gewinn der Antenne ohne Reflektor gestrichelt abgebildet. Man kann durch die Verwendung des Reflektors eine Steigerung des Gewinns um ca. 4 dB im gesamten Frequenzbereich erkennen. Der Gewinn dieser Antenne zeigt einen konstanten Verlauf über die Frequenz und beträgt ungefähr 7,5 dBi. Mit diesem Wert erreicht die Antenne einen etwa 5 dB höheren Gewinn als die auf dem Markt erhältlichen breitbandigen Antennen mit omnidirektionaler Richtcharakteristik.

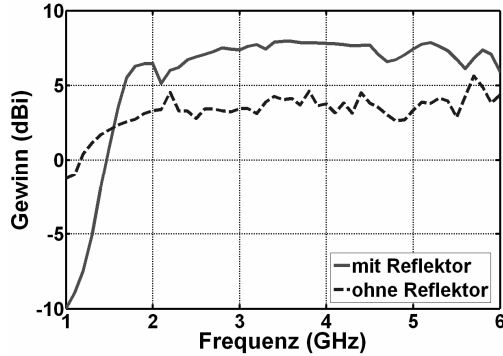


Bild 7.25: Simulierter maximaler Gewinn der ultrabreitbandigen Z-Antenne

Wegen der Verschiebung der Hauptstrahlrichtung bei den höheren Frequenzen ist es ebenfalls nur möglich, den Gewinn für feste Richtungen zu bestimmen. Die Antenne wurde daher in Hauptstrahlrichtung der tieferen Frequenzen bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 40^\circ$ vermessen. In Bild 7.26 sind die simulierten und gemessenen Werte eingetragen. Man kann eine sehr gute Übereinstimmung erkennen, wodurch die Simulation verifiziert wird.

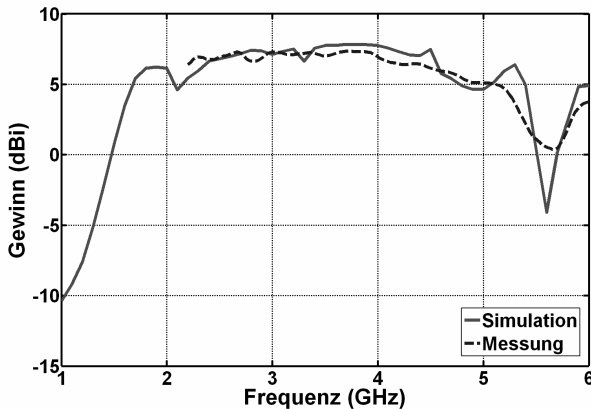


Bild 7.26: Gemessener und simulierter Gewinn bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 40^\circ$

Tabelle 7.5 zeigt die Designparameter der ultrabreitbandigen Z-Antenne mit Reflektor.

Designparameter	Wert
Dipollänge 1, mm	6,8
Dipolbreite 1, mm	0,6
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte, mm	13,4
Abstand des Reflektors zur Antenne, mm	12,5
Knickwinkel des Reflektors, Grad	30
Skalierungsfaktor	1,4
Zuleitungsbreite, mm	1,87

Tabelle 7.5: Designparameter der ultrabreitbandigen Z-Antenne mit Reflektor

Mit dieser alternativen angewinkelten Dipolanordnung bei der Z-Antenne konnten die charakteristischen Eigenschaften im Vergleich zur S-Antenne wie gezeigt verbessert werden. Des Weiteren konnten die Abmessungen der Antenne deutlich verringert werden. Die Z-Antenne eignet sich aufgrund ihrer aufgezeigten Eigenschaften für den Einsatz in einem lang gezogenen Raum. Sie kann entweder ohne Reflektor in der Raummitte oder mit Reflektor an der Decke oder der Wand angebracht werden.

8 Y-Antenne

Dieser Antennentyp stellt eine Implementierung des zirkularen Dipolarray aus drei Dipolen dar. Wie in Abschnitt 3.2 anhand von Hertzschen Dipolen gezeigt, ist diese Antenne sehr gut zur Erzeugung einer omnidirektionalen horizontal polarisierten Richtcharakteristik geeignet. Der mechanische Aufbau dieser Antenne unterscheidet sich von dem Aufbau der S-Antenne durch die Anzahl der Zweige und die dadurch veränderten Impedanzen sowohl der Speiseleitungen als auch der Dipole. Aufgrund des verwendeten Speisekonzeptes beträgt nun die charakteristische Impedanz der Speiseleitungen 150Ω , wodurch sich die Eingangsimpedanz der gesamten Struktur zu 50Ω ergibt.

Wie bei den vorher beschriebenen Antennentypen kann auch diese Antenne als monobandige, dualbandige und ultrabreitbandige Antenne realisiert werden. Da die Vorgehensweise bei der Erstellung von monobandigen und dualbandigen Strukturen in vorherigen Kapiteln für die H-, S- und Z-Antennen bereits beschrieben wurde, wird in diesem Kapitel nur die ultrabreitbandige Variante der Y-Antenne vorgestellt (Bild 8.1).

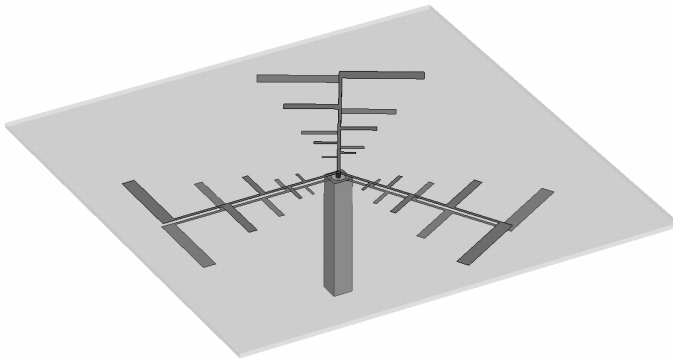


Bild 8.1: Ultrabreitbandige Y-Antenne

Die Antenne besteht aus drei logarithmisch-periodischen Zweigen mit jeweils 5 Dipolen, die für eine ultrabreitbandige Anpassung sorgen (Bild 8.2a). Die

Dipolhälften sind abwechselnd auf den beiden Seiten des Substrates aufgebracht, und zwar so, dass die Ströme auf den aktiven Dipolen im Kreis fließen. Dies bewirkt eine omnidirektionale Abstrahlung der Antenne mit horizontaler Polarisation (Bild 8.2b).

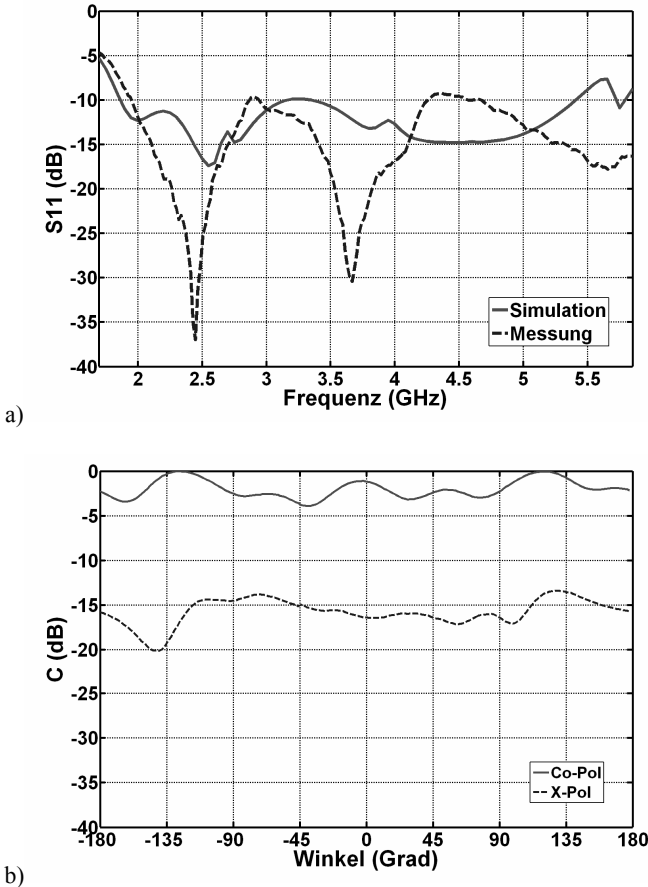


Bild 8.2: a) Eingangsanpassung und b) gemessenes Azimutrichtdiagramm der ultrabreitbandigen Y-Antenne

Die Y-Antenne ist gut geeignet für die Installation in der Raummitte und kann zusätzlich mit einem pyramidenförmigen Reflektor ausgestattet werden. Die Vorteile eines solchen Reflektors werden in Kapitel 9 für den Fall einer logarithmisch-periodischen Struktur mit vier Zweigen beschrieben.

9 X-Antennen

In diesem Kapitel werden die so genannten X-Antennen [Sev05a, Sev05b, Sev05c, Hit03] vorgestellt, die auf dem zirkularen Dipolarray aus vier Dipolen basieren (siehe Abschnitt 3.2). Diese Antennen bilden eine große Untergruppe der gesamten in dieser Arbeit beschriebenen Antennenklasse, da sie mit unterschiedlichen Speisernetzwerken ausgestattet und in mehreren Moden betrieben werden können.

9.1 Monobandige X-Antennen

Einer der Vorteile dieses Antennentyps ist die Anzahl der Dipole $N=4$ mit der entsprechend gleichen Anzahl der Zuleitungen. Dies ermöglicht mehrere Anschlussvarianten an den preisgünstigen SMA-Stecker des Typs 82 SMA-50-0-1, der parallel zu dem Innenleiter vier gleich lange Pins des Außenleiters besitzt. Bild 9.1 zeigt vier mögliche Antennenstrukturen mit den zugehörigen Speisernetzwerken. Die oberen zwei Antennen sind bereits mit einem metallischen Reflektor ausgestattet, da sie Microstrip-Leitungen [Gup96] sowie Microstrip-Dipole [Uzu79] verwenden und daher eine Massemetallisierung (engl. *Groundplane*) besitzen. Im Unterschied zu der oberen linken Struktur sind die Dipole in der oberen rechten Antenne in der Mitte unterbrochen und werden mit einer gekoppelten Microstrip-Leitung gespeist. Die unteren zwei Antennen besitzen keine Groundplane und sind entweder auf einer Seite (links unten) oder auf beiden Seiten (rechts unten) eines dielektrischen Substrates aufgebracht.

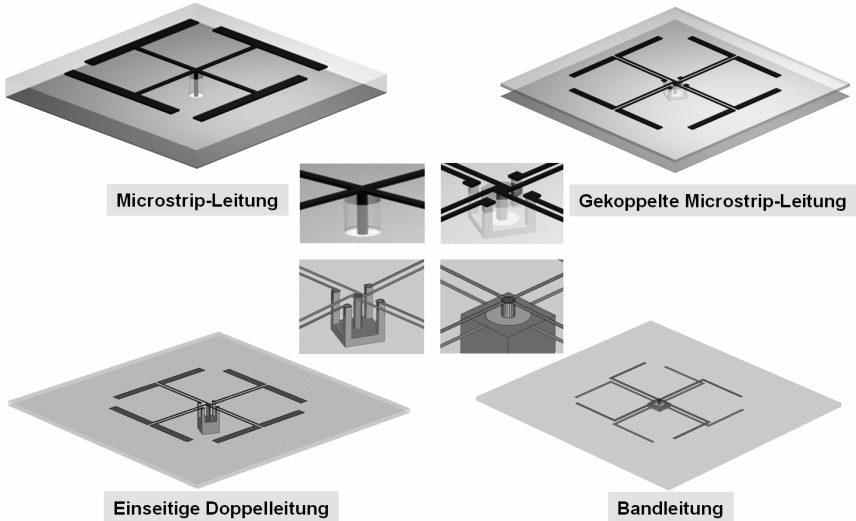


Bild 9.1: Monobandige X-Antennen mit unterschiedlichen Speisernetzen

Die Speisung der Dipole ist jeweils so konzipiert, dass die Ströme auf den Dipolen im Kreis fließen und damit eine Loop-Antenne nachbilden. Bei der Microstrip-Speisung wird dies dadurch erreicht, dass die Speisepunkte der Microstrip-Dipole von der Mitte im Kreis versetzt sind. Bei dieser Antenne ist der Innenleiter des SMA-Steckers durch das Dielektrikum mit den sich in der Mitte treffenden Microstrip-Leitungen verbunden. Der Außenleiter ist auf der anderen Seite des Substrates mit der Groundplane verlötet. Bei den Antennen mit gekoppelten Microstrip-Leitungen sowie mit einseitigen Doppelleitungen wird es durch den entsprechenden rotationssymmetrischen Anschluss der beiden parallelen Leitungen an den SMA-Stecker erreicht. Bei der Verwendung von Bandleitungen spielt die Ausrichtung der Dipolhälften relativ zueinander eine maßgebliche Rolle für die Form der Antennerichtcharakteristik. Eine rotationssymmetrische Ausrichtung der Dipole bewirkt eine omnidirektionale Abstrahlung.

Bild 9.2 zeigt die gemessenen Richtcharakteristiken von allen vier entwickelten und aufgebauten X-Antennen im Azimut und in der Elevation (entlang einer Speiseleitung) bei ihren Resonanzfrequenzen.

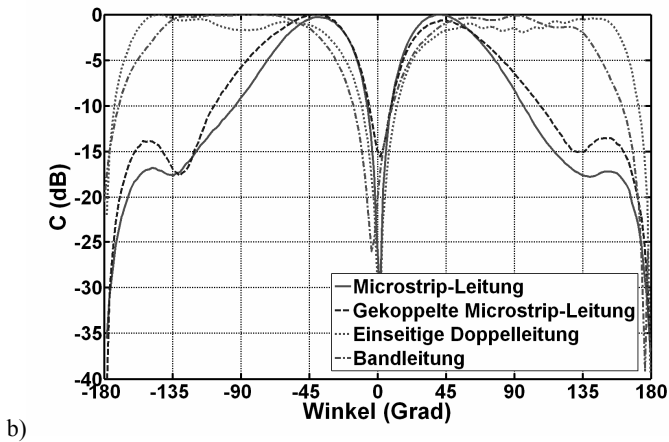
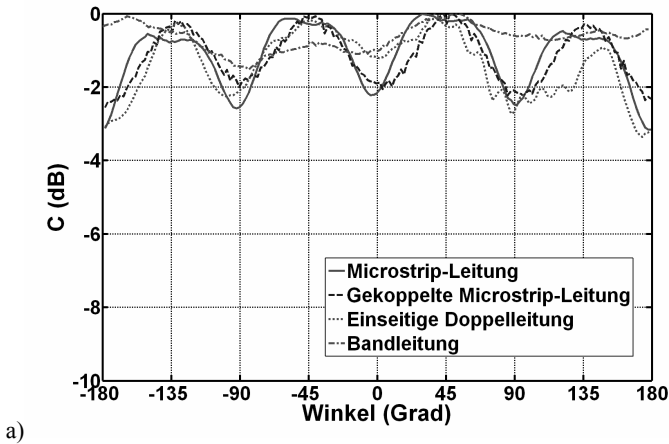


Bild 9.2: Gemessene Richtcharakteristiken der X-Antennen: a) im Azimut, b) in der Elevation

Wie man sieht, sind alle vier entwickelten Antennen praktisch nahezu omnidirektional. Die Unterschiede zwischen Minima und Maxima betragen ca. 1,5...3,5 dB. Allerdings haben nur die unteren zwei Antennen eine näherungsweise torusförmige Richtcharakteristik mit zwei Minima senkrecht zur Antennenebene. Die oberen zwei Strukturen sind mit einer Massefläche ausgestattet und haben daher eine konusförmige Richtcharakteristik, die häufig ebenfalls omnidirektional genannt wird. Der wichtigste Unterschied zu den kommerziell erhältlichen Antennen ist, dass die hier entwickelten Antennen nicht vertikal, sondern horizontal polarisiert sind. Sie können außerdem als planare

Antennen konform und unsichtbar an einer horizontalen Fläche (Tisch oder Decke) installiert werden.

Die gemessenen Bandbreiten der entwickelten X-Antennen sind Tabelle 9.1 zu entnehmen.

Art der Speiseleitung	Relative Bandbreite (%)
Microstrip-Leitung	3,2
Gekoppelte Microstrip-Leitung	4,1
Einseitige Doppelleitung	44,1
Bandleitung	50,3

Tabelle 9.1: Relative Impedanzbandbreiten der monobandigen X-Antennen

Die Messergebnisse zeigen, dass die beiden Microstrip-Antennen mit der Groundplane relativ kleine Impedanzbandbreiten aufweisen, die jedoch für schmalbandige Dienste wie WLAN oder DECT ausreichend sind. Die zwei Antennen ohne Groundplane haben dagegen sehr breitbandige Impedanzanpassung, so dass sie sogar für gleichzeitige Abdeckung von mehreren Diensten wie z.B. GSM1800, DECT, UMTS und WLAN bei 2,45 GHz eingesetzt werden können.

Die größte Bandbreite besitzt die Antenne mit der Bandleitung. Aus diesem Grund wird diese Art der Speisung im folgenden Abschnitt für die Entwicklung von ultrabreitbandigen Antennen bevorzugt verwendet. Des Weiteren, wie es später gezeigt wird, bietet die Bandleitung eine große Flexibilität bezüglich der multi-modigen Gestaltung der X-Antenne.

9.2 Ultrabreitbandige X-Antennen

Bild 9.3 zeigt die nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip aufgebauten X-Antennen. Ultrabreitbandig können jedoch nur die unteren zwei Strukturen gestaltet werden. Die Einzeldipole von den oberen zwei Antennen besitzen zu kleine Bandbreiten, um über einen großen Frequenzbereich durchgängig gute Anpassung zu erreichen. Daher können sie lediglich als Multiband-Antennen mit mehreren einzelnen Resonanzen realisiert werden, die eher mit fraktalen Antennen zu vergleichen sind [Pue96b].

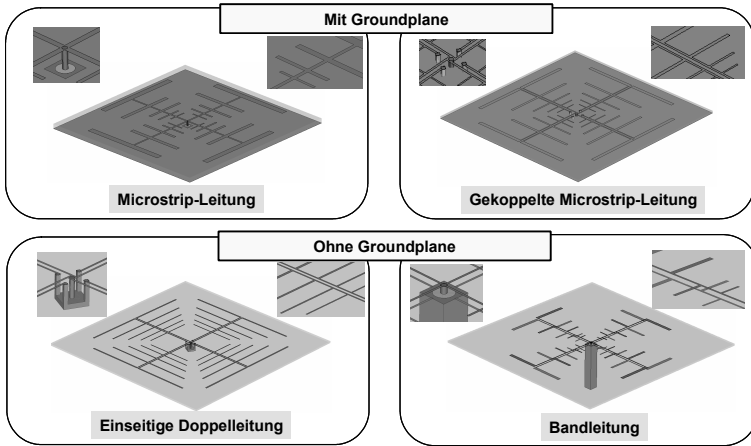


Bild 9.3: Ultrabreitbandige X-Antennen mit unterschiedlichen Speisernetzwerken

Wie auch im Fall der monobandigen Variante, wurden die besten Strahlungseigenschaften bei der ultrabreitbandigen X-Antenne mit Bandleitungen erzielt. Ein weiterer Vorteil dieser Antennenstruktur besteht darin, dass sich durch unterschiedliche Ausrichtung der Dipole unterschiedliche Richtcharakteristiken erzeugen lassen. Bild 9.4 zeigt drei mögliche Layouts.

Die Pfeile in den Simulationsmodellen im oberen Teil des Bildes zeigen die Richtung der Ströme auf den resonierenden Dipolen auf jedem Zweig, was ebenfalls auf den entsprechenden Photos (im Bild unten) anhand der Ausrichtung der Dipolhälften gleicher Länge zu erkennen ist.

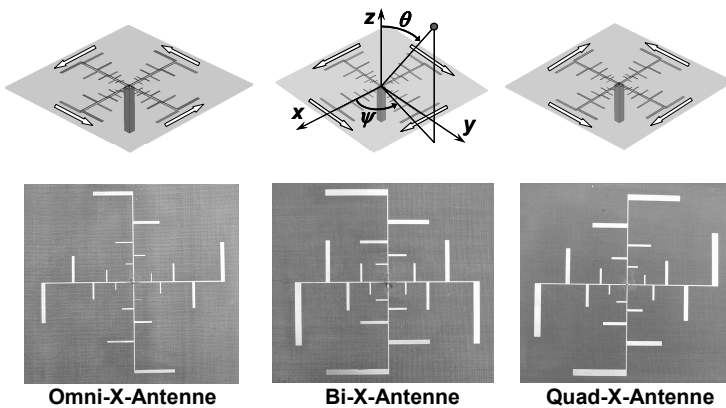


Bild 9.4: Simulationsmodelle (oben) und Photos (unten) von ultrabreitbandigen X-Antennen

Wenn die Ströme „im Kreis“ fließen (im Bild 9.4 links), dann wird von der Antenne eine omnidirektionale Richtcharakteristik erzeugt. Im mittleren Bild addieren sich die Felder konstruktiv in beide Richtungen jeweils senkrecht zur Antennenebene. Es entsteht eine bidirektionale Richtcharakteristik. Im letzten Fall (im Bild 9.4 rechts) addieren sich die Felder in vier Richtungen jeweils entlang der Zuleitungen. Auf den beiden Diagonalen in der Antennenebene sowie in die beiden Richtungen senkrecht zur Antennenebene löschen sich die Felder aus, und es entstehen Nullstellen. Aufgrund dieser Besonderheiten erhalten diese drei Antennen ihre Namen: Omni-X-Antenne, Bi-X-Antenne und Quad-X-Antenne.

Die logarithmisch-periodische Anordnung der Dipole bewirkt in allen drei Fällen eine ultrabreitbandige Eingangsanpassung. Bild 9.5 zeigt den simulierten und den gemessenen Eingangsreflexionsfaktor der X-Antennen. Bei allen Antennen konnte fast durchgängig eine gemessene Anpassung von -10 dB im Frequenzbereich von 1.71 GHz bis 6 GHz erreicht werden.

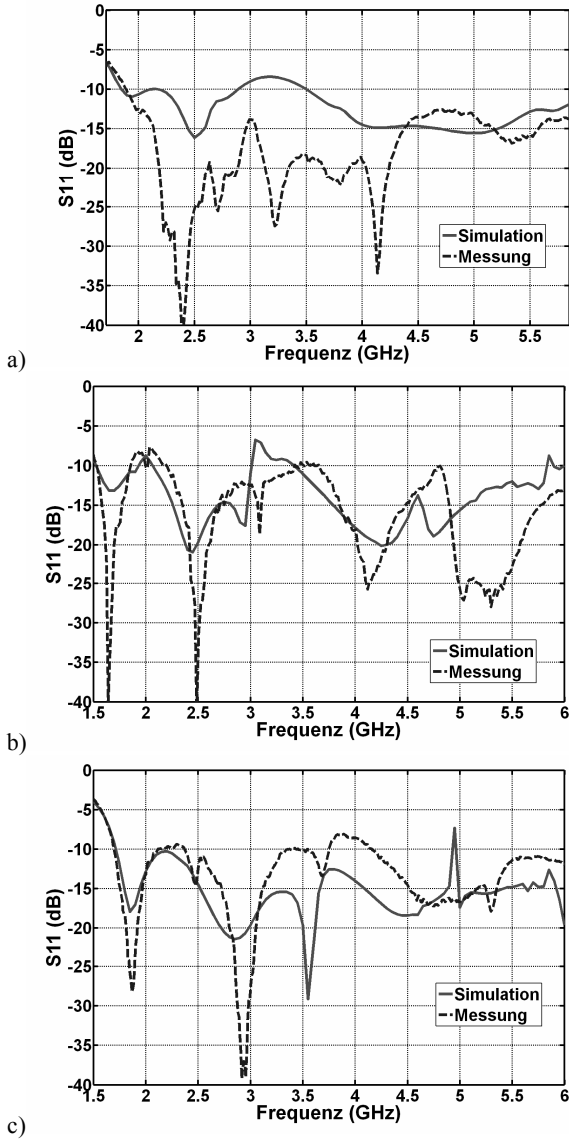


Bild 9.5: Eingangreflexionsfaktor von ultrabreitbandigen X-Antennen: a) Omni-X-Antenne, b) Bi-X-Antenne, c) Quad-X-Antenne

Die X-Antennen weisen allerdings unterschiedliche Richtcharakteristiken auf. Bild 9.6 zeigt die simulierte 3D-Richtcharakteristik der Omni-X-Antenne sowie

zwei Hälften derselben Richtcharakteristik, die sich hinter der Azimut- bzw. Elevationsebene befinden. In Bild 9.7 sind die gemessenen Richtdiagramme der Omni-X-Antenne im Azimut und in der Elevation dargestellt, die das Simulationsergebnis bestätigen. Die entwickelte Antenne hat näherungsweise eine torusförmige bzw. omnidirektionale Richtcharakteristik und ist horizontal polarisiert. Der Gewinn der Omni-X-Antenne beträgt ca. 2 dBi.

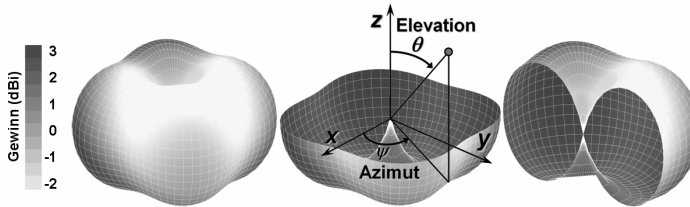


Bild 9.6: 3D-Richtcharakteristik (Gewinn in dBi) der Omni-X-Antenne

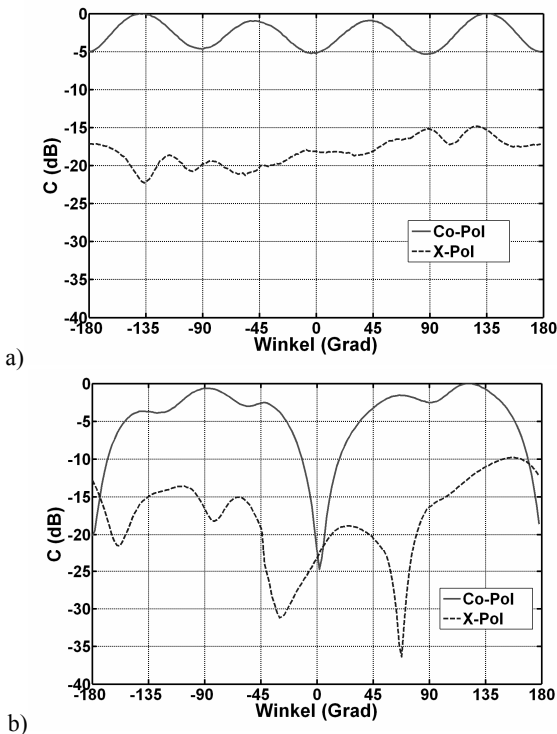


Bild 9.7: Gemessene Richtdiagramme der Omni-X-Antenne a) im Azimut und b) in der Elevation ($\psi = 90^\circ$)

Die dreidimensionale Richtcharakteristik der Bi-X-Antenne ist in Bild 9.8 abgebildet. Die Antenne strahlt bidirektional jeweils senkrecht zu der Antennenebene ab, so dass in diesem Fall die Elevationsrichtdiagramme von Interesse sind.

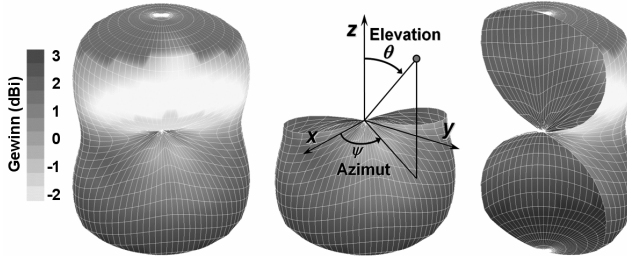


Bild 9.8: 3D-Richtcharakteristiken (Gewinn in dBi) der Bi-X-Antenne

Bereits an dem Antennenlayout in Bild 9.4 lässt sich erkennen, dass die Polarisationssebene der Bi-X-Antenne mit der Elevationssebene bei $\psi = 45^\circ$ übereinstimmt. Zur Verifizierung des Simulationsergebnisses wurde die Antenne in zwei Ebenen bei $\psi = \pm 45^\circ$ vermessen (Bild 9.9).

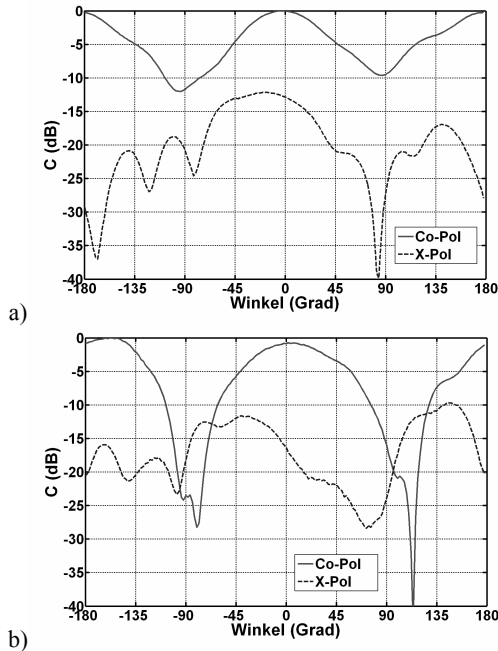


Bild 9.9: Gemessene Elevationsrichtdiagramme der Bi-X-Antenne a) bei $\psi = -45^\circ$ und b) bei $\psi = 45^\circ$

Dabei entspricht die Co-Polarisation der ψ -Komponente in der Ebene bei $\psi = -45^\circ$ und der θ -Komponente in der Ebene bei $\psi = 45^\circ$. Die Messung bestätigt die Form und die lineare Polarisation der Richtcharakteristik. Die Halbwertsbreite beträgt in beiden Ebenen ca. 70° , so dass die Richtcharakteristik näherungsweise als rotationssymmetrisch angenommen werden kann. Die Bi-X-Antenne kann in der Mitte eines lang gezogenen Raumes eingesetzt werden. Je nach Orientierung kann eine beliebige Polarisation eingestellt werden (z.B. horizontale oder vertikale), so dass zwei solche Antennen für Polarisationsdiversität verwendet werden können.

Der dritte Typ von der Gruppe der X-Antennen ist durch seine Richtcharakteristiken in Bild 9.10 und Bild 9.11 repräsentiert.

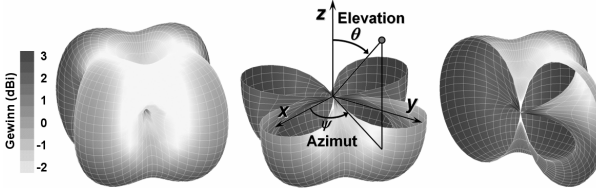


Bild 9.10: 3D-Richtcharakteristik (Gewinn in dBi) der Quad-X-Antenne

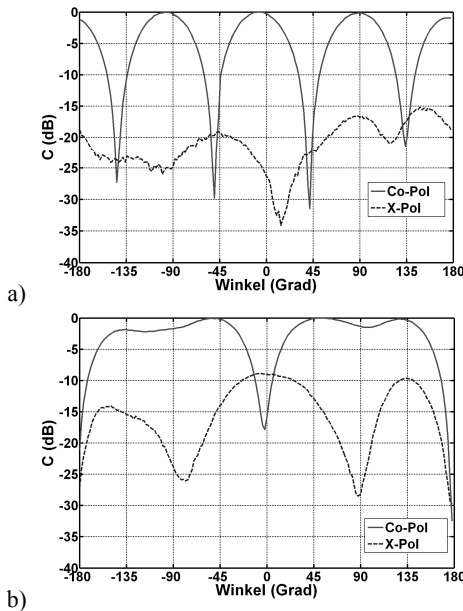


Bild 9.11: Gemessene Richtdiagramme der Quad-X-Antenne a) im Azimut und b) in der Elevation ($\psi = 90^\circ$)

Charakteristisch für die Form der Richtcharakteristik sind vier Keulen, die in der Azimutebene relativ schmal (ca. 46°) und in der Elevationsebene sehr breit (ca. 130°) sind und insgesamt 6 tiefe Nullstellen, die senkrecht zueinander orientiert sind.

9.3 Ultrabreitbandige Reflektoren für X-Antennen

In diesem Abschnitt wird der Einfluss eines metallischen Reflektors auf die X-Antennen anhand der Omni-X-Antenne untersucht. Die hier erzielten Ergebnisse lassen sich zwar nicht direkt auf die anderen Antennentypen übertragen, können jedoch hierfür als Anhaltspunkt dienen.

Im Falle, dass eine omnidirektionale Antenne nicht in der Mitte eines quadratischen Raumes installiert werden kann, wird normalerweise für die omnidirektionale Abdeckung des Raumes eine Antenne mit einer konusförmigen Richtcharakteristik an der Decke montiert. Solche Antennen basieren auf einem Monopol, der senkrecht an einer metallischen Massefläche angebracht ist. Es wäre daher nahe liegend auch die X-Antenne mit einem metallischen Reflektor auszustatten, der sich allerdings bei einem Abstand von einer viertel Wellenlänge von der Antenne befinden sollte. Die simulierte Richtcharakteristik einer solchen Antenne (Bild 9.12) würde wie in Bild 9.13 aussehen.

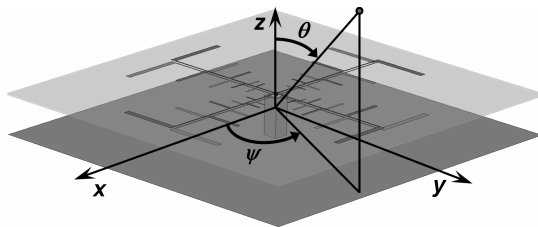


Bild 9.12: Omni-X-Antenne mit einem planaren Reflektor

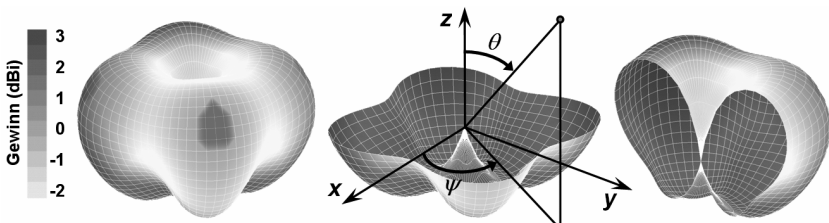


Bild 9.13: 3D-Richtcharakteristik der Omni-X-Antenne mit einem planaren Reflektor

Das Problem hierbei ist jedoch, dass der Abstand zu einem planaren Reflektor nur bei einer Frequenz eine viertel Wellenlänge betragen kann. So kann keine konstruktive Überlagerung der direkt abgestrahlten und reflektierten Welle in einem großen Frequenzbereich gewährleistet werden. Bild 9.14 zeigt zum Beispiel die gemessenen Richtdiagramme der Omni-X-Antenne mit einem metallischen Reflektor, der sich bei einem Abstand von 30 mm von der Antenne befindet, bei zwei unterschiedlichen Frequenzen.

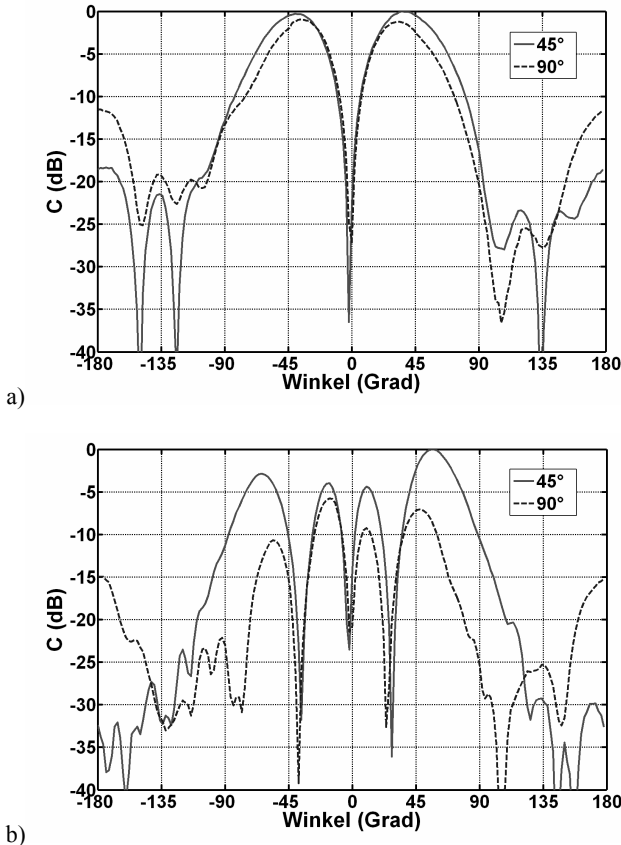


Bild 9.14: Gemessene Elevationsrichtdiagramme ($\psi = 45^\circ$ und $\psi = 90^\circ$) der Omni-X-Antenne mit einem planaren metallischen Reflektor mit einem Abstand von 30 mm bei a) 2,55 GHz und b) 5,35 GHz

Bei 2,55 GHz beträgt der Abstand zwischen der Antenne und dem Reflektor ca. eine viertel Wellenlänge, und es bildet sich die gewünschte konusförmige

Richtcharakteristik. Jedoch bei 5,35 GHz liegt dieser Abstand in der Größenordnung einer halben Wellenlänge. Aufgrund der Phasendrehung um 180° bei der Reflexion an der Metalloberfläche findet eine destruktive Überlagerung der Felder statt [Bal89, Zha03], und es entstehen zwei Nullstellen im Elevationsdiagramm jeweils bei ca. $\pm 40^\circ$.

Eine mögliche Lösung dieses Problems bieten die so genannten PBG-Strukturen (engl. *Photonic Band Gap*) [Sig96, Kes96, Yan97] bzw. frequenzselektive Oberflächen [Wu94, Ree98, Bar97], mit denen man die Phase der reflektierten Welle beeinflussen kann. Mit Hilfe dieser Strukturen kann der Abstand zum Reflektor sogar deutlich reduziert werden [Coc98, Liu00]. Da diese Strukturen jedoch auf resonanten Effekten basieren, ist ihre nutzbare Bandbreite relativ gering und für die Anwendung in ultrabreitbandigen Antennen nicht geeignet [Zha03].

Eine andere Möglichkeit, die Auslöschung der abgestrahlten Felder zu vermeiden, ist die entsprechende Gestaltung des Reflektors. Es muss dabei dafür gesorgt werden, dass der Abstand von den resonierenden Dipolen zu der Metalloberfläche des Reflektors bezogen auf die entsprechende Wellenlänge ungefähr konstant bleibt. Nach diesem Prinzip konstruierte keilförmige Reflektoren wurden bereits bei den S-, Z-, und H-Antennen verwendet. Für die Y- und X-Antenne würde ein pyramidenförmiger Reflektor mit entsprechend dreieckiger bzw. viereckiger Basis diese Bedingung erfüllen. Bild 9.15 zeigt ein Simulationsmodell einer solchen Antenne mit einem ca. 30 mm hohen Reflektor.

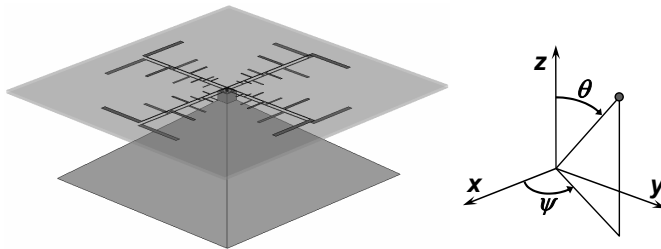


Bild 9.15: Omni-X-Antenne mit einem pyramidenförmigen Reflektor

Um die genannte Bedingung exakt zu erfüllen, müsste die Spitze der Pyramide die Speiseleitung in der Mitte berühren, was zu einer Anpassungsverschlechterung führen würde [Hit03]. Aus diesem Grund wurde der Abstand zum Reflektor um 5 mm vergrößert, so dass die gesamte Antennenhöhe nun 35 mm beträgt. Bild 9.16 zeigt die gemessene Anpassung der Antenne, was die ultrabreitbandige Wirkung des Reflektors bezüglich der Eingangsimpedanz bestätigt.

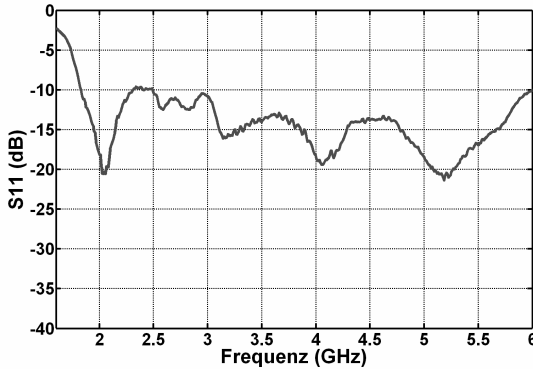


Bild 9.16: Gemessener Eingangsreflexionsfaktor der Omni-X-Antenne mit pyramidenförmigem Reflektor

Um die Auswirkung des Reflektors auf die dreidimensionale Richtcharakteristik der Antenne zu verifizieren, wurden bei mehreren unterschiedlichen Frequenzen in zwei Elevationsebenen (bei $\psi = 45^\circ$ und $\psi = 90^\circ$) Messungen durchgeführt (Bild 9.17).

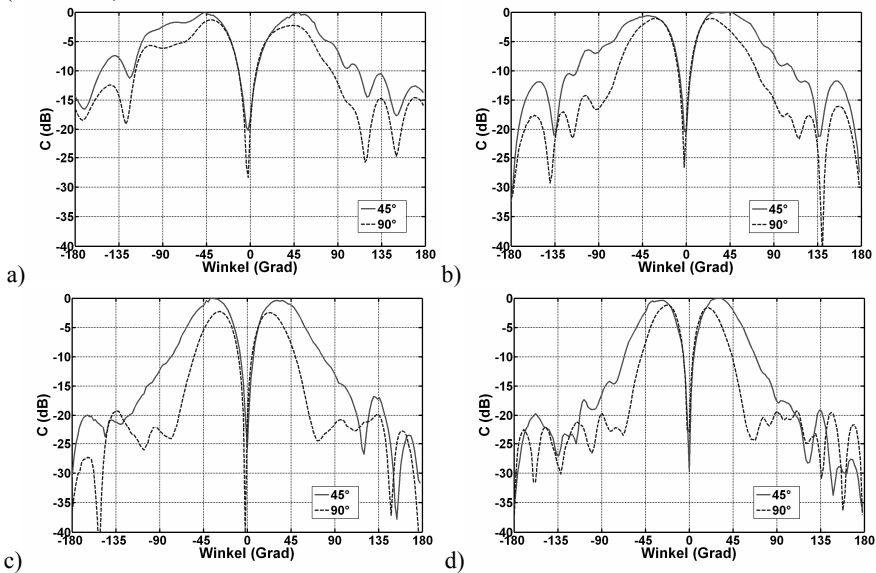


Bild 9.17: Gemessene Elevationsrichtdiagramme ($\psi = 45^\circ$ und $\psi = 90^\circ$) der Omni-X-Antenne mit pyramidenförmigem Reflektor bei a) 1,95 GHz, b) 2,55 GHz, c) 3,55 GHz und d) 5,35 GHz

Die Messergebnisse beweisen die nahezu frequenzunabhängige Form der Richtcharakteristik, die ungefähr dem Bild 9.13 entspricht. Sie ist nicht absolut konusförmig, sondern besitzt vier Hauptstrahlrichtungen, die bei $\theta = 40^\circ$ und $\psi = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ und 315° liegen.

Damit ist die entwickelte Omni-X-Antenne mit dem pyramidenförmigen Reflektor sehr gut für den Einsatz als Indoor-Basisstationsantenne an der Decke eines quadratischen Raumes geeignet. Bei einer Anordnung der Dipole parallel zu den Raumwänden wären die Strahlungsmaxima der Antenne in die Raumecken gerichtet, wodurch eine verbesserte Funkversorgung entstehen würde.

Die gleiche Form des Reflektors kann auch für zwei andere X-Antennen verwendet werden. So würde aus der Bi-X-Antenne eine unidirektionale Antenne entstehen, und die vier Hauptmaxima der Quad-X-Antenne würden sich ähnlich der Omni-X-Antenne weg von dem Reflektor verschieben. Prinzipiell sind natürlich auch andere Reflektorformen wie z.B. ein Konus möglich.

Es wäre außerdem denkbar, nicht den Reflektor, sondern die Antennenstruktur selbst in Form einer Pyramide bzw. eines Konus zu gestalten. Der Reflektor würde dabei flach bleiben und an der Spitze der Antenne befestigt werden.

10 Kapazitive Belastung der Dipole

In diesem Kapitel wird die Möglichkeit zur Verkleinerung der Antennengeometrie durch eine kapazitive Belastung der Dipole betrachtet. Die Idee dabei ist, die Dipole durch eine Endkapazität so zu verkürzen, dass ein nahezu konstanter Stromverlauf auf dem Dipol entsteht, wodurch die verfügbare Länge des Dipols besser zur Erzeugung einer Welle ausgenutzt werden kann [Wie05]. Dieses Prinzip zur Verkleinerung soll exemplarisch an den monobandigen Dipol-Arrays der verschiedenen Antennentypen gezeigt werden. Es werden dabei zwei verschiedene Möglichkeiten betrachtet, die Dipole kapazitiv zu belasten: T-förmig und L-förmig (Bild 10.1).

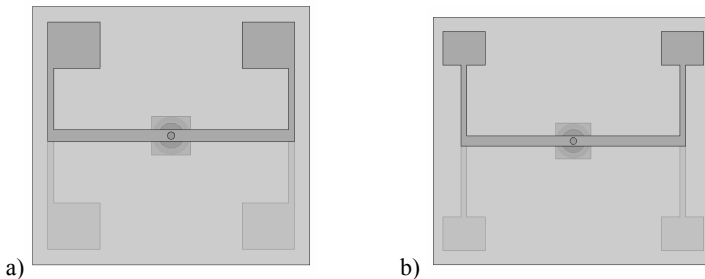


Bild 10.1: a) T-förmige und b) L-förmige kapazitive Belastung der Dipole

10.1 H-Antenne

10.1.1 T-förmige Belastung

Bild 10.2 zeigt das monobandige Dipol-Array der H-Antenne mit einer T-förmigen kapazitiven Belastung. Die Antenne wurde analog zu dem unbelasteten Dipol-Array für die Frequenz 2,45 GHz optimiert. Sowohl die Länge als auch der Abstand zwischen den Dipolen wurden dabei auf kleinstmöglichen Werten festgehalten, während die Antenne anhand der Länge und der Breite der

Kapazitäten auf die gewünschte Frequenz angepasst wurde. Bei der Optimierung der Antenne ergab sich eine Länge der Dipole von 38,9 mm bei einem Abstand von 38 mm zueinander. Für die Kapazitäten ergab sich eine Abmessung von 7,5 x 6 mm². Mit diesen Werten konnte die Substratfläche der Antenne durch die kapazitive Belastung um 27 % gegenüber der unbelasteten Antenne verkleinert werden.

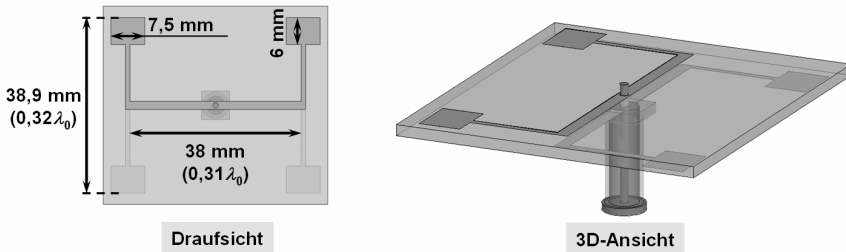


Bild 10.2: Monobandige H-Antenne mit T-förmiger kapazitiver Belastung

Die Eingangsanpassung der Antenne ist in Bild 10.3 dargestellt. Die relative Bandbreite der Antenne beträgt in der Simulation ungefähr 23 % und ist damit genauso groß wie im unbelasteten Fall. In der Messung kann man eine geringe Verkleinerung der Bandbreite erkennen. Des Weiteren ist eine leichte Verschiebung der Resonanzfrequenz zu tieferen Frequenzen hin zu beobachten.

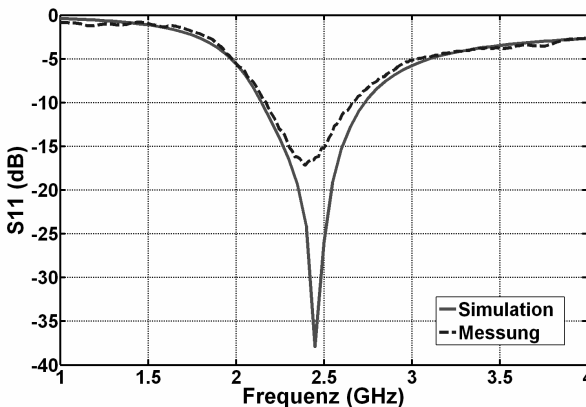
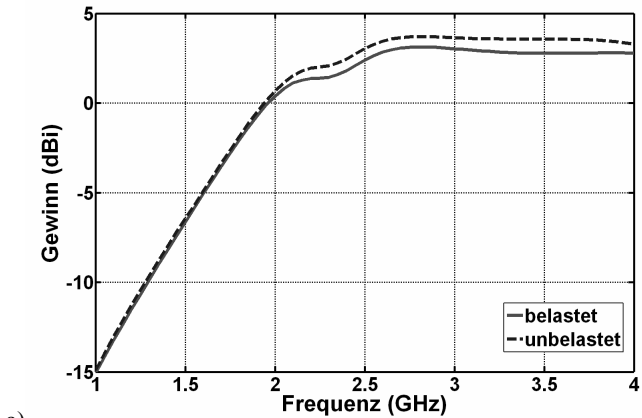


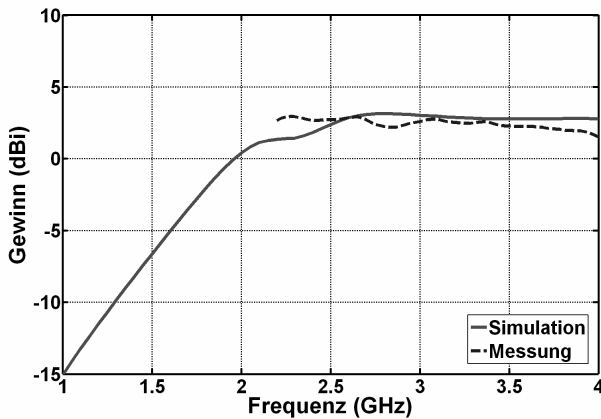
Bild 10.3: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der monobandigen H-Antenne mit T-förmiger Endkapazität

Mit einem Gewinn von ca. 2,5 dBi liegt der Gewinn im Vergleich zur Antenne

ohne Belastung um ungefähr 0,5 dB geringfügig darunter (Bild 10.4a). Die Simulation konnte anhand der Messung bestätigt werden (Bild 10.4b).



a)



b)

Bild 10.4: a) Simulierter maximaler Gewinn einer T-förmig belasteten und unbelasteten H-Antenne und b) simulierter und gemessener Gewinn der belasteten H-Antenne bei $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$

In der simulierten dreidimensionalen Richtcharakteristik der Antenne für 2,45 GHz (Bild 10.5) kann man keine größeren Veränderungen gegenüber der unbelasteten Antenne (Bild 5.3) erkennen. Die bidirektionale Form mit den beiden Strahlungsmaxima senkrecht zur Antennenfläche bleibt nahezu unverzerrt erhalten und wird durch die Kapazitäten nur unwesentlich beeinflusst.

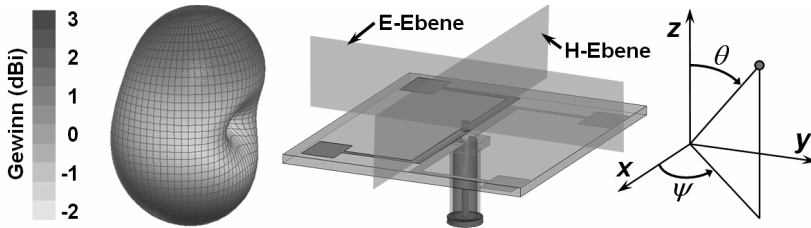


Bild 10.5: 3D-Richtcharakteristik einer T-förmig belasteten H-Antenne bei 2,45 GHz

In der H-Ebene (Bild 10.6) bilden sich zwei Maxima bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ mit einer Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ von jeweils ca. 100° aus. Des Weiteren besitzt die Antenne zwei Minima bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$. Der Unterschied zwischen den Maxima und Minima beträgt ungefähr 5 dB. Bei dem unbelasteten Dipol-Array beträgt der Unterschied in etwa 6 dB. Die Richtcharakteristik ist annähernd gleich in dieser Ebene.

In der E-Ebene (Bild 10.7) besitzt die Antenne zwei Strahlungsmaxima bei den Winkeln $\theta = 5^\circ$ und $\theta = 175^\circ$ und zwei Nullstellen ungefähr bei den Winkeln $\theta = 85^\circ$ und $\theta = -80^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ in dieser Ebene beträgt in etwa 90° . Im Vergleich zur unbelasteten Antenne kommt es in der E-Ebene ebenfalls nur zu einer geringfügigen Abweichung. Die Richtcharakteristik ist nahezu identisch.

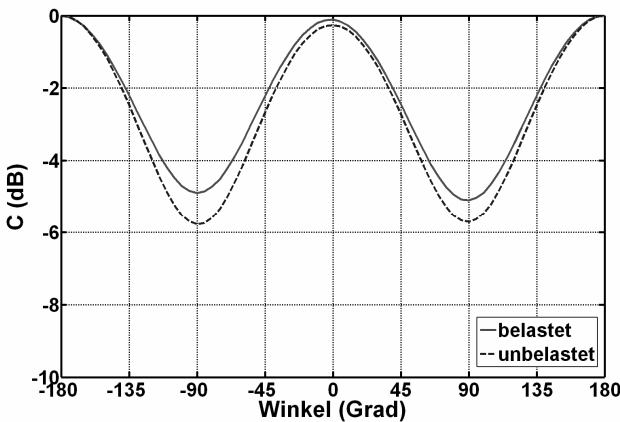


Bild 10.6: Simulierte Richtdiagramme einer T-förmig belasteten H-Antenne bei 2,45 GHz in der H-Ebene

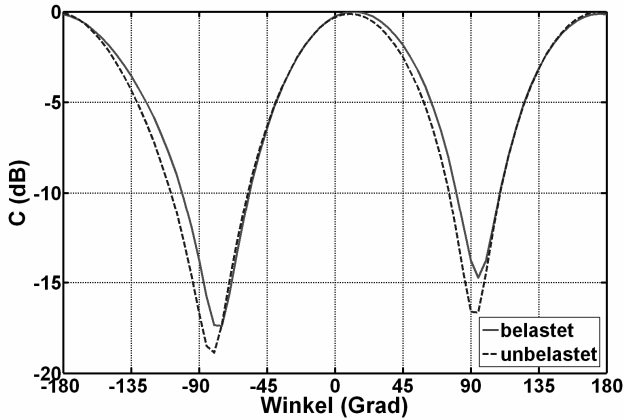


Bild 10.7: Simulierte Richtdiagramme einer T-förmig belasteten H-Antenne bei 2,45 GHz in der E-Ebene

Die Messung der Richtcharakteristik dieser kapazitiv belasteten Antenne liefert in beiden Ebenen eine gute Übereinstimmung und bestätigt somit die Simulation (Bild 10.9).

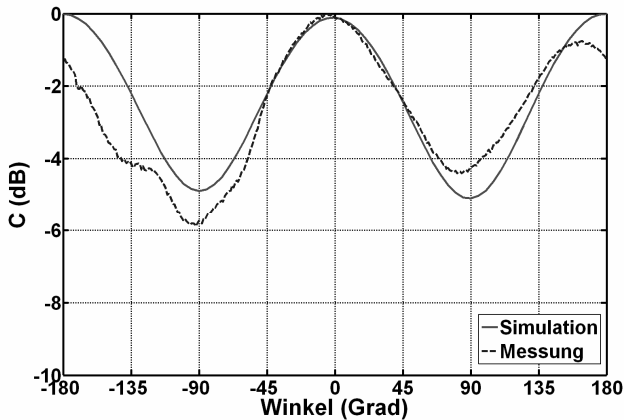


Bild 10.8: Gemessene und simulierte Richtdiagramme einer T-förmig belasteten H-Antenne in der H-Ebene

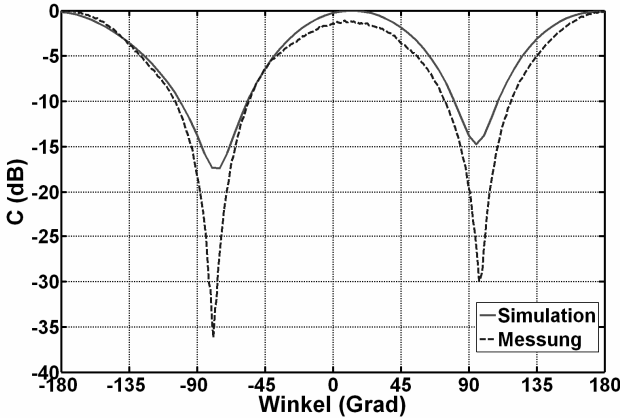


Bild 10.9: Gemessene und simulierte Richtcharakteristik einer T-förmig belasteten H-Antenne in der E-Ebene

Anhand der guten Ergebnisse bezüglich der charakteristischen Eigenschaften der Antenne wie Eingangsanpassung, Richtcharakteristik oder Gewinn zeigt sich hier ein großes Potential bei der Verkürzung der Dipole mit einer Endkapazität. Die Substratfläche konnte bei dieser monobandigen Antenne im Vergleich zum unbelasteten Dipol-Array um 27 % gesenkt werden. Bei einem ultrabreitbandigen Dipol-Array wäre es anhand dieser Ergebnisse denkbar, nur die äußersten Dipole mit einer Endkapazität zu versehen, um die Substratfläche zu verkleinern, da nur diese Dipole für die größte Abmessung der Antenne verantwortlich sind.

Tabelle 10.1 zeigt die Designparameter dieser Antenne, mit denen sich die Antenne recht einfach für beliebige schmalbandige Dienste wie GSM oder UMTS anpassen lässt.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	38,87
Dipolbreite	1
Abstand zwischen den Dipolen	38
Kapazitätslänge	7,5
Kapazitätsbreite	6
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 10.1: Designparameter der H-Antenne mit T-förmiger kapazitiver Belastung

10.1.2 L-förmige Belastung

Die zweite Möglichkeit, die Dipole kapazitiv zu belasten, ist die Verwendung einer L-förmigen Endkapazität. In Bild 10.10 ist das entwickelte monobandige Dipol-Array der H-Antenne mit einer derartigen L-förmigen Kapazität in der Draufsicht und in 3D-Ansicht abgebildet. Optimiert wurde die Antenne wiederum für die WLAN-Anwendung bei der Frequenz 2,45 GHz. Bei der Optimierung wurde auch bei diesem Dipol-Array darauf geachtet, dass die Antenne in ihren Abmessungen möglichst klein gehalten wird. Die Optimierung der Antenne ergab einerseits eine Länge der Dipole von 36,9 mm und einen Abstand der Dipole von 38,5 mm zueinander, andererseits ergab sich für die Kapazitäten eine Abmessung von $8,5 \times 7,5 \text{ mm}^2$. Damit konnte die Antennenfläche um etwa 28 % gegenüber dem unbelasteten Fall verringert werden.

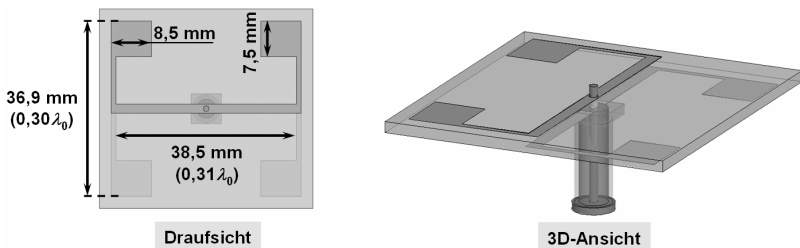


Bild 10.10: Monobandige H-Antenne mit L-förmiger kapazitiver Belastung

Mit dieser L-förmigen Endkapazität erreicht die Antenne bezüglich ihrer Eingangsanpassung (Bild 10.11) eine relative Bandbreite von ungefähr 24 % und liegt damit ebenfalls im Bereich des unbelasteten Dipol-Array. In der Messung ergab sich eine leichte Verschiebung der Resonanzfrequenz zu tieferen Frequenzen und eine relative Bandbreite der Antenne von ca. 17 %. Bei dieser Antenne wurde eine Anpassung von -14 dB erreicht.

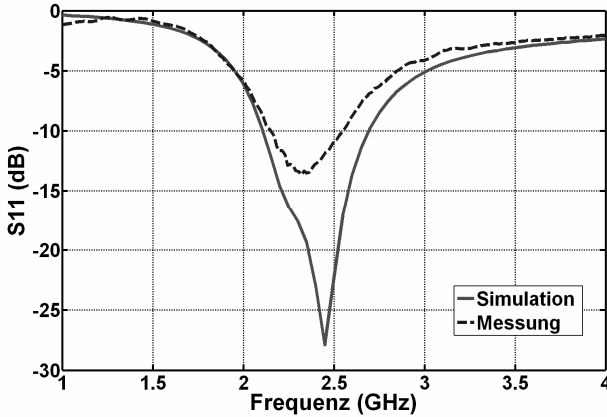


Bild 10.11: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der monobandigen H-Antenne mit L-förmiger Endkapazität

Bei der Frequenz 2,45 GHz hat diese Antenne einen simulierten Gewinn von ungefähr 2 dBi. Im Vergleich der Antenne mit dem unbelasteten Dipol-Array bedeutet dies eine Gewinnreduzierung um ca. 1 dB (Bild 10.12). Anhand der Messung in Richtung $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$ konnte der Gewinn annähernd bestätigt werden (Bild 10.13).

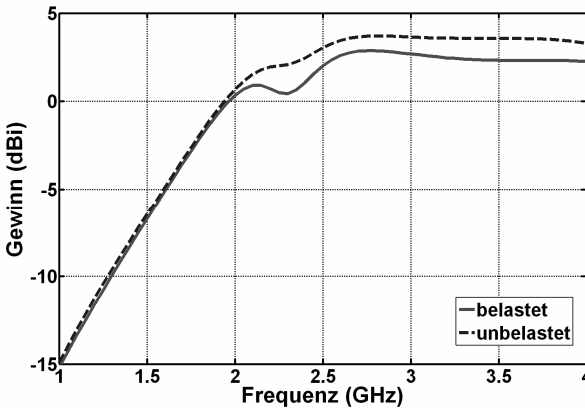


Bild 10.12: Simulierter maximaler Gewinn einer L-förmig belasteten und unbelasteten H-Antenne

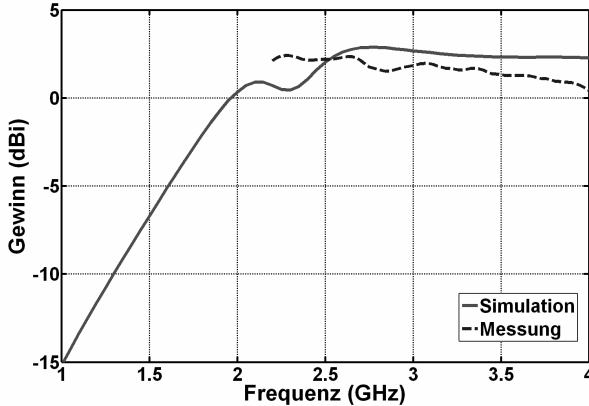


Bild 10.13: Simulierter und gemessener Gewinn der belasteten H-Antenne bei $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$

Die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik für diese Antenne ist in Bild 10.14 dargestellt.

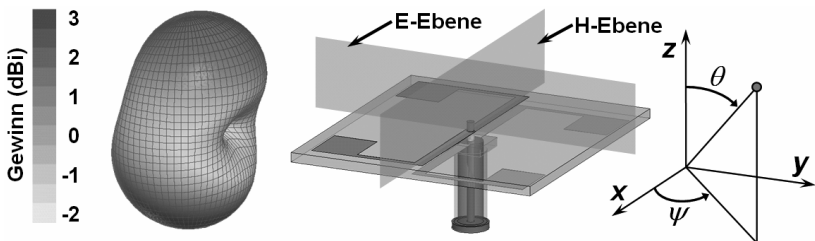


Bild 10.14: 3D-Richtcharakteristik bei 2,45 GHz

In der H-Ebene (Bild 10.15a) besitzt die Antenne zwei Maxima bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ und zwei Minima bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ der beiden Strahlungen beträgt in etwa 100° . Der Unterschied zwischen den Maxima und den Minima liegt bei ungefähr 5 dB. Bei dem unbelasteten Dipol-Array beträgt dieser Unterschied in etwa 6 dB. Die Richtcharakteristik in dieser Ebene ist somit annähernd identisch.

In der E-Ebene (Bild 10.15b) bilden sich zwei Maxima bei den Winkeln $\theta = 5^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ und zwei Nullstellen ungefähr bei den Winkeln $\theta = 95^\circ$ und $\theta = -75^\circ$ aus. Im Vergleich zur unbelasteten Antenne kommt es in dieser Ebene zu einer leichten Abweichung und Verzerrung der Richtcharakteristik.

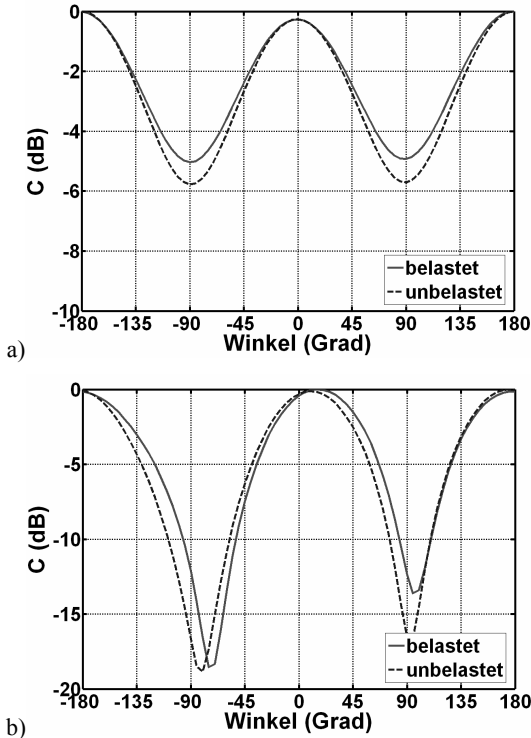


Bild 10.15: Antennenrichtdiagramm bei 2,45 GHz: a) H-Ebene und b) E-Ebene

Die Designparameter für diese Antenne sind in Tabelle 10.2 aufgelistet.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	36,87
Dipolbreite	1
Abstand zwischen den Dipolen	38,5
Kapazitätslänge	8,5
Kapazitätsbreite	7,5
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 10.2: Designparameter der H-Antenne mit L-förmiger kapazitiver Belastung

Im Vergleich zur Antenne mit der T-förmigen Kapazität zeigt dieses Dipol-Array bezüglich der Anpassung, Richtcharakteristik und des Gewinns etwas schlechtere Ergebnisse. Aus diesem Grund wird für die S- und die Z-Antenne nur die T-förmige Endkapazität betrachtet.

10.2 S-Antenne

Die monobandige S-Antenne wurde analog zum monobandigen Dipol-Array der H-Antenne aus Abschnitt 10.1.1 mit einer T-förmigen Endkapazität belastet und für die WLAN-Frequenz 2,45 GHz optimiert. Bild 10.16 zeigt das bei der Optimierung entstandene Dipol-Array. Es ergab sich eine Dipollänge von 37,9 mm bei einem Dipolabstand von 37,5 mm. Für die Kapazitäten ergab sich eine Abmessung von $5 \times 3,28 \text{ mm}^2$. Mit dieser Abmessung sind sie hiermit wesentlich kleiner als bei der H-Antenne. Die Substratfläche konnte im Vergleich zur unbelasteten monobandigen S-Antenne um 20 % verkleinert werden.

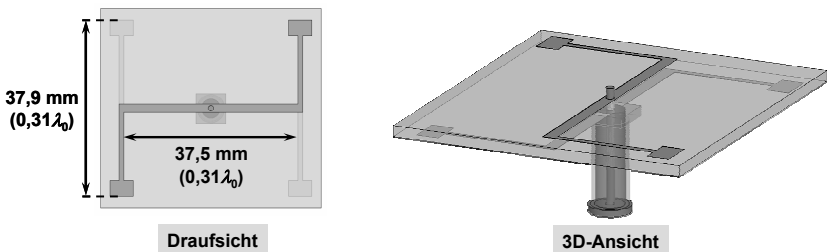


Bild 10.16: Monobandige S-Antenne mit T-förmiger kapazitiver Belastung

Für die Eingangsanpassung dieser Antenne lässt sich ein ähnliches Verhalten wie bei dem unbelasteten Dipol-Array der S-Antenne erkennen. Die relative Bandbreite beträgt bei dieser Antenne in der Simulation ungefähr 15 %.

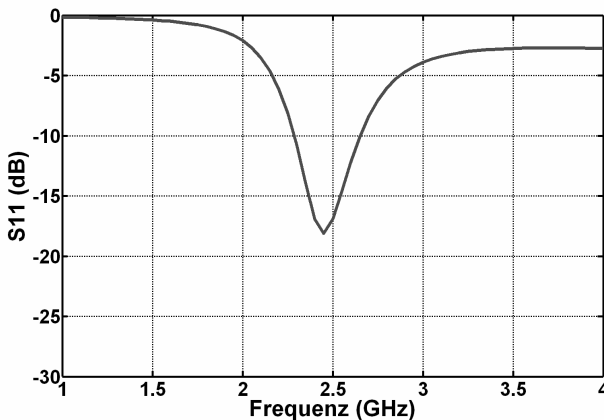


Bild 10.17: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der monobandigen S-Antenne mit T-förmiger Endkapazität

Der maximale Gewinn dieses Dipol-Arrays beträgt in der Simulation bei der Frequenz 2,45 GHz in etwa 2,5 dBi und liegt damit nur minimal unterhalb des Gewinns der unbelasteten Antenne (Bild 10.18a). Anhand der Messung des Gewinns in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 90^\circ$ konnte dieser Gewinn bestätigt werden (Bild 10.18b).

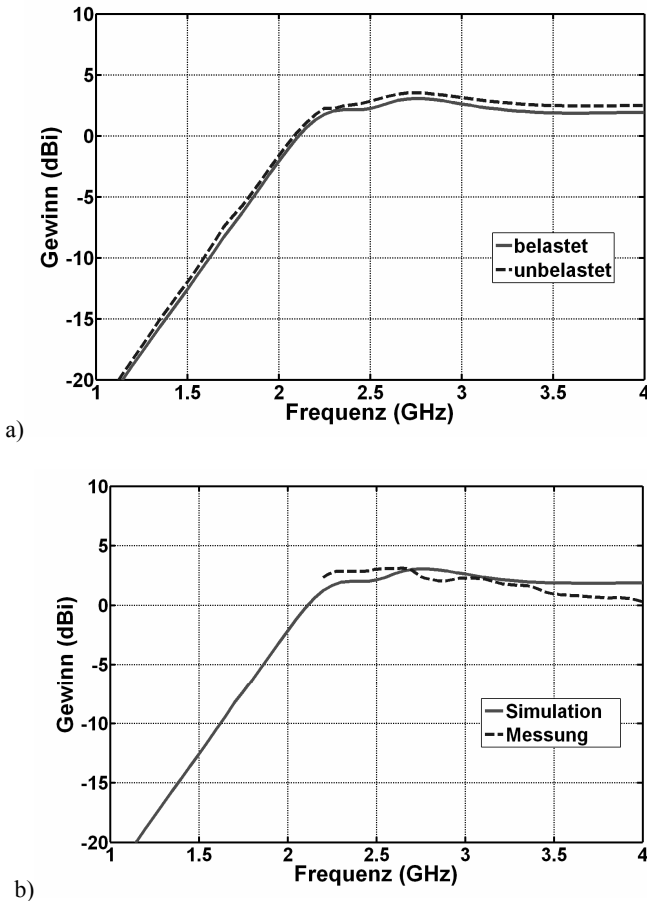


Bild 10.18: a) Maximaler Gewinn einer belasteten und unbelasteten S-Antenne und
 b) simulierter und gemessener Gewinn der belasteten S-Antenne bei $\psi = 0^\circ$
 und $\theta = 0^\circ$

Bild 10.19 zeigt die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik der Antenne. Die bidirektionale Form mit den beiden Strahlungsmaxima in der Antennenebene

entlang der Zuleitung wurde durch die Endkapazitäten nicht beeinflusst. Betrachtet werden soll die Richtcharakteristik in den beiden eingezeichneten Ebenen.

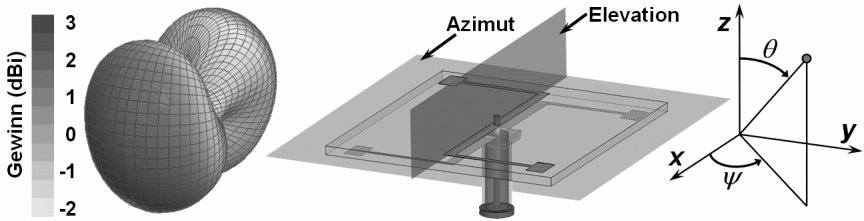


Bild 10.19: 3D-Richtcharakteristik einer T-förmig belasteten S-Antenne bei 2,45 GHz

In der Azimutebene bilden sich zwei Strahlungsmaxima bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ und zwei Nullstellen bei $\psi = \pm 90^\circ$ (Bild 10.20). Hierbei kommt es im Vergleich zur unbelasteten Antenne nur im Bereich der Nullstellen zu geringfügigen Abweichungen. Die Richtcharakteristik bleibt jedoch nahezu gleich in dieser Ebene.

In der Elevationsebene besitzt die Antenne eine fast gleiche Richtcharakteristik wie im unbelasteten Fall. Es bilden sich zwei Strahlungsmaxima bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$ mit einer Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ von jeweils ungefähr 100° (Bild 10.21).

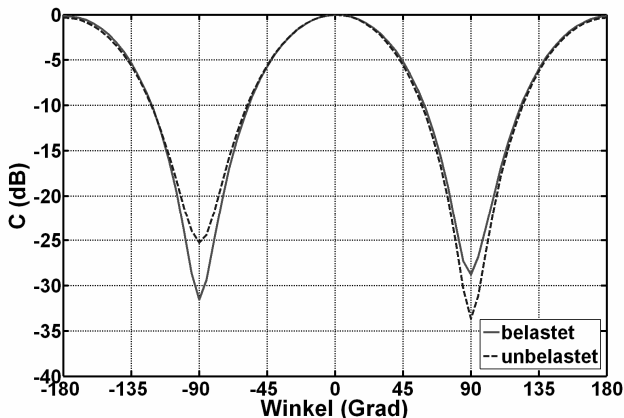


Bild 10.20: Azimutrichtdiagramm einer T-förmig belasteten S-Antenne bei 2,45 GHz

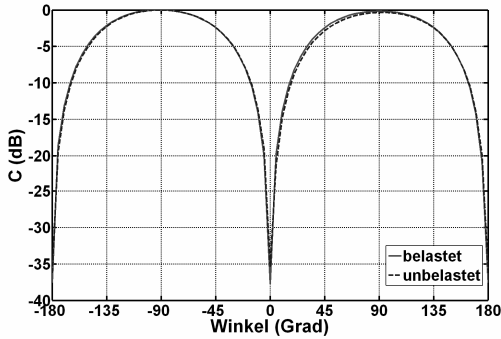


Bild 10.21: Elevationsrichtdiagramm einer T-förmig belasteten S-Antenne bei 2,45 GHz

Die Simulationsergebnisse konnten anhand einer Messung sowohl in der Azimut- als auch in der Elevationsebene verifiziert werden (Bild 10.22).

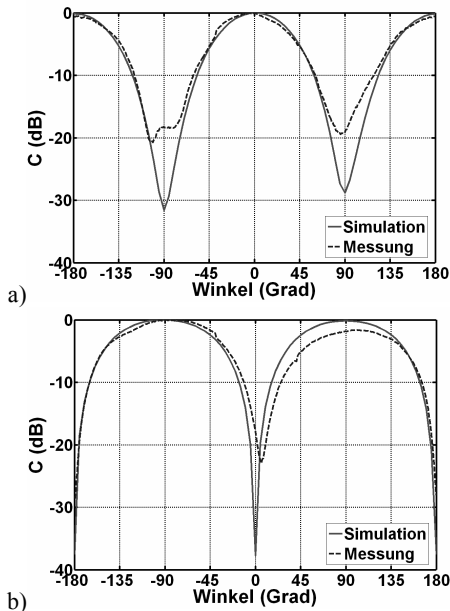


Bild 10.22: Simuliertes und gemessenes a) Azimut- und b) Elevationsrichtdiagramm einer T-förmig belasteten S-Antenne bei 2,45 GHz

Aufgrund der sehr guten Ergebnisse bezüglich der Antennenabmessung, des Gewinns und der Richtcharakteristik dieser monobandigen Antenne zeigt sich bei der S-Antenne ebenfalls ein großes Potential zur Verkleinerung der Antennen-

struktur. Analog zur H-Antenne könnten bei einem ultrabreitbandigen Dipol-Array auch nur die äußersten und somit längsten Dipole verkürzt werden, um die Antennengeometrie zu verkleinern. In Tabelle 10.3 sind die Parameter dieser Antenne aufgelistet, mit denen sich die Struktur einfach auf beliebige Frequenzbereiche anpassen lässt.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	37,87
Dipolbreite	1,01
Abstand zwischen den Dipolen	37,5
Kapazitätslänge	5
Kapazitätsbreite	3,28
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 10.3: Designparameter der S-Antenne mit T-förmiger kapazitiver Belastung

10.3 Z-Antenne

Anhand der positiven Ergebnisse bei der H- und der S-Antenne in den Abschnitten 10.1 und 10.2 wurde die Z-Antenne analog zu den beiden anderen Antennentypen ebenfalls mit einer T-förmigen Endkapazität belastet und für die Frequenz 2,45 GHz optimiert. In Bild 10.23 ist das bei dieser Optimierung entstandene Dipol-Array dargestellt. Die Optimierung der Antenne ergab auf der einen Seite für die Dipole eine Länge von 19 mm und einen Abstand zueinander von 40 mm, auf der anderen Seite ergab sich für die Kapazitäten eine Abmessung von $6,93 \times 5 \text{ mm}^2$. Einerseits konnten die Dipole somit hinsichtlich der Länge um ca. 20 % gekürzt werden, andererseits wurde die Substratfläche im Vergleich zur unbelasteten Antenne jedoch noch etwas vergrößert.

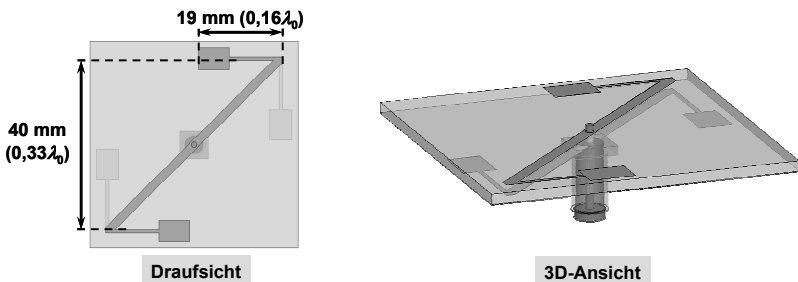


Bild 10.23: Monobandige Z-Antenne mit T-förmiger kapazitiver Belastung

Mit einer Entfernung der nicht benötigten Substratflächen an den Ecken könnte aber aufgrund der kürzeren Dipole auf eine einfache Art und Weise bei einem solchen Dipol-Array doch noch eine Verkleinerung der Antennenfläche erzielt werden. Wegen der angewinkelten Dipolanordnung bei dieser Antenne fällt der Größengewinn bezüglich der Substratfläche jedoch wesentlich geringer als bei der H- und der S-Antenne aus.

Der simulierte Eingangsreflexionsfaktor ist in Bild 10.24 dargestellt. Die kapazitiv belastete Z-Antenne hat eine relative Bandbreite von ca. 13 %, verglichen mit den 18 % des unbelasteten Dipol-Arrays ist diese Antenne etwas schmalbandiger.

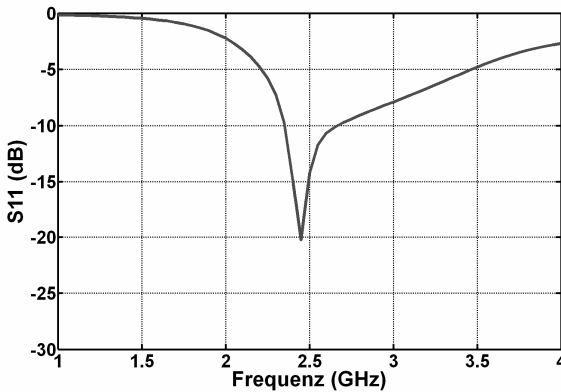


Bild 10.24: Simulierter Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der monobandigen Z-Antenne mit T-förmiger Endkapazität

Bild 10.25 zeigt den Gewinn der kapazitiv belasteten Z-Antenne. Bei der Frequenz 2,45 GHz hat das Dipol-Array einen Gewinn von ungefähr -1 dBi (Bild 10.25a) und liegt damit minimal unterhalb des Gewinns der unbelasteten Antenne. Anhand einer Messung des Gewinns in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 90^\circ$ konnte das Simulationsergebnis bestätigt werden (Bild 10.25b).

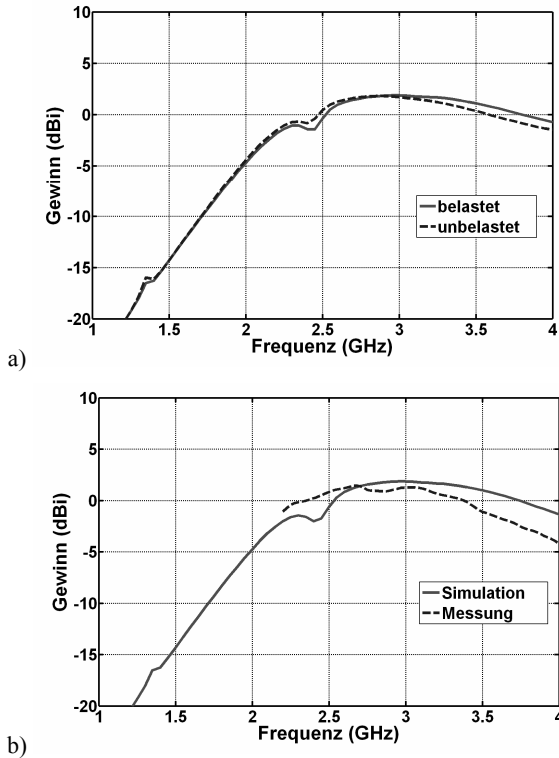


Bild 10.25: a) Simulierter maximaler Gewinn und b) simulierter und gemessener Gewinn bei $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 90^\circ$

In Bild 10.26 ist die dreidimensionale Ansicht der Antenne mit ihrer simulierten Richtcharakteristik für die Frequenz 2,45 GHz abgebildet. Man erkennt die bidirektionale Form mit den beiden Maxima in der Antennenebene entlang der Zuleitung. Vermessen wurde die Antenne anhand dieser Richtcharakteristik in der Azimutebene und der Elevationsebene, um die Ergebnisse der Simulation verifizieren zu können.

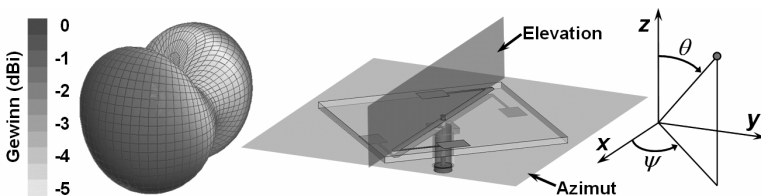


Bild 10.26: 3D-Richtcharakteristik bei 2,45 GHz

In der Azimutebene bilden sich zwei Maxima bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ mit einer Halbwertsbreite $\Delta\psi_{3\text{dB}}$ von jeweils ungefähr 90° aus. Bei den Winkeln $\psi = \pm 90^\circ$ besitzt die Richtcharakteristik zwei Minima, deren Unterschied zu den Maxima in etwa 10 dB beträgt (Bild 10.27a). Beim unbelasteten Dipol-Array beträgt dieser Unterschied ca. 8 dB. Ansonsten ist die Richtcharakteristik in dieser Ebene annähernd gleich.

Im Elevationsrichtdiagramm (Bild 10.27b) besitzt die Antenne zwei Strahlungsmaxima bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$ und zwei Nullstellen bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$. Die beiden Maxima sind mit einer Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ von ungefähr 120° über einen weiten Elevationswinkelbereich konstant. Die Richtcharakteristik in dieser Ebene ist identisch zur unbelasteten Antenne.

Sowohl in der Azimutebene als auch in der Elevationsebene ergab sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Messung und der Simulation, so dass die Richtcharakteristik bestätigt werden konnte (Bild 10.28).

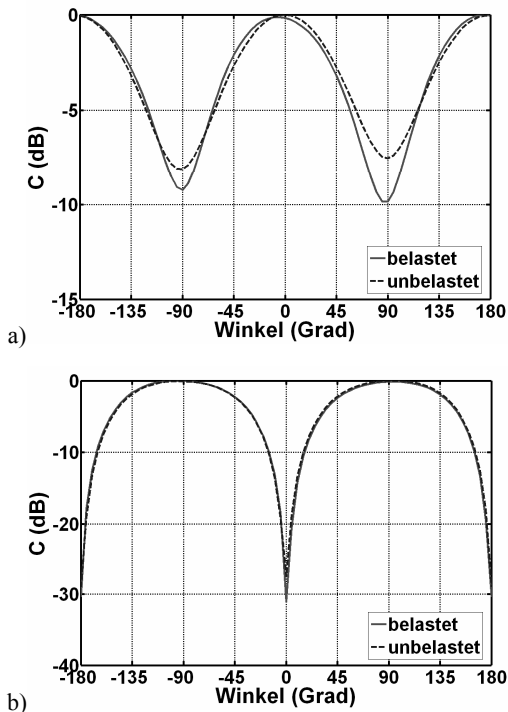


Bild 10.27: Antennenrichtdiagramm bei 2,45 GHz: a) Azimut- und b) Elevationsebene

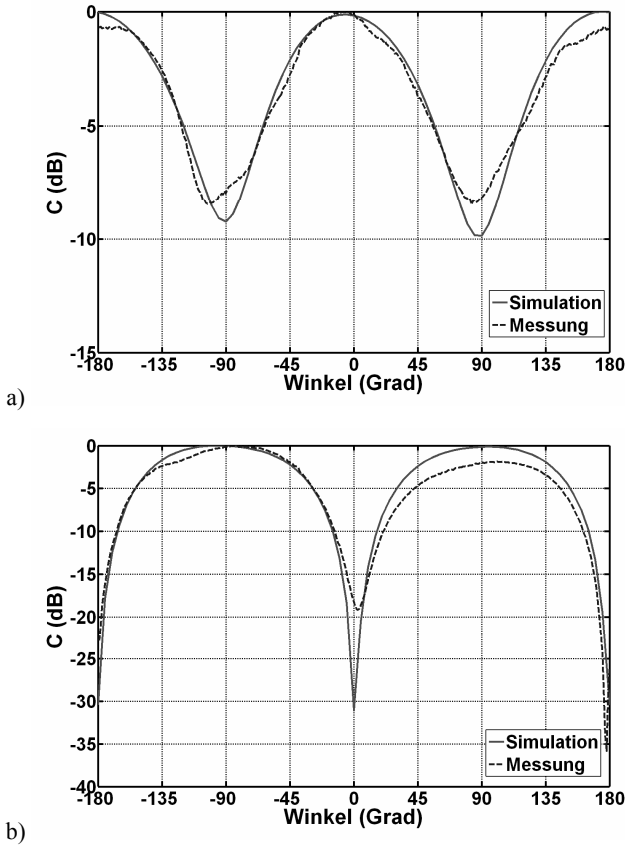


Bild 10.28: Simuliertes und gemessenes a) Azimut- und b) Elevationsrichtdiagramm bei 2,45 GHz

In Tabelle 10.4 sind die Designparameter dieser Antenne aufgelistet.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	19
Dipolbreite	0,75
Abstand zwischen den Dipolen	40
Kapazitätslänge	6,93
Kapazitätsbreite	5
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 10.4: Designparameter der Z-Antenne mit T-förmiger kapazitiver Belastung

Anhand der Ergebnisse der Richtcharakteristik und des Gewinns zeigt auch die Z-Antenne ein gewisses Potential zur Verkleinerung der Antenne. Bei ultrabreitbandigen Strukturen, wie sie beispielsweise in Abschnitt 7.3.2 vorkommen, müssen lediglich die größten Dipole belasten werden, da sie im Wesentlichen die Antennengröße bestimmen. Bei Strukturen wie in Abschnitt 7.3.1 muss jedoch aufgrund der vorhandenen Antennengeometrie ein Kompromiss bezüglich der Verwendung einer kapazitiven Belastung gefunden werden. In diesem Fall müssten aller Voraussicht nach mehrere Dipole belastet werden, und es könnte aufgrund der vorhandenen Struktur der Antenne zu verstärkten Kopplungen zwischen den Dipolen kommen.

11 Alternative Speisung der Antenne

In diesem Kapitel soll eine weitere Speisemöglichkeit der Antennen dieser neuen Antennenklasse betrachtet werden. Bei der direkten Speisung mit einem Koaxialkabel wird eine symmetrische Leitung über ein unsymmetrisches Kabel gespeist. Aufgrund dieser unsymmetrischen Erregung der Strahlerzweige entstehen Mantelwellen auf dem Außenleiter des Koaxialkabels, und deshalb kann sich die Richtcharakteristik der Antenne aufgrund parasitärer Abstrahlung des Kabels ändern. Des Weiteren werden die Dipolhälften eines jeden Dipols mit unterschiedlichen Amplituden gespeist, was ebenfalls zur Verzerrung der Richtcharakteristik führen kann [Rot01]. Um diese Probleme zu beheben, wird ein Balun bei der Speisung der Antenne benötigt. Die Antennengeometrie sollte dabei möglichst einfach bezüglich der Herstellung, der Größe und des Preises bleiben. Aus diesem Grunde soll die Antenne über ein Koaxialkabel und eine getaperte Leitung gespeist werden, die mit auf das Substrat geätzt werden kann. Diese Leitung bewirkt eine Transformation von dem unsymmetrischen Koaxialleiter auf eine symmetrische Bandleitung [Rot01]. Verwendet wird hierbei eine lineare Taperung. Mit dem Programm Agilent ADS LineCalc [Ads05] wurden die Abmessungen der Leitung berechnet. Die Breite der Mikrostreifenleitung am Koaxialkabel beträgt 3,75 mm, die Breite der Bandleitung vor der Abzweigung beträgt 4,93 mm. Die Taperung wurde für die Frequenz 2 GHz ausgelegt und erstreckt sich über eine Länge von $\lambda/4$, sie beträgt 37,5 mm. Das Koaxialkabel wurde bei der Simulation nicht implementiert.

11.1 Monobandige H-Antenne

Bild 11.1 zeigt das monobandige Dipol-Array der H-Antenne mit einer getaperten Leitung. Die Antenne wurde für die Frequenz 2,45 GHz optimiert, um sie mit dem monobandigen Dipol-Array aus Abschnitt 5.1 vergleichen zu können. Bei der Entwicklung dieser Antenne ergaben sich eine Dipollänge von 48,9 mm und ein Abstand der Dipole von 39,8 mm. Diese Werte liegen im Bereich der Antenne mit direkter Speisung. Aufgrund der Länge der getaperten Leitung wurde die

Substratfläche dagegen etwas vergrößert.

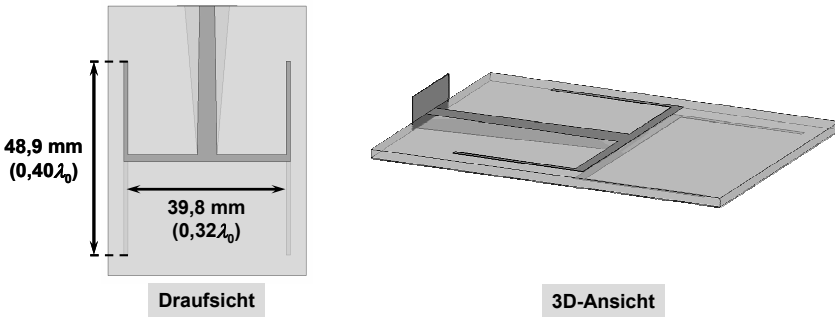


Bild 11.1: Monobandige H-Antenne mit getaperter Leitung

Die Eingangsanpassung der Antenne ist in Bild 11.2 dargestellt. Die relative Bandbreite beträgt sowohl in der Simulation als auch in der Messung ungefähr 27 %. In der Messung kann man eine leichte Verschiebung der Resonanzfrequenz zu höheren Frequenzen erkennen.

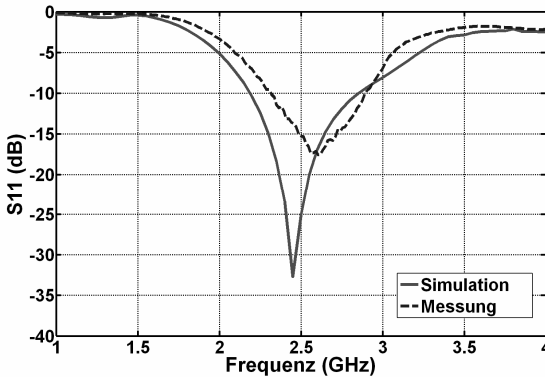


Bild 11.2: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der monobandigen H-Antenne mit getaperter Leitung

Mit einem Gewinn von ca. 3,5 dBi bei der Frequenz 2,45 GHz ist der Gewinn minimal größer als bei der direkten Speisung mit einem Koaxialkabel. Mit der Messung des Gewinns in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$ konnte die Simulation annähernd bestätigt werden (Bild 11.3).

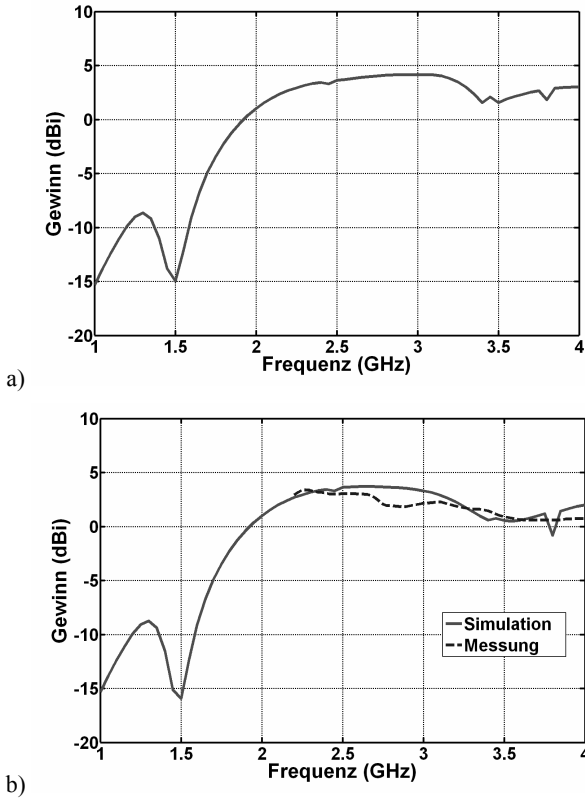


Bild 11.3: a) Maximaler Gewinn und b) gemessener und simulierter Gewinn einer monobandigen H-Antenne mit getaperter Leitung bei $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$

Für die Frequenz 2,45 GHz ist die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik in Bild 11.4 dargestellt.

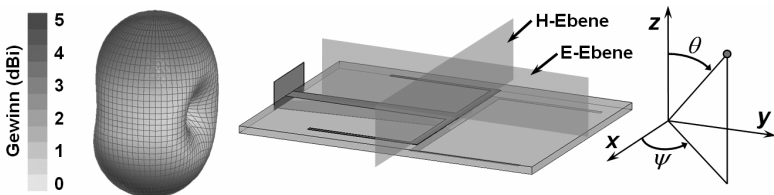


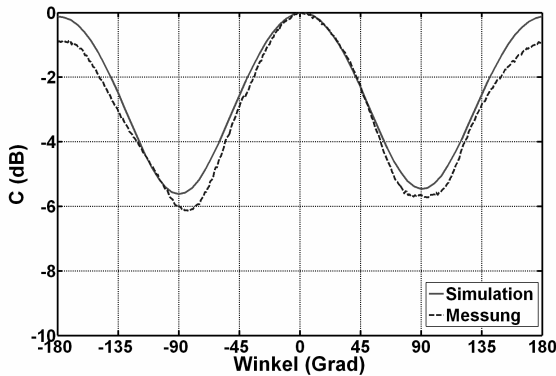
Bild 11.4: 3D-Richtcharakteristik bei 2,45 GHz

In der H-Ebene (Bild 11.5a) bilden sich dabei zwei Strahlungsmaxima bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ aus, die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ beträgt jeweils ca.

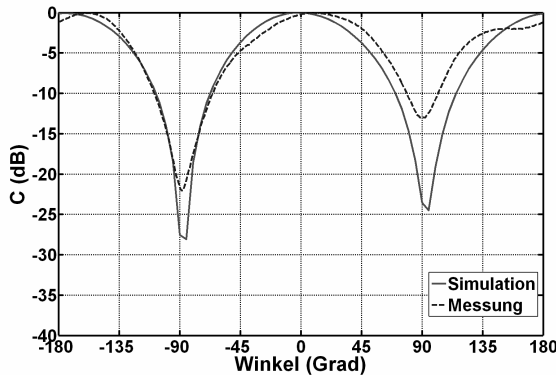
100°. In Richtung $\theta = \pm 90^\circ$ bilden sich zwei Minima aus. Der Unterschied zwischen den Maxima und Minima beträgt in dieser Ebene ungefähr 6 dB. Die Messergebnisse liefern eine gute Übereinstimmung zur Simulation.

In der E-Ebene (Bild 11.5b) besitzt die Antenne ebenfalls zwei Maxima bei einem Winkel von $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ und zwei Nullstellen bei den Winkeln $\theta = \pm 90^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ beträgt ungefähr 90° . Auch in dieser Ebene liefern die Messwerte eine gute Übereinstimmung zur Simulation und verifizieren diese somit.

Im Vergleich zur direkt gespeisten Antenne aus Abschnitt 5.1 hat sich die Richtcharakteristik somit nur geringfügig geändert.



a)



b)

Bild 11.5: Antennenrichtdiagramm: a) H-Ebene und b) E-Ebene

Die Parameter zur Erstellung dieser Antenne können Tabelle 11.1 entnommen werden.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	48,87
Dipolbreite	1,03
Abstand zwischen den Dipolen	39,75
Länge der getaperten Leitung	37,5
Mikrostreifenleitungsbreite	3,75
Bandleitungsbreite	4,92
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 11.1: Designparameter der monobandigen H-Antenne mit getapeter Leitung

Dieses Dipol-Array mit der getaperten Leitung zeigt bezüglich ihrer charakteristischen Eigenschaften wie Gewinn oder Richtcharakteristik nahezu identische Ergebnisse im Vergleich zur direkt gespeisten Antenne. Aufgrund dieser Ergebnisse und des Größenvorteils ist die Verwendung einer solchen getaperten Leitung bei dieser monobandigen Struktur nicht erforderlich, kann jedoch aufgrund der Steckerposition bestimmte Vorteile bei der Antennenmontage in einem Gehäuse bieten.

Im Folgenden soll nun eine dualbandige Struktur mit einer getaperten Leitung versehen und bezüglich der Ergebnisse mit der direkt gespeisten Antenne verglichen werden.

11.2 Dualbandige H-Antenne

Analog zu der bisher betrachteten direkten Speisung wurde auch in diesem Fall die monobandige Struktur der H-Antenne durch Hinzufügen eines weiteren Dipolpaares auf eine dualbandige Antenne erweitert. Optimiert wurde die Antenne ebenfalls für die verschiedenen WLAN-Bänder bei 2,45 GHz und 5,5 GHz.

In Bild 11.6 ist das entwickelte dualbandige Dipol-Array abgebildet. Für die inneren Dipole, die das obere Frequenzband abdecken sollen, ergab sich bei der Optimierung eine Länge von 20,9 mm bei einem Abstand von 17 mm. Der Abstand der Dipole wurde somit größer als bei der direkten Speisung. Der Grund dafür ist, dass die Dipole sonst mit der zusätzlichen Speiseleitung koppeln würden. Des Weiteren ergab sich für die äußeren langen Dipole ein Abstand von 45 mm bei einer Länge von 51,2 mm. Der Abstand dieser Dipole wurde somit ebenfalls deutlich größer.

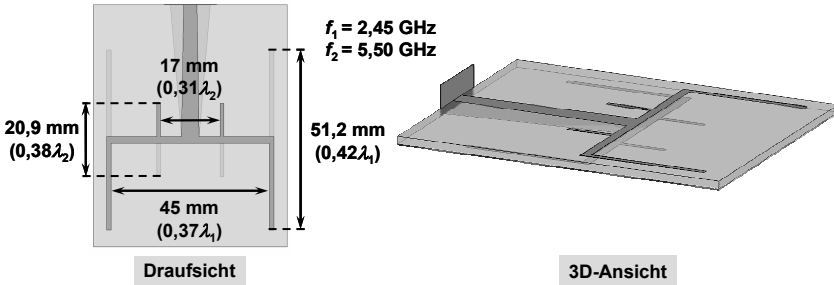


Bild 11.6: Dualbandige H-Antenne mit getaperter Leitung

Bild 11.7 zeigt den Eingangsreflexionsfaktor der Antenne. Für den unteren Frequenzbereich kann man eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation erkennen, im oberen Frequenzbereich kommt es dagegen zu Abweichungen. Die Antenne könnte aber für den gewünschten Frequenzbereich komplett angepasst werden.

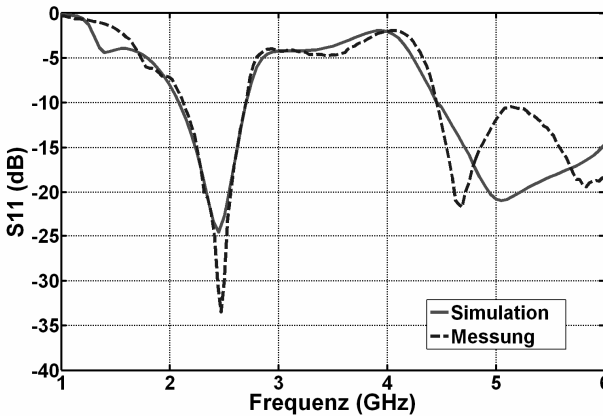


Bild 11.7: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der dualbandigen H-Antenne mit getaperter Leitung

Im unteren Frequenzband beträgt der Gewinn ungefähr 4 dBi, im oberen Frequenzband über 5 dBi (Bild 11.8). Anhand einer Messung in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$ konnte das Simulationsergebnis verifiziert werden.

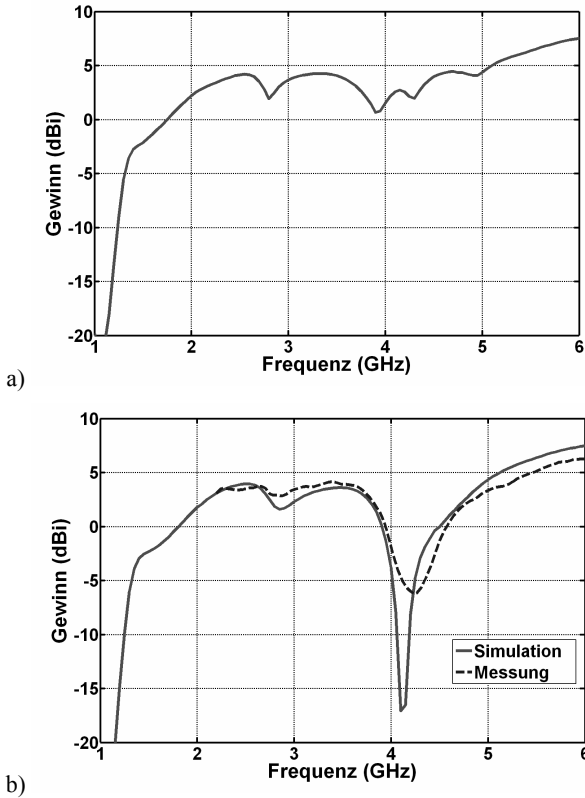


Bild 11.8: a) Simulierter maximaler Gewinn und b) simulierter und gemessener Gewinn einer dualbandigen H-Antenne mit getaperter Leitung bei $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 0^\circ$

Die dreidimensionale Ansicht der Antenne mit der Richtcharakteristik bei den Frequenzen 2,45 GHz und 5,05 GHz ist in Bild 11.9 dargestellt. Hierbei kann man in beiden Frequenzbereichen leichte Verzerrungen der Richtcharakteristik erkennen.

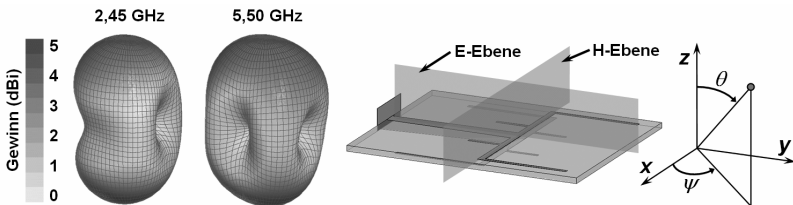


Bild 11.9: 3D-Ansicht der Antenne mit der Richtcharakteristik bei 2,45 GHz und 5,05 GHz

In der H-Ebene (Bild 11.10a) besitzt die Richtcharakteristik zwei Maxima bei den Winkeln $\theta=0^\circ$ und $\theta=180^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ beträgt im unteren Frequenzband jeweils ca. 90° , im oberen Frequenzband ist sie deutlich kleiner und beträgt ungefähr 70° . Weiterhin bilden sich zwei Minima aus. Für den oberen Frequenzbereich kommt es dabei einerseits zu einer Verschiebung dieser Nullstellen zu größeren Winkeln, und andererseits fallen diese Minima deutlich kleiner aus. Bei der Messung wurden vor allem bei der Frequenz 5,5 GHz größere Abweichungen festgestellt (Bild 11.10b).

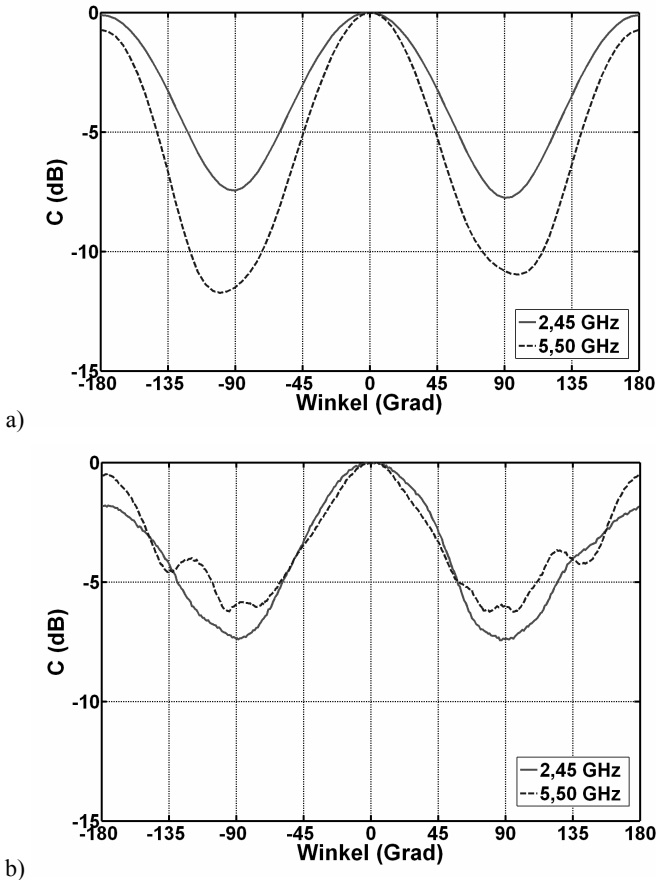


Bild 11.10: a) Simulierte und b) gemessene Richtcharakteristik in der H-Ebene

In der E-Ebene (Bild 11.11a) bilden sich zwei Strahlungsmaxima ungefähr bei $\theta=0^\circ$ und $\theta=180^\circ$ und zwei Nullstellen bei $\theta=\pm 90^\circ$ aus. Für die Frequenz

2,45 GHz ist die Antennenkeule leicht verzerrt. Bei der Messung (Bild 11.11b) wurden ebenfalls einige Abweichungen festgestellt, die vor allem bei der oberen Frequenz auf die verwendete Halterung bei der Messung zurückzuführen sind.

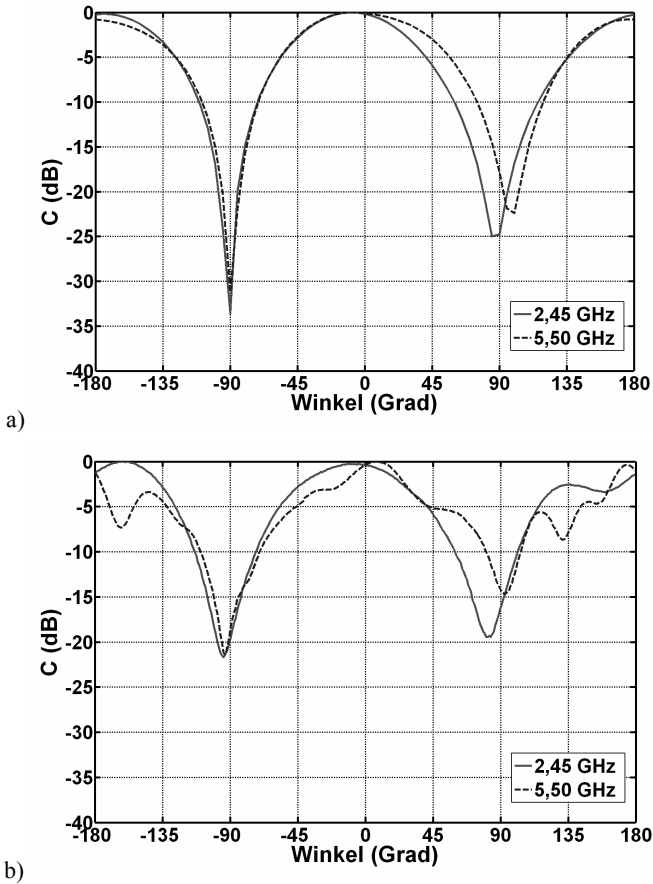


Bild 11.11: a) Simulierte und b) gemessene Richtcharakteristik der E-Ebene

Die zum Entwickeln dieser Antenne notwendigen Parameter sind in Tabelle 11.2 aufgelistet.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge 1	20,87
Dipolbreite 1	1,05
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte	8,5
Dipollänge 2	51,17
Dipolbreite 2	1,23
Abstand zwischen Dipol 2 und Antennenmitte	22,5
Länge der getaperten Leitung	37,5
Mikrostreifenleitungsbreite	3,75
Bandleitungsbreite	4,92
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 11.2: Designparameter der dualbandigen H-Antenne mit getapeter Leitung

Im unteren Frequenzbereich erreicht diese Antenne im Vergleich zum direkt gespeisten Dipol-Array ähnliche Ergebnisse bezüglich der Eingangsanpassung und des Gewinns, die Richtcharakteristik ist dagegen etwas verzerrt. Im oberen Frequenzbereich gibt es leichte Probleme mit der Eingangsreflexion, die Richtcharakteristik hingegen kann durch die Verwendung der getaperten Leitung deutlich entzerrt werden. Diese Art der Speisung der dualbandigen Antenne zeigt anhand der Ergebnisse keine wesentliche Verbesserung, so dass aufgrund des größeren Abstandes zwischen den Dipolen und der damit verbundenen größeren Substratfläche dieser Speisung eine direkte Speisung der Antenne vorzuziehen ist. daher wird auf eine Betrachtung für ein ultrabreitbandiges Dipol-Array verzichtet.

11.3 Monobandige S-Antenne

Die monobandige S-Antenne wurde analog zur H-Antenne ebenfalls mit einer linear getaperten Leitung versehen und für die WLAN-Anwendung bei 2,45 GHz optimiert. In Bild 11.12 ist das entstandene monobandige Dipol-Array zu sehen. Mit einer Dipollänge von 43,3 mm und einem Abstand der Dipole von 52,5 mm ergab sich bei dieser Optimierung eine Substratfläche, die im Vergleich zum direkt gespeisten Dipol-Array um etwa 40 % größer ist. Dies ist vor allem auf den Abstand zwischen den Dipolen zurückzuführen, der bei dieser Speisung um ca. 15 mm größer ist.

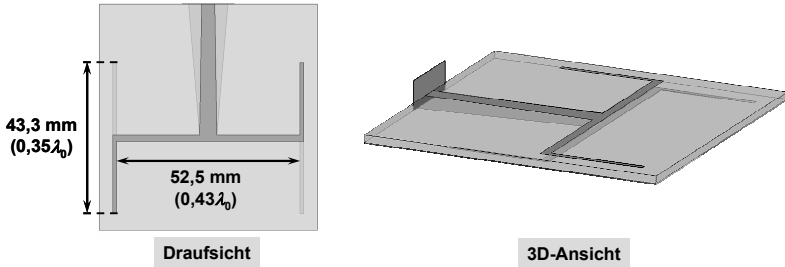
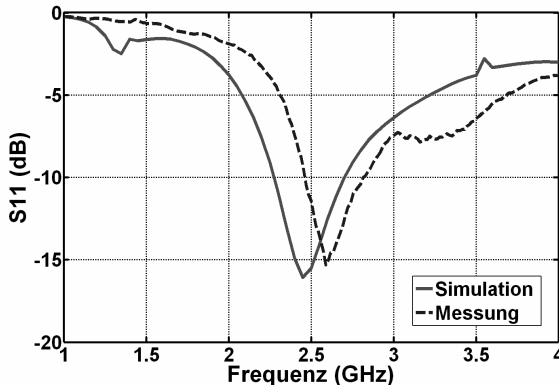


Bild 11.12: Monobandige S-Antenne mit getaperter Leitung

Bild 11.13 zeigt die Eingangsanpassung der Antenne. Sowohl in der Simulation als auch in der Messung beträgt die relative Bandbreite ungefähr 13 %. Bei der Messung des Eingangsreflexionsfaktors kam es wie bei der H-Antenne in Abschnitt 11.1 zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz zu höheren Frequenzen.

Bild 11.13: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der monobandigen S-Antenne mit getaperter Leitung

Der maximale Gewinn dieser Antenne bei der Frequenz 2,45 GHz beträgt in etwa 4 dBi (Bild 11.14a). Damit liegt der Gewinn um ca. 1 dB oberhalb des Gewinns bei einer direkten Speisung mit dem Koaxialkabel. Durch eine Messung in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 90^\circ$ konnte die Simulation verifiziert werden (Bild 11.14b).

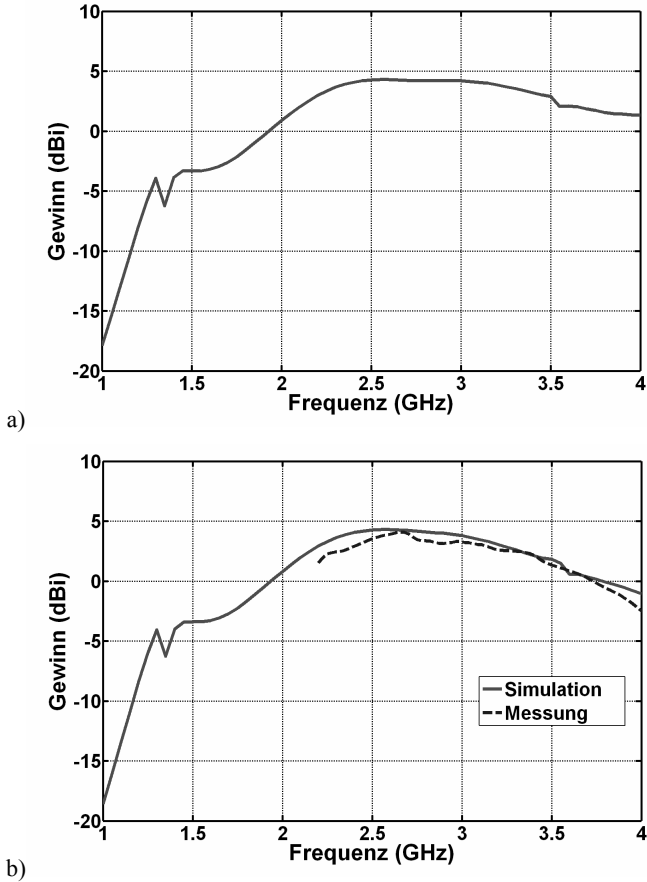


Bild 11.14: a) Maximaler Gewinn und b) gemessener und simulierter Gewinn bei $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 90^\circ$

Für die Frequenz 2,45 GHz ist die simulierte dreidimensionale Richtcharakteristik der Antenne in Bild 11.15 dargestellt. Man kann hierbei eine bidirektionale Form mit den beiden Maxima in der Antennenebene erkennen.

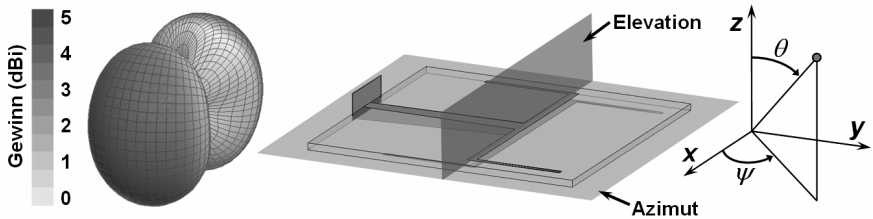


Bild 11.15: 3D-Richtcharakteristik bei 2,45 GHz

In der Azimutebene besitzt die Richtcharakteristik zwei Strahlungsmaxima bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ und zwei Nullstellen bei $\psi = \pm 90^\circ$. Die Halbwertsbreite $\Delta\psi_{3\text{dB}}$ beträgt jeweils ungefähr 80° (Bild 11.16). In der Elevationsebene bilden sich zwei Maxima bei $\theta = \pm 90^\circ$, die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ beträgt jeweils ca. 110° . Bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 180^\circ$ bilden sich zwei Nullstellen aus (Bild 11.17).

Sowohl in der Azimutebene als auch in der Elevationsebene ergab sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Messung und der Simulation, die Richtcharakteristik konnte somit bestätigt werden.

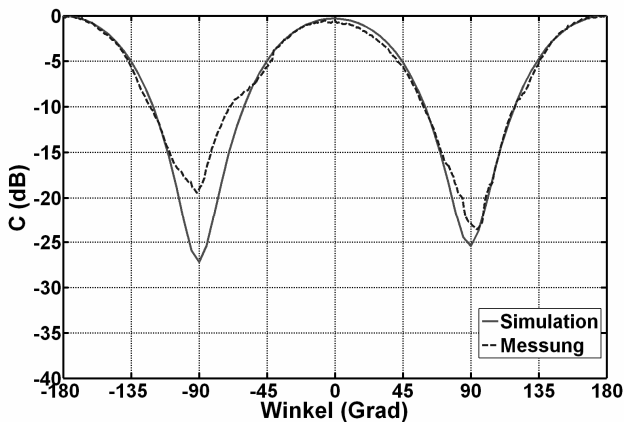


Bild 11.16: Azimutrichtdiagramm bei 2,45 GHz

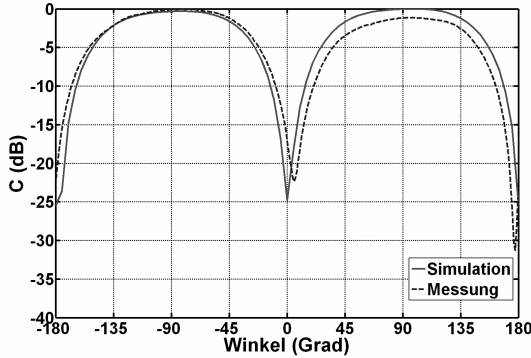


Bild 11.17: Elevationsrichtdiagramm bei 2,45 GHz

Diese Art der Speisung zeigt bei der monobandigen Antennenstruktur der S-Antenne sehr gute Ergebnisse bezüglich der charakteristischen Eigenschaften wie Anpassung, Gewinn und Richtcharakteristik. Nachteilig dabei ist die größere Antennenabmessung im Vergleich zur direkt gespeisten Antenne. Durch die wenigen Designparameter bei der Entwicklung lässt sich diese Antenne leicht auf beliebige schmalbandige Dienste anpassen. Die Parameter können der Tabelle 11.3 entnommen werden.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge	43,34
Dipolbreite	1,1
Abstand zwischen den Dipolen	52,5
Länge der getaperten Leitung	37,5
Mikrostreifenleitungsbreite	3,75
Bandleitungsbreite	4,92
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 11.3: Designparameter der monobandigen S-Antenne mit getapeter Leitung

11.4 Dualbandige S-Antenne

Anhand der guten Ergebnisse bei der schmalbandigen Antennenstruktur wurde die S-Antenne ebenfalls durch das Hinzufügen eines weiteren Dipolpaares auf eine dualbandige Struktur erweitert. Hierbei wurde wiederum eine Optimierung der Antenne für die verschiedenen WLAN-Bänder bei 2,45 GHz und 5,5 GHz durchgeführt. Das entstandene Dipol-Array ist in Bild 11.18 dargestellt. Bei den äußeren langen Dipolen ergab sich für die Resonanzfrequenz 2,45 GHz eine

Dipollänge von 43,2 mm bei einem Abstand von 53 mm, bei den inneren Dipolen für die Bänder bei 5,5 GHz ergaben sich eine Länge von 20,1 mm und ein Abstand der Dipole von 18,5 mm. Im Vergleich zur direkt gespeisten Antenne entspricht dies bei beiden Dipolpaaren einem vergrößerten Dipolabstand und einer damit verbundenen Vergrößerung der Antennenfläche. Diese Vergrößerung der Antenne fällt bei diesem dualbandigen Dipol-Array jedoch nicht ganz so groß aus wie bei der monobandigen Struktur im vorherigen Abschnitt.

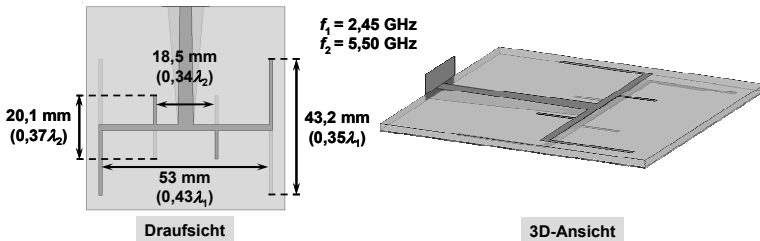


Bild 11.18: Dualbandige S-Antenne mit getaperter Leitung

Die Eingangsanpassung des dualbandigen Dipol-Arrays ist in Bild 11.19 zu sehen. Im unteren Frequenzbereich hat die Antenne eine relative Bandbreite von 17 %, im oberen Frequenzbereich von 24 %. Bei der Messung ist hierbei über den kompletten Frequenzbereich eine Verschiebung zu höheren Frequenzen gegenüber der Simulation zu beobachten.

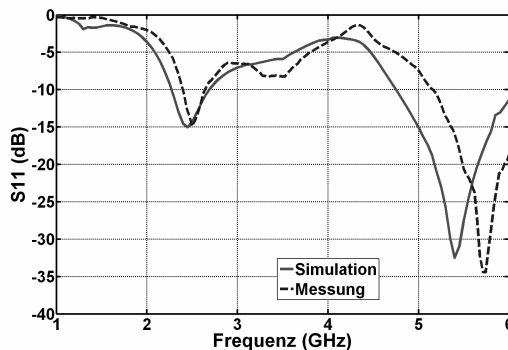


Bild 11.19: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der dualbandigen S-Antenne mit getaperter Leitung

Mit einem Gewinn von ca. 4 dBi im unteren und 5 dBi im oberen Frequenzbereich erreicht die Antenne einen ähnlichen Wert wie bei der direkten Speisung (Bild 11.20). Die Messung des Gewinns in Richtung der Winkel $\psi = 0^\circ$ und

$\theta = 90^\circ$ ist auf der rechten Seite dargestellt und zeigt eine gute Übereinstimmung zur Simulation.

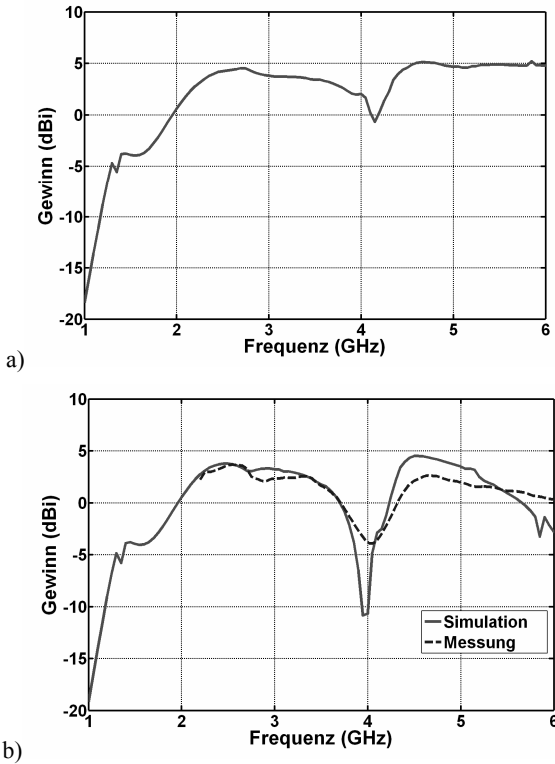


Bild 11.20: a) Simulierter maximaler Gewinn und b) simulierter und gemessener Gewinn einer dualbandigen S-Antenne mit getaperter Leitung bei $\psi = 0^\circ$ und $\theta = 90^\circ$

Bei der Betrachtung der simulierten dreidimensionalen Richtcharakteristik erkennt man für die Frequenz 5,5 GHz eine leichte Verzerrung. Die Richtcharakteristik besitzt hierbei eine X-förmigen Gestalt (Bild 11.21), die auf zu großen Abstand zwischen den kleinen Dipolen zurückzuführen ist.

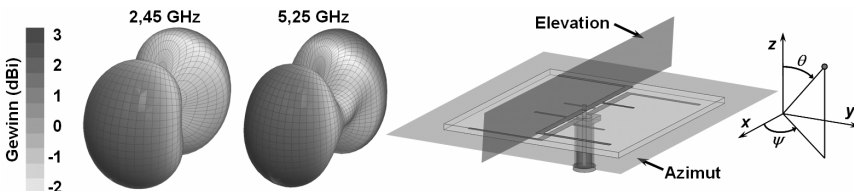


Bild 11.21: 3D-Ansicht der Antenne mit der Richtcharakteristik bei 2,45 GHz und 5,4 GHz

Im Azimutrichtdiagramm (Bild 11.22) bilden sich für die Frequenz 2,45 GHz zwei Maxima bei den Winkeln $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$, die Halbwertsbreite $\Delta\psi_{-3\text{dB}}$ beträgt ca. 80° . Für die Frequenz 5,4 GHz kommt es in der Azimutebene zu Verzerrungen der Richtcharakteristik, die zwei Maxima liegen ungefähr bei den Winkeln $\psi = -35^\circ$ und $\psi = -145^\circ$. Bei den Winkeln $\psi = \pm 90^\circ$ bilden sich für beide Frequenzen zwei Nullstellen. Die Messergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung zu den simulierten Werten.

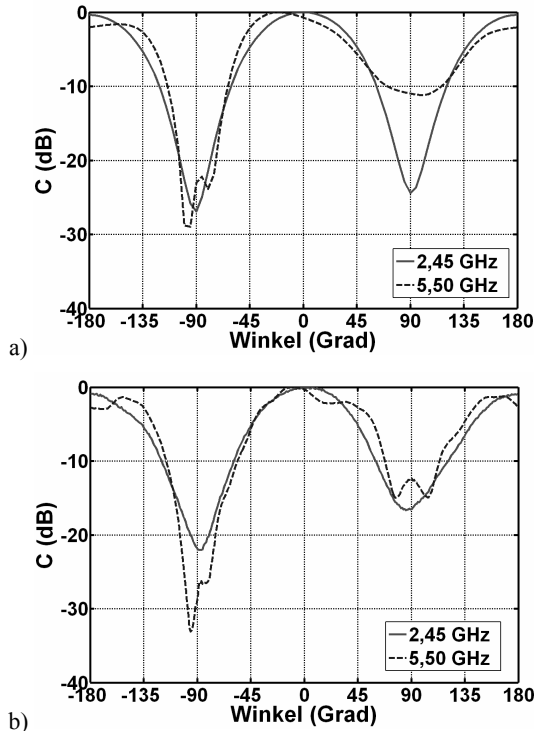


Bild 11.22: a) Simuliertes und b) gemessenes Azimutrichtdiagramm der dualbandigen S-Antenne mit getaperter Leitung

In der Elevationsebene (Bild 11.23) bilden sich für die Frequenz 2,45 GHz zwei Hauptmaxima bei einem Winkel von $\theta = \pm 90^\circ$, die Halbwertsbreite $\Delta\theta_{-3\text{dB}}$ beträgt jeweils über 100° . Für die Frequenz 5,4 GHz besitzt die Richtcharakteristik vier Maxima bei ungefähr $\theta = \pm 45^\circ$ und $\theta = \pm 135^\circ$ mit Einbrüchen von ca. 3dB bei $\theta = \pm 90^\circ$. Die Messergebnisse stimmen sehr gut mit der Simulation überein und verifizieren damit das Simulationsmodell.

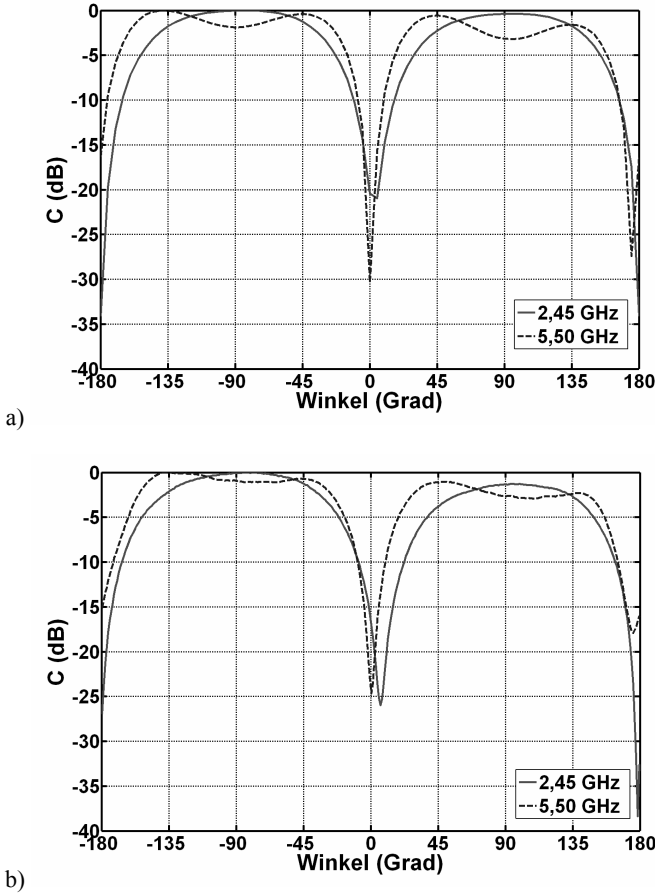


Bild 11.23: a) Simuliertes und b) gemessenes Elevationsrichtdiagramm der dualbandigen S-Antenne mit getaperter Leitung

Das monobandige Dipol-Array der S-Antenne mit der getaperter Leitung zeigte trotz der großen Abmessung eine deutliche Verbesserung der charakteristischen Eigenschaften zu der direkt gespeisten Antenne. Die dualbandige Struktur hingegen weist gegenüber dem direkt gespeisten Dipol-Array keine Verbesserung auf. Der Gewinn beider Antennen ist in etwa gleich groß, und die Richtcharakteristik mit der getaperter Leitung ist für die höheren Frequenzen stark verzerrt. Aus diesem Grund ist die kleinere direkt gespeiste dualbandige S-Antenne diesem Dipol-Array vorzuziehen. Anhand der erreichten Ergebnisse wird auf eine

Untersuchung bei der ultrabreitbandigen Struktur verzichtet.

Die Designparameter zur Entwicklung dieser Antenne sind in Tabelle 11.4 aufgelistet.

Designparameter	Wert (mm)
Dipollänge 1	20,11
Dipolbreite 1	1,02
Abstand zwischen Dipol 1 und Antennenmitte	9,25
Dipollänge 2	43,16
Dipolbreite 2	1,12
Abstand zwischen Dipol 2 und Antennenmitte	26,5
Länge der getaperten Leitung	37,5
Mikrostreifenleitungsbreite	3,75
Bandleitungsbreite	4,92
Zuleitungsbreite	1,87

Tabelle 11.4: Designparameter der dualbandigen S-Antenne mit getaparter Leitung

Die Ergebnisse in diesem Kapitel zeigen sowohl für die H-Antenne als auch für die S-Antenne keine größeren Verbesserungen der charakteristischen Eigenschaften im Vergleich zu einer direkten Speisung der Antenne auf. Des Weiteren werden die Antennenabmessungen durch die Verwendung einer getaperten Leitung teilweise deutlich vergrößert, was nachteilig für den Einsatz ist. Aus diesen Gründen und hinsichtlich der guten Ergebnisse mit der direkten Speisung über ein Koaxialkabel ist ein Einsatz eines solchen Baluns nicht erforderlich.

Auf eine Betrachtung bei den X, Y und Z-Antennen wird aufgrund der Antennengeometrie dieser Antennen verzichtet. Die Dipole würden mit der getaperten Leitung zu stark koppeln, so dass ein sehr viel größerer Abstand der Dipole realisiert werden müsste. Dies würde zu einer Verzerrung der Richtcharakteristik und einer sehr großen Abmessung der Antenne führen.

12 Zusammenfassung

Diese Arbeit beschreibt eine neue Antennenklasse, die aus mehreren neuartigen Antennentypen mit unterschiedlichen Strahlungseigenschaften besteht.

Das praxisbezogene Ziel dieser Arbeit war die Entwicklung von breitbandigen bzw. ultrabreitbandigen Indoor-Basisstationsantennen für den Einsatz in unterschiedlichen Räumen mit nicht nur einem näherungsweise quadratischen Grundriss, sondern auch lang gezogenen Formen, wie sie beispielsweise in einem Flugzeug, einem Zug oder in Fluren vorkommen. Da die auf dem Markt erhältlichen Indoor-Antennen vertikal polarisiert sind, wurde in dieser Arbeit besonders auf die Entwicklung von horizontal polarisierten Antennen Wert gelegt. Diese können dann in Kombination mit vertikal polarisierten Antennen für die Polarisationsdiversität eingesetzt werden, wie es heute bei der Outdoor-Kommunikation im Mobilfunk üblich ist. Die größte Herausforderung stellte hierbei die Entwicklung von multibandfähigen bzw. ultrabreitbandigen Strahlern mit frequenzunabhängigen Strahlungseigenschaften dar, um die Antennen für unterschiedliche Dienste gleichzeitig verwenden zu können. Für eine universale Verwendbarkeit sollten alle vorhandenen Mobilkommunikationsstandards unterstützt werden, die im Frequenzbereich zwischen 0,88 GHz und 5,85 GHz angesiedelt sind.

Im Rahmen dieser Dissertation wurden zunächst Prinzip und theoretische Grundlagen zur Erstellung von ultrabreitbandigen Antennen betrachtet und anhand von einigen Beispielen veranschaulicht. Die bekannten Antennentypen können zwar den in dieser Arbeit gestellten Anforderungen nicht genügen, doch einige ihrer Eigenschaften bzw. Funktionsprinzipien dienten als Ausgangspunkt und Vorbild für die Entwicklung einer neuen Antennenklasse.

Mithilfe von fiktiven infinitesimalen Strahlern wurden zuerst Ideen zur Erstellung von Antennen mit unterschiedlichen Richtcharakteristiken ausgearbeitet und mathematisch beschrieben. Das entstandene Konzept wurde in einem weiteren Schritt auf reale Strukturen aus Halbwellendipolen erweitert und durch Simulationen verifiziert.

Basierend auf den beschriebenen theoretischen Grundlagen wurden im Folgenden mehrere Gruppen neuartiger Antennenstrukturen in Microstrip-Technologie

konzipiert und realisiert. Die Antennen können dabei in fünf Typen unterteilt werden: die H-, S-, X-, Y- und Z-Antenne (Bild 12.1). Es sind hierbei bezüglich der Anpassung unterschiedlich breitbandige Dipol-Arrays entstanden (Bild 12.2).

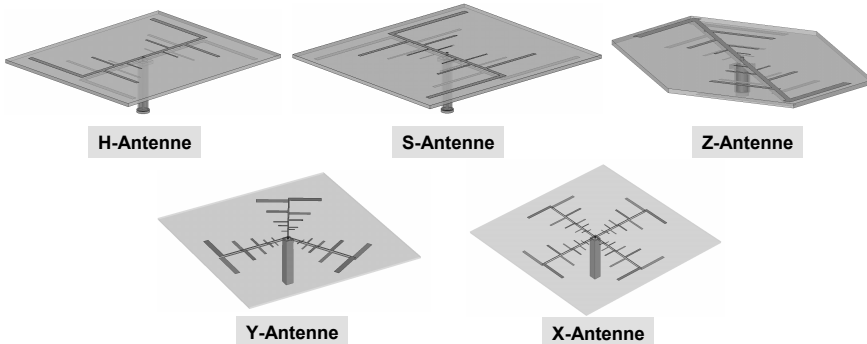


Bild 12.1: Entwickelte ultrabreitbandige mehrzweilige logarithmisch-periodische Antennen

Der Entwicklungsprozess beginnt bei einfachen monobandigen Strukturen, welche nachfolgend auf dualbandige und anschließend auf ultrabreitbandige Geometrien erweitert werden.

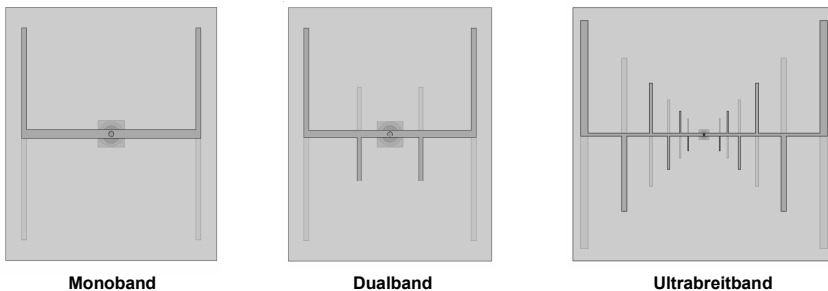


Bild 12.2: Monobandige, dualbandige und ultrabreitbandige Ausführungen am Beispiel einer H-Antenne

Die einfachsten untersuchten Strukturen sind dabei die monobandigen Antennen. Trotz ihrer geringen relativen Bandbreiten (zwischen 16 % und 23 %) können sie bereits zur Abdeckung von einzelnen Diensten wie GSM, UMTS, WiMAX oder WLAN verwendet werden, während die dualbandigen Strukturen mit ihren gemessenen Bandbreiten von jeweils über 40 % mehrere dieser Dienste gleichzeitig abdecken können. Das gesetzte Ziel der gleichzeitigen Abdeckung

sämtlicher Kommunikationsbänder wird jedoch nur mit Hilfe von ultrabreitbandigen Strukturen erreicht, die nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip aufgebaut sind.

Bei jedem der vorgestellten Antennentypen wurde die ultrabreitbandige Struktur zusätzlich mit einem metallischen Reflektor ausgestattet (Bild 12.3). Dies bewirkt einerseits eine Abschirmung der Antenne von der Wand, andererseits können die Verzerrungen der Richtcharakteristiken nachträglich korrigiert werden. Zusätzlich führte dies zu einer Steigerung des Gewinns.

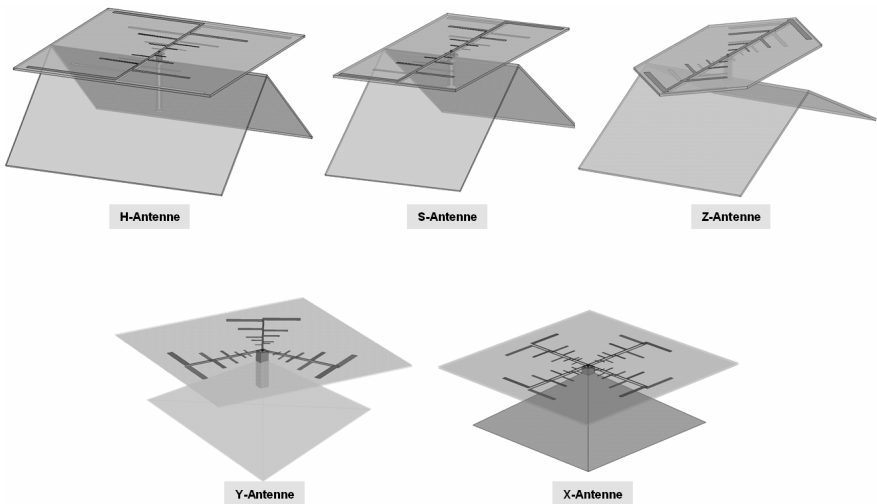


Bild 12.3: Ultrabreitbandige Antennen mit ultrabreitbandigen Reflektoren

Um die Antennenstrukturen verkleinern zu können, wurde anhand der mono-bandigen Strukturen eine kapazitive Belastung der Dipole untersucht. Hierbei hat sich ein gewisses Potential zur Verkleinerung der Antennenfläche herausgestellt. Des Weiteren wurde aufgrund des symmetrischen Aufbaus der Antenne eine alternative Speisung mit einer getaperten Leitung betrachtet. Anhand der erzielten Ergebnisse ist jedoch eine direkte Speisung vorzuziehen, wenn keine andere Steckerposition aus Konstruktionsgründen erforderlich ist.

Mit den entwickelten Antennentypen lassen sich viele verschiedene Richtcharakteristiken erstellen. Ein länglicher Raum kann auf unterschiedliche Arten versorgt werden, ob an der Wand, in der Raummitte oder an der Decke –

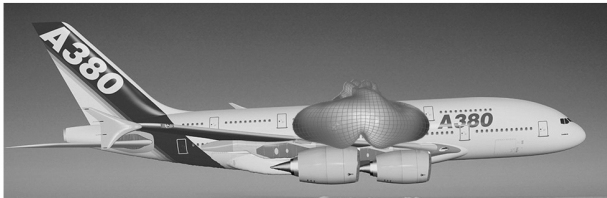
die Antennen können flexibel eingesetzt werden (Bild 12.4). Entscheidend für die Wahl des Antennentyps ist einzig der verfügbare Montageort.



Wand: unidirektional



Mitte: bidirektional



Decke: V-förmig bidirektional

Bild 12.4: Einsatzmöglichkeiten für die Antennen in einem länglichen Raum

In einem näherungsweise quadratischen Raum kann eine Basisstationsantenne ebenfalls an der Wand, in der Raummitte oder an der Decke mit den entsprechenden Richtcharakteristiken (Bild 12.5) befestigt werden.



Wand: unidirektional



Mitte: omnidirektional



Decke: konusförmig

Bild 12.5: Einsatzmöglichkeiten für die Antennen in einem quadratischen Raum

In Bild 12.6 sind noch mal zusammenfassend die wichtigsten grundlegenden Formen der Richtcharakteristiken abgebildet, die mit den in dieser Arbeit entwickelten Antennentypen erzeugt werden können.

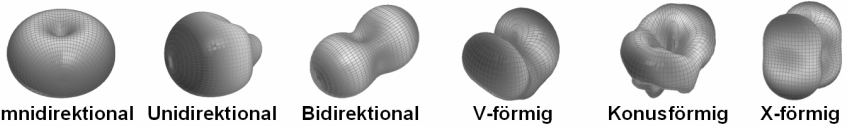


Bild 12.6: Dreidimensionale Richtcharakteristiken der entwickelten Antennentypen

Im Vergleich zu den auf dem Markt erhältlichen breitbandigen Antennen erreichen die gerichteten Antennentypen einen um bis zu 5 dB höheren Gewinn. Dieser höhere Gewinn zeigt, in Verbindung mit der gleichmäßigeren funktechnischen Abdeckung eines lang gezogenen Raumes, das große Potential dieser Antennenstrukturen: die Sendeleistung der Antennen kann deutlich gesenkt werden, was einerseits zu einer Senkung der auftretenden Interferenzen und andererseits zu einer Verminderung der Exposition auf die Personen führt.

Die entstandenen Antennenstrukturen sind auf dem Markt nicht vorhanden und füllen damit mehrere Marktlücken aus. Die Zukunft gehört eindeutig der Integration mobiler Dienste. Hierzu leistet diese Dissertation einen wichtigen Beitrag.

Literaturverzeichnis

- [Ant03] Y. M. M. Antar, "New Directions in Antenna Research Using Dielectrics", Twentieth National Radio Science Conference, INV 1, March 2003.
- [Ant96] Y. M. M. Antar, Z. Fan, "Theoretical investigation of aperture-coupled rectangular dielectric resonator antenna", *IEEE Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 143, no. 2, pp. 113-118, April 1996.
- [Ara94] H. Arai, N. Goto, "Flat antennas for indoor cellular system", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 344 - 347, June 1994.
- [Ara99] H. Arai, "Base station antennas inside tunnels and subway stations, and outdoor compact base station antennas for PDC system in Japan", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 568 - 571, July 1999.
- [Bal05] C. A. Balanis, "*Antenna Theory - Analysis and Design*", 3rd ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 2005.
- [Bal89] C. A. Balanis, "*Advanced Engineering Electromagnetics*", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1989.
- [Bar97] A. S. Barlevy and Y. Rahmat-Samii, "Fundamental constraints on the electrical characteristics of frequency selective surfaces", *Electromagnetics*, vol. 17, pp. 41-68, 1997.
- [Baw60] R. Bawer and J. J. Wolfe, "The spiral antenna", *IRE International Conv. Record*, vol. 8, pp. 84-95, 1960.
- [Bra01] P. Brachat and C. Sabatier, "Wideband omnidirectional microstrip array," *Electronic Letters*, vol. 37, pp. 2-3, Jan. 2001.
- [Brz04a] M. Brzeska, "Planare Basisstationsantennen für die Indoor-Kommunikation", *Diplomarbeit am Institut für Höchtfrequenztechnik*

- und Elektronik der Universität Karlsruhe*, Karlsruhe, Germany, June 2004.
- [Brz04b] M. Brzeska, S. Sevskiy, W. Wiesbeck, "Ultra-Wideband and Multi-Band Antennas for Wireless Communications", *International Astronautical Congress, M.5.12 Near Earth and Interplanetary Communications*, Vancouver, Canada, October 2004.
- [Car61] R. Carrel, "The design of log-periodic dipoles", *IRE International Conv. Record*, vol. 9, pp. 61-75, 1961.
- [Ceo04] "CeoTronics News", no. 28/04, September 2004, www.ceotronics.com.
- [Ceo05] "CeoTronics News", no. 31/05, Oktober 2005, www.ceotronics.com.
- [Coc98] R. Coccioli, W. R. Deal, and T. Itoh, "Radiation characteristics of a patch antenna on a thin pbg substrate", *Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 656-659, Atlanta, Georgia, USA, June 1998.
- [Con03] M. J. B. Constenla, M. Arias, A. G. Pino, O. Rubinos, "Broadband diversity patch antenna for DCS-UMTS indoor environments", *6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, pp. 291 - 293, October 2003.
- [Cor90] R. G. Corzine and J. A. Mosko, "Four-Arm Spiral Antennas", Artech House, Norwood, MA, USA, 1990.
- [Des59] G. A. Deschamps, "Impedance properties of complementary multiterminal planar structures", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, pp. 371-378, December 1959.
- [Dub77] G. Dubost, S. Zisler, "Breitband-Antennen: Theorie und Anwendung", 1. Aufl., München, Wien: Oldenbourg, 1977.
- [Duh57] R.H. DuHamel and D.E. Isbell, "Broadband logarithmically periodic antenna structures", *IRE National Conv. Record*, vol. 5, pp. 119-128, 1957.
- [Duh58] R. H. DuHamel, F. R. Ore, "Logarithmically periodic antenna designs", *IRE Nat. Conv. Rec.*, vol. 6, Pt. I, pp. 139-151, 1958.
- [Dys59a] J. D. Dyson, "The equiangular spiral antenna", *IRE Transactions on*

Antennas and Propagation, vol. 7, pp. 181-187, April 1959.

- [Dys61] J. D. Dyson, P. E. Mayes, R. Bawer, and J. I. Wolfe, "A note on the difference between equiangular and archimedean spiral antennas", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 9, pp. 203-205, March 1961.
- [Ess96] K. P. Esselle, "A Low-Profile Rectangular Dielectric Resonator Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 9, pp. 1296-1297, September 1996.
- [Fos98] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, March 1998.
- [Fuj94] K. Fujimoto, J. R. James, "*Mobile Antenna Systems Handbook*", Artech House, Boston, London, 1994.
- [Fuj97] K. Fujimori, H. Arai, "Indoor propagation characteristics including radiation pattern and polarization of base station", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 2006 - 2009, July 1997.
- [Gar04] R. Gardelli, G. La Cono, M. Albani, "A low-cost suspended patch antenna for WLAN access points and point-to-point links", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 90 - 93, 2004.
- [Gib79] P. J. Gibson, "The vivaldi aerial", *Proceedings 9th European Microwave Conference*, pp. 101-105, Brighton, UK, June 1979.
- [Gra01] K. J. Grandell, "Indoor antennas for WCDMA systems", *11th International Conference on Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 208 - 211, April 2001.
- [Gsc00] E. Gschwendtner and W. Wiesbeck, "Low-cost spiral antenna with dual-mode radiation pattern for integrated radio services", *Millennium Conference on Antenna and Propagation AP2000*, Davos, Switzerland, April 2000.
- [Gsc01] E. Gschwendtner, "Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge", *Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*, Band 28, ISSN 0942-2935, Mai 2001.

- [Gsc99a] E. Gschwendtner, J. Parlebas, and W. Wiesbeck, "Spiral antenna with frequency-independent coplanar feed for mobile communication systems", *Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation AP-S'99*, pp. 560-563, Orlando, Florida, USA, July 1999.
- [Gsc99b] E. Gschwendtner, D. Löffler, and W. Wiesbeck, "Spiral antenna with external feeding for planar applications", *africon'99 – 5th IEEE African Conference*, pp. 1011-1014, Cape Town, South Africa, September 1999.
- [Guo03] Y.-X. Guo, K.-M. Luk, "Dual-Polarized Dielectric Resonator Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 5, Mai 2003.
- [Guo05] Y. X. Guo, Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, N. Yang, "Miniature embedded multi-band antennas for portable devices", *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp. 213 - 216, March 2005.
- [Gup96] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bhartia, "*Microstrip Lines and Slotlines*", 2nd Edition, Artech House, Boston, 1996.
- [Han98] R. C. Hansen, "*Phased Array Antennas*", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1998.
- [Har63] C. Jr. Harrison, "Monopole with inductive loading", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 4, pp. 394 - 400, July 1963.
- [Her99] N. Herscovivi, E. Dziadek, "Omnidirectional antennas for wireless communication", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 556 - 559, July 1999.
- [Hit03] T. Hitzelberger, "Breitbandige omnidirektionale Log-Per-Antenne", *Diplomarbeit am Institut für Höchtfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*, Karlsruhe, Germany, July 2003.
- [Huf05] J. A. Huffman and T. Cencich, "Modal Impedances of Planar, Non-Complementary, N-fold Symmetric Antenna Structures", *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 110-116, February 2005.
- [Isb60] D. E. Isbell, "Log-periodic dipole arrays", *IRE Transactions on*

Antennas and Propagation, vol. 8, pp. 260-267, May 1960.

- [Jia03] J.-S. Jiang; M. A. Ingram, "Comparison of beam selection and antenna selection techniques in indoor MIMO systems at 5.8 GHz", *Radio and Wireless Conference*, pp. 179 - 182, August 2003.
- [Kai60] J.A. Kaiser, "The archimedean two-wire spiral antenna", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, pp. 312-323, May 1960.
- [Kal00] A. Kalis, T. Antonakopoulos, V. Makios, "A printed circuit switched array antenna for indoor communications", *Digest of Technical Papers of the International Conference on Consumer Electronics*, pp. 142 - 143, June 2000.
- [Kes96] M. P. Kesler, J. G. Maloney, and B. L. Shirley, "Antenna design with the use of photonic band-gap materials as all-dielectric planar reflectors", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 11, no. 4, pp. 169-174, March 1996.
- [Kis03] A. A. Kishk, X. Zhang, A. W. Glisson, and D. Kajfez, "Numerical Analysis of Stacked Dielectric Resonator Antennas Excited by a Coaxial Probe for Wideband Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 8, pp. 1996-2006, August 2003.
- [Kra02] J. D. Kraus, R. J. Marhefka, "*Antennas: For All Applications*", 3rd ed., McGraw-Hill, New York, 2002.
- [Kyr02] P. Kyritsi, D. C. Cox, R. A. Valenzuela, P. W. Wolniansky, "Effect of antenna polarization on the capacity of a multiple element system in an indoor environment", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1227 - 1239, August 2002.
- [Lam05] "A. Lambrecht, "Untersuchung von aperturgekoppelten dielektrischen Resonatorantennen für Anwendungen in der Mobilkommunikation", *Studienarbeit am Institut für Höchtfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*, Karlsruhe, Germany, August 2005.
- [Lau03] K. L. Lau, K. M. Luk, "A dual-band monopolar patch antenna with a rectangular-loop feed", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, pp. 150 - 153, June 2003.

- [Lau05] K. L. Lau, K. M. Luk, "A wide-band monopolar wire-patch antenna for indoor base station applications", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 155-157, 2005.
- [Lau05] K. L. Lau, K. M. Luk, "A wide-band monopolar wire-patch antenna for indoor base station applications", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 155 - 157, 2005.
- [Lig05] L. P. Ligthart, K. Boyle, "Multi-band antennas with integrated circuitry in mobile phones", *5th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, pp. 29 - 35, Kyiv, May 2005.
- [Liu00] T. H. Liu, W. X. Zhang, M. Zhang, and K. F. Tsang, "Low profile spiral antenna with pbg substrate", *Electronic Letters*, vol. 36. no. 9, pp. 779-780, April 2000.
- [Lo99] Y. T. Lo, S.W. Lee, "*Antenna Handbook*", Van Nostrand Reinhold, New York, 1999.
- [Luk04] K. M. Luk, K. W. Leung, "*Dielectric Resonator Antennas*", Research Studies Press, Januar 2004.
- [May92] P. E. Mayes, "Frequency independent antennas and broad-band derivatives thereof", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 1, pp. 103-112, January 1992.
- [McE03] N. J. McEwan, R. A. Abd-Alhameed, E. M. Ibrahim, P. S. Excell, and J. G. Gardiner, "A new design of horizontally polarized and dual-polarized uniplanar conical beam antennas for HIPERLAN", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 2, pp. 229-237, February 2003.
- [Miy01] N. Miyazaki, H. Arai, Y. Ebine, "Indoor wall mounted patch antenna with cocoon-shaped pattern", *Microwave Conference APMC 2001*, vol. 1, pp. 107-110, December 2001.
- [Mon94] R. K. Mongia and P. Bhartia, "Dielectric resonator antennas - a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth", *International Journal on Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, vol. 4, no. 3, pp. 230-247, 1994.
- [Mon97] R. K. Mongia, "Reduced size metallized dielectric resonator antenna, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*,

- pp. 2202-2205, 1997.
- [Mor03] J. D. Morrow, "Polarization-adjustable omnidirectional dipole array," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 223-225, 2003.
- [Mor99] S. P. Morgan, "Prediction of indoor wireless coverage by leaky coaxial cable using ray tracing", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 6, pp. 2005 - 2014, November 1999.
- [Mus96] Y. Mushiake, "*Self-Complementary Antennas*", Springer-Verlag, London, UK, 1996.
- [Nur99] "M. W. Nurnberger, M. A. Abdelmoneum, and J. L. Volakis, "New techniques for extremely broadband planar slot spiral antenna", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation AP-S'99*, pp. 2690-2693, Orlando, Florida, USA, July 1999.
- [Ora03] H. Oraizi, "Optimum design of tapered slot antenna profile", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.51, no. 8, pp. 1987-1995, 2003.
- [Piv04] F. Pivit, G. Fischer, C. Waldschmidt, W. Wiesbeck, "Multi-band base station antenna for diversity and MIMO-applications", *7th European Conference on Wireless Technology*, pp. 269 - 272, 2004.
- [Poz95] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, "*Microstrip Antennas: the analysis and design of microstrip antennas and arrays*", IEEE press, 1995.
- [Pri05] *The Prismark Wireless Technology Report*, A quarterly market and technology analysis of RF wireless systems, modules, and components operating from 100MHz to 100GHz, Prismark Partners LLC, October 2005.
- [Pue96a] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, and F. Benitez, "Fractal multiband antenna based on the sierpinski gasket", *Electronics Letters*, vol. 32, no. 1, pp. 1-2, January 1996.
- [Pue96b] C. Puente, J. Claret, F. Sagues, et al. "Multiband properties of a fractal tree antenna generated by electrochemical deposition", *Electronics Letters*, vol. 32, no. 25, pp. 2298-2299, December 1996.
- [Ree98] J. A. Reed and D. M. Byrne, "Frequency-selective surfaces with multiple apertures within a periodic cell", *Journal of the Optical So-*

ciety of America, vol. 15, no. 3, pp. 660-668, March 1998.

- [Reg04] *Frequenznutzungsplan der Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post im Frequenzbereich 9 kHz bis 275 GHz vom Juli 2004*, RegTP, Postfach 8001, 53105 Bonn.
- [Ros96] F. Rostan, "Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme", *Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*, Band 12, ISSN 0942-2935, 1996.
- [Rot01] K. Rothammel, A. Krischke, "*Rothammels Antennenbuch*", 12. Auflage, DARC Verlag, Baunatal, 2001.
- [Rum57] V. H. Rumsey, "*Frequency Independent Antennas*", IRE National Convention Record, Part I, pp. 114-118, 1957.
- [Rum66] V. H. Rumsey, "*Frequency-Independent Antennas*", Academic Press, New York 1966.
- [Rut97] T. Rutkowski and C. Peixeiro, "Dual-band omnidirectional microstrip patch array antenna for a mobile communication system", *Asia Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC'97*, vol. 1, 2-5, pp. 429 - 432, December 1997.
- [San05] B. Sanz-Izquierdo, J. Batchelor, R. Langley, "Multi-band printed PIFA antennas for wireless picocell basestations", *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp. 205 - 208, March 2005.
- [Sel05] R. Selzer, "Entwicklung von bidirektionalen logarithmisch-periodischen Antennen für die mobile Kommunikation in länglichen Räumen", *Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*, Karlsruhe, Germany, August 2005.
- [Sev01] S. Sevskiy, D. Löffler, and W. Wiesbeck, "Low Cost Base Station Antenna Covering UMTS, DCS1800, and DECT Frequency Bands", *11th Conference and Exhibition on Microwaves, Radio Communication and Electromagnetic Compatibility*, pp. 154-157, Stuttgart, Germany, May 2001.
- [Sev03a] S. Sevskiy, W. Wiesbeck, "Air-Filled Stacked-Patch Antenna",

- International ITG-Conference on Antennas*, ITG-Fachbericht 178, pp. 53-56, Berlin, Germany, September 2003.
- [Sev03b] S. Sevskiy, W. Wiesbeck, "Broadband Dual-Polarized Stacked-Patch Antenna with a High Port Decoupling and DC-Grounded Patches", *6th European Conference on Wireless Technology*, Conference Proceedings, pp. 85-88, Munich, Germany, October 2003.
- [Sev04a] S. Sevskiy, M. Brzeska, and W. Wiesbeck, "Multi-Band Dipole Array for WLAN Access Points", *Joint COST 273/284 Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications*, Gothenburg, Sweden, June 2004.
- [Sev04b] S. Sevskiy, W. Wiesbeck, "Multi-Band Antennas for WLAN Access Points", *Seminar on Radio Techniques and Technologies for Commercial Communication and Sensing Applications*, Berlin, Germany, October 2004.
- [Sev05a] S. Sevskiy, W. Wiesbeck, "Ultra-Broadband Bidirectional Log-Per Dipole Arrays", *11th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, Saint-Malo, France, June 2005.
- [Sev05b] S. Sevskiy, W. Wiesbeck, "Ultra-Broadband Omnidirectional Printed Dipole Arrays", *2005 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Washington DC, USA, July 2005.
- [Sev05c] S. Sevskiy, W. Wiesbeck, "New Class of Multi-Band and Ultra-Wideband Printed Dipole Antennas", *IEE Seminar on Wideband and Multi-Band Antennas and Arrays*, pp. 60-63, Birmingham, UK, September, 2005
- [Shu01] Y. H. Shum, K. M. Luk, "Design of dual-band L-probe patch antenna for mobile communications", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, pp. 94 - 97, July 2001.
- [Sig96] M. M. Sigalas, R. Biswas, and K.-M. Ho, "Theoretical study of dipole antennas on photonic band-gap materials", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 13, no. 4, pp. 205-209, May 1996.
- [Sim04] T. L. Simpson, "The disk loaded monopole antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 542 - 550, no. 2, February 2004.

- [Sin99] M. Sindou, G. Ablart, and C. Sourdois, "Multiband and wideband properties of printed fractal branched antennas", *Electronics Letters*, vol. 35, no. 3, pp. 181-182, February 1999.
- [Siv63] R. Sivan-Sussman, "Various Modes of the Equiangular Spiral Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, pp. 533-539, September 1963.
- [Smi66] C. E. Smith, "*Log-periodic antenna design handbook*", Smith-Electronics Press, Cleveland, Ohio, 1966.
- [Son99] P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, D. Wake, "Triple-band planar inverted F antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 908 - 911, July 1999.
- [Stu98] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, "*Antenna Theory and Design*" 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1998.
- [Tun99] E. Tung, R. H. Johnston, "A multiport antenna for indoor PCS smart receiver", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, pp. 2436 - 2439, July 1999.
- [Uzu79] N. Uzunoglu, N. Alexopoulos, J. Fikioris, "Radiation properties of microstrip dipoles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 6, pp. 853 - 858, November 1979.
- [Vir97] K. L. Virga, Y. Rahmat-Samii, "Low-profile enhanced-bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 10, part 2, pp. 1879 - 1888, October 1997.
- [Wal02a] C. Waldschmidt, S. Schulteis und W. Wiesbeck, "Pattern and polarization Diversity in MIMO-Systems", *IEEE International Symposium on Advances in Wireless Communications*, vol. 1, pp. 11-12, 2002.
- [Wal02b] C. Waldschmidt, T. Fügen, W. Wiesbeck, "Spiral and Dipole Antennas for Indoor MIMO-Systems", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, no. 1, pp. 176-178, 2002.
- [Wal03] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, T. Fügen, W. Wiesbeck, "Measurements and simulations of compact MIMO-systems based on polarization diversity", *IEEE Topical Conference on Wireless Communica-*

- tion Technology*, pp.284 - 285, October 2003.
- [Wal04a] C. Waldschmidt, "Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays", *Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*, Band 41, ISSN 0942-2935, 2004.
- [Wal04b] C. Waldschmidt, W. Wiesbeck, "Compact wide-band multimode antennas for MIMO and diversity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 8, pp. 1963 - 1969, August 2004.
- [Wee68] W. L. Weeks, "Antenna engineering", McGraw-Hill, New York, 1968.
- [Whe61] M. S. Wheeler, "On the radiation from several regions in spiral antennas", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, pp. 100-102, January 1961.
- [Wie05] W. Wiesbeck, "Antennen und Antennensysteme", Skriptum zur Vorlesung an der Universität Karlsruhe, 2005.
- [Wir04a] *Wireless Europe*, no. 33, June/July 2004, Institute of Physics Publishing Ltd, Dirac House, Tample Back, Bristol, BS1 6BE, UK.
- [Wir05a] *Wireless Europe*, no. 36, December/January 2005, Institute of Physics Publishing Ltd, Dirac House, Tample Back, Bristol, BS1 6BE, UK.
- [Wir05c] *Wireless Europe*, no. 40, August/September 2005, Institute of Physics Publishing Ltd, Dirac House, Tample Back, Bristol, BS1 6BE, UK.
- [Wir05d] *Wireless Europe*, no. 41, October/November 2005, Institute of Physics Publishing Ltd, Dirac House, Tample Back, Bristol, BS1 6BE, UK.
- [Woh69] R. Wohlleben, "Die Typen linear-polarisierter logarithmisch-periodischer Antennen", NTZ, Heft 9, pp. 531-542, 1969.
- [Wu94] T.-K. Wu and S.-W. Lee, "Multiband frequency selective surface with multiring patch elements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, pp. 1484-1490, November 1994.
- [Wyk98] M. J. van Wyk, "Development of a Three-Octave Bandwidth Printed LPDA", *Master Studies at the University of Stellenbosch, SA*, December 1998.

- [Yan97] H.-Y. D. Yang, N. G. Alexópolous, and E. Yablonovitch, "Photonic band-gap materials for high-gain printed circuit antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 1, pp. 185-187, January 1997.
- [Yan99] X. Yang, J. Chiochetti, D. Papadopoulos, and L. Susman, "Fractal antenna elements and arrays", *Applied Microwave and Wireless*, vol. 11, no. 5, pp. 34-46, 1999.
- [Yin05] Xiaoxing Yin, Zigu Su, Wei Hong, Tie Jun Cui, "An ultra wideband tapered slot antenna", *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2A, pp. 516 - 519, July 2005.
- [Yng85] K. S. Yngvesson "Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 12, pp. 1392-1400, 1985.
- [Zha03] Y. Zhang, "Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas", *Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*, Band 37, ISSN 0942-2935, 2003.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name:	Sergey Sevskiy
Geburtsdatum:	11. April 1975
Geburtsort:	Gorki, Russland
Staatsangehörigkeit:	ukrainisch
Familienstand:	ledig

Schulbildung

1982 – 1984	Grundschule №79 in Krivoy Rog, Ukraine
1984 – 1992	Mittelschule №23 in Krivoy Rog, Ukraine

Studium

1993 – 1998	Studium der Elektrotechnik an der Charkower Technischen Staatsuniversität für Elektrotechnik, Ukraine
-------------	---

Berufsweg

1999 – 2005	Gastwissenschaftler und anschließend wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH) Mitarbeit in Forschung und Lehre
seit 2006	Entwicklungsingenieur bei BenQ Mobile GmbH & Co. OHG, Kamp-Lintfort

