



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

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

Werner Sörgel

Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik

Band 51

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

Heinrich Hertz hat vor 120 Jahren seine Versuche zum Nachweis elektromagnetischer Wellen mit Funken aus einem Induktor durchgeführt. Funken erzeugen ein sehr breitbandiges Spektrum. Nur durch eine schmalbandige Antenne konnte Heinrich Hertz sein Sendespektrum so weit einschränken, dass er erfolgreich die Versuche zum Nachweis der elektromagnetischen Wellen durchführen konnte. Über mehr als hundert Jahre war danach die Ultrabreitband-Technik ein fast vergessenes Forschungsthema. Erst die jüngsten Technologieentwicklungen ließen die Ultrabreitband-Technik attraktiv erscheinen. 2002 wurde in den USA die Nutzung zugelassen, 2007 wurde sie für Europa genehmigt. In speziellen Anwendungsgebieten weist die Ultrabreitbandtechnik gegenüber anderen Techniken erhebliche Vorteile auf, z.B. wenn es um hohe Datenraten geht oder um feinste Auflösungen in der Sensorik. Während sich in der Schmalband-Technik der Einfluss der Antennen mit wenigen Zahlen beschreiben lässt, ist dies in der Ultrabreitbandtechnik nicht mehr möglich. Herr Sörgel hat in seiner Dissertation die Charakterisierung von Ultrabreitband-Antennen aus Systemsicht auf eine neue Grundlage gestellt. Anhand von ausgewählten Antennen zeigt er die charakteristischen Merkmale von Antennen auf. Er geht weiter auf Prinzipien für die Ultrabreitband-Antennentechnik ein und beschreibt neuartige Antennen. Ich wünsche der Arbeit von Herrn Sörgel, die bereits in wesentlichen Teilen international publiziert ist, weiter eine gute Verbreitung und ihm einen erfolgreichen Start in den Beruf.

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 Ein-
bau 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 biologi-
schem 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 Pivt
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen

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

- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO)
- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hochintensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen
- Band 49 Thomas Dreyer
Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie
- Band 50 Stephan Schulteis
Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte für multimediale Anwendungen
- Band 51 Werner Sörgel
Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik

Für Christine

Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik

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. Werner Sörgel

geb. in Karlsruhe

Tag der mündlichen Prüfung:

21. Mai 2007

Hauptreferent:

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

Korreferent:

Prof. Dr. rer.nat. Friedrich Jondral

Vorwort

Diese Dissertation basiert auf den Forschungsergebnissen, die ich während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH) erarbeitet habe.

Für die Betreuung und die Übernahme des Hauptreferats bedanke ich mich bei dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck. Des Weiteren gilt mein Dank Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral für die Übernahme des Korreferats.

Besonders bedanken möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Christian Fischer für die kritische Durchsicht und die motivierenden Kommentare und bei Herrn Dr.-Ing. Jürgen Schmitz für die überaus genaue Kritik bzgl. der Theorie-Kapitel. Bei Herrn Dr.-Ing. Christian Waldschmidt und Herrn Priv.-Doz. Dr.-Ing. Jürgen von Hagen bedanke ich mich sehr für die Durchsicht der Arbeit. Weiterhin bedanke ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. Christian Sturm für die genaue Durchsicht der Arbeit und die gute Zusammenarbeit und bei Herrn Dipl.-Geoökol. Markus Delay für die freundschaftliche Korrektur der Rechtschreibung.

Die gute Zusammenarbeit am Institut hat wesentlich zum Gelingen beigetragen. Ich möchte mich hierfür bei allen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen bedanken, mein besonderer Dank gilt meinen ehemaligen Zimmerkollegen Herrn M. Sc. Jung Hyo Kim und Frau Dipl.-Ing. Alicja Ossowska.

Darüber hinaus möchte ich mich bei allen Studierenden bedanken, die durch ihre engagierte Bearbeitung von Diplom- und Studienarbeiten oder als studentische Hilfskräfte wesentlich zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein herzlicher Dank gilt meiner Frau Christine für die liebevolle Unterstützung.

Pforzheim, im August 2007

Werner Sörgel

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	i
Abkürzungsverzeichnis	iv
1 Einleitung	1
1.1 Stand der UWB-Forschung	3
1.2 Aufgabenstellung	4
1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit	5
2 Beschreibung des transienten Übertragungsverhaltens	7
2.1 Feldtheoretische Beschreibung der Abstrahlung	9
2.2 Antennenübertragungsfunktion	10
2.2.1 Sendefall	11
2.2.2 Empfangsfall	12
2.2.3 Reziprozitätstheorem	13
2.2.4 Polarisierung	16
2.2.5 Netzwerkmodell der Übertragungsstrecke	18
2.3 Bewertung von Antenneneigenschaften	22
2.3.1 Intrinsische Gütekriterien im Frequenzbereich	23
2.3.2 Intrinsische Gütekriterien im Zeitbereich	27
2.3.3 Extrinsische Gütekriterien	28
2.3.4 Quellpunkt und Phasenzentrum	31
3 Bestimmung der Antennenübertragungsfunktion	35
3.1 Analytisches Modell am Beispiel eines Dipols	35
3.2 Numerische Methoden	40

3.3	Messtechnische Bestimmung	43
3.3.1	Messaufbau	46
3.3.2	Kalibration	47
3.3.3	Zwei-Antennen-Methode	50
3.3.4	Drei-Antennen-Methode	55
3.3.5	Direkte Messung mit bekanntem Standard	57
3.3.6	Verifikation im Zeitbereich	59
4	Antennenkonzepte für Basisstationen	61
4.1	Vivaldi-Antennen	61
4.1.1	Kompakte Vivaldi-Antenne	63
4.1.2	Optimiertes Speisetzwerk	69
4.1.3	Antipodaler Vivaldi-Antennen Entwurf	74
4.2	Logarithmisch-periodische Dipolgruppen-Antenne	78
4.2.1	Entwurf für reduzierte Größe	78
4.2.2	Transiente Eigenschaften	83
4.3	Spiralantennen	87
4.3.1	Transiente Polarimetrie am Beispiel einer Spiralantenne	88
4.4	Bewertung der vorgestellten Konzepte	92
5	Antennenkonzepte mit reduzierten Abmessungen	93
5.1	Aperturgekoppelte Bowtie-Antennen	94
5.2	Diamantförmige Schlitzantennen	104
5.3	Bewertung der vorgestellten Konzepte	109
6	Ultrabreitband-Antennengruppen	111
6.1	Modellbildung	111
6.2	Fernfeldkriterium	114
6.3	Lineare äquidistante Antennengruppe	115
6.4	Strahlschwenkung	120
6.5	Experimenteller Aufbau	124
7	Entfaltung der Antennen aus dem UWB-Funkkanal	129
7.1	Entfaltungsmethode	129
7.2	Messsystem	132

7.3 Messergebnisse	135
8 Zusammenfassung	139
A Anhang	143
A.1 Verifikationsmessungen	143
A.2 Prozessierung der Daten	148
Literaturverzeichnis	149

Verzeichnis der wichtigsten Abkürzungen und Symbole

In dieser Arbeit wird für reelle und komplexe Größen dieselbe Schreibweise verwendet. Signale im Zeitbereich werden im Allgemeinen mit Kleinbuchstaben, die zugehörigen Fouriertransformierten im Frequenzbereich mit Großbuchstaben kenntlich gemacht. Für die Fälle, bei denen eine Bezeichnung der Größen ausschließlich in Kleinbuchstaben üblich ist (insbesondere bei der Darstellung von Leistungswellen), wird der Frequenzbereich durch eine zusätzliche Überstreichung kenntlich gemacht: \tilde{a} . Eine Mehrfachverwendung von Buchstaben ist möglich, wenn die Unterscheidung eindeutig über den Kontext erfolgen kann.

Abkürzungen

AUT	Betrachtete Antenne (engl. <i>antenna under test</i>)
BBH	Breitbandhorn
BS	Basisstation (engl. <i>base station</i>)
bs	Vorzugsrichtung (engl. <i>boresight</i>)
DFT	Diskrete Fouriertransformation
DOA	Empfangsrichtung eines Pfades (engl. <i>direction of arrival</i>)
DOD	Senderichtung eines Pfades (engl. <i>direction of departure</i>)
DUT	Betrachtetes Objekt (engl. <i>device under test</i>)
ECC	Electronic Communications Committee
EIRP	Auf einen isotropen Strahler bezogene abgestrahlte Leistung (engl. <i>effective isotropic radiated power</i>)
FCC	Federal Communications Committee
FDTD	Finite Differenzen im Zeitbereich

	(engl. <i>finite difference time domain</i>)
FWHM	Zeitliche Halbwertsbreite (engl. <i>full width at half maximum</i>)
HPIB	Hewlett Packard Interconnect Bus
IEE	The Institution of Electrical Engineers
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
lhc	Links zirkular (engl. <i>left hand circular</i>)
LMS	Methode der kleinsten Fehlerquadrate (engl. <i>least mean square</i>)
LNA	Rauscharmer Vorverstärker (engl. <i>low noise amplifier</i>)
LOS	Sichtverbindung (engl. <i>line of sight</i>)
LPDA	Logarithmisch periodische Antenne (engl. <i>logarithmic periodic dipole array</i>)
MAC	Mehrfachzugriff (engl. <i>multiple access</i>)
MBM	Messdaten basiertes Modell
MIMO	Mehrantennensystem (engl. <i>multiple input multiple output</i>)
NLOS	Fehlende Sichtverbindung (engl. <i>none line of sight</i>)
p -cg	Schwerpunkt der Ordnung p (engl. <i>p-center of gravity</i>)
PPM	Pulse Position Modulation
PVC	Kunststoff Polyvinylchlorid
rhc	Rechts zirkular (engl. <i>right hand circular</i>)
SISO	System mit einer Sende- und einer Empfangsantenne (engl. <i>single input single output</i>)
SMA	Sub-Miniatur Stecker Typ A
SNR	Signal-zu-Rauschleistungs-Verhältnis (engl. <i>signal to noise ratio</i>)
SIB	System Interconnect Bus
TEM	Transversal elektromagnetische Welle, d.h. es gibt keine Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung
TOF	Verzögerungszeit (engl. <i>time of flight</i>)
UWB	Ultrabreitband (engl. <i>ultra wideband</i>)
VSWR	Stehwellenverhältnis (engl. <i>voltage standing wave ratio</i>)

Lateinische Symbole

\tilde{a}	Hinlaufende Leistungswelle im Frequenzbereich
a	Hinlaufende Leistungswelle im Zeitbereich
\mathbf{a}	Retardiertes Vektorpotenzial im Zeitbereich
\mathbf{A}	Retardiertes Vektorpotenzial im Frequenzbereich
A_W	Antennenwirkfläche
\tilde{b}	Austretende Leistungswelle im Frequenzbereich
b	Austretende Leistungswelle im Zeitbereich
B	Signalbandbreite
\mathbf{B}	Beobachtungspunkt
BW	Absolute Impedanzbandbreite ($S_{11} < -3$ dB)
C	Shannonsche Kanalkapazität
C	Kohärenzcharakteristik
d	Maß für die Verzerrung (engl. <i>distortion</i>)
d	Elementabstand einer linearen Antennengruppe
D	Richtfaktor
\mathbf{e}	Elektrischer Feldstärkevektor im Zeitbereich
\mathbf{E}	Elektrischer Feldstärkevektor im Frequenzbereich
\mathbf{E}^S	Gestreute elektrische Feldstärke
f	Frequenz
f_c	Geometrische Mittenfrequenz (engl. <i>center frequency</i>)
f_o	Obere Grenzfrequenz bzgl. der Impedanzanpassung
f_u	Untere Grenzfrequenz bzgl. der Impedanzanpassung
f_{PRF}	Pulswiederholrate
f_{grp}	Zeitbereichsgruppenfaktor
F	Wiedergabetreue (engl. <i>fidelity</i>)
g_0	Greensche Funktion des freien Raums
g_T	Transienter Gewinn
G	Antennengewinn (durch Index genauer spezifiziert)
\mathbf{h}	Impulsantwort, Übertragungsfunktion im Zeitbereich
\mathbf{H}	Antennenübertragungsfunktion im Frequenzbereich
\mathbf{H}_{LL}	Effektive Antennenhöhe bezogen auf die Leerlaufspannung
H_{ges}	Gesamtübertragungsfunktion zwischen zwei Antennen

H_G	Generatorspannungsübertragungsfunktion
H_{KlIm}	Klemmenspannungsübertragungsfunktion
$[\mathbf{H}]^K$	Polarimetrische Pfadübertragungsmatrix des Kanals
i	Ganzzahliger Zählindex
i	Stromstärke im Zeitbereich
I	Stromstärke im Frequenzbereich
j	Imaginäre Einheit $j = \sqrt{-1}$
\mathbf{j}	Stromdichte im Zeitbereich
\mathbf{j}^δ	Stromdichteantwort auf eine Diracsche Anregung
\mathbf{J}	Stromdichte im Frequenzbereich
k	Wellenzahl
l	Länge eines Dipols
m	Ganzzahliger Zählindex
n	Ganzzahliger Zählindex
N	Anzahl
N	Rauschleistungsdichte
\mathbf{o}^{Tx}	Antennenübertragungsfaktor im Sendefall (Zeitbereich)
\mathbf{O}^{Tx}	Antennenübertragungsfaktor im Sendefall (Frequenzbereich)
O	Koordinatenursprung (lat. <i>origo</i>)
O_Q	Quellpunkt der Antenne
p	Polarisationsanpassung
P_{loss}	Verlustleistung (engl. <i>loss</i>)
P_{rad}	Abgestrahlte Leistung (engl. <i>radiated power</i>)
P_{refl}	Reflektierte Leistung
P^{Tx}	Sendeleistung (engl. <i>total transmit power</i>)
Q	Güte
r	Radius, Abstand von der Sendeantenne
\tilde{r}	Reflexionsfaktor im Frequenzbereich
r_A	Radius der Kugel, die die Antenne A einschließt
r_Q	Abstand zwischen Quellpunkt O_Q und Koordinatenursprung O
\mathbf{r}	Ortsvektor
S	Signalleistungsdichte
$[\mathbf{S}]$	Streumatrix

S_{11}	Eingangsreflexion
S_{21}	Transmission, Gesamtübertragungsfunktion
S_{12}	Rückwirkung
S_{22}	Ausgangsreflexion
t	Zeit
T	Zeit- bzw. Periodendauer
u	Spannung im Zeitbereich
U	Spannung im Frequenzbereich
U_{BP}	Bandpasssignal
U_G	Generatorleerlaufspannung
U_{LL}	Leerlaufspannung am Antennentor bei Empfang
V	Gebiet bzw. Volumen
W_i	Amplitudengewichtungsfunktionen
w_i	Amplitudengewichte
Z	Impedanz
Z_C	Charakteristische Impedanz (Torimpedanz) einer Antenne
Z_G	Generator-Impedanz
Z_L	Last-Impedanz bzw. Leitungswellenwiderstand

Griechische Symbole

α	Anteil der zeitlichen Breite τ_{FWHM}
δ	Dirac-Impuls
σ_G	Standardabweichung des Gewinns über der Frequenz
σ_{τ_G}	Standardabweichung der Gruppenlaufzeit
η	Wirkungsgrad (engl. <i>efficiency</i>)
θ	Elevationswinkel in Kugelkoordinaten
ξ	Polarisationsverhältnis
ψ	Azimutwinkel in Kugelkoordinaten
λ	Wellenlänge
λ_c	Mittlere Wellenlänge aus c_0/f_C
ρ	Kreuzkorrelationskoeffizient
τ	Verschiebungszeit
$\bar{\tau}_D$	Mittlere Verzögerungszeit

τ_{DS}	Impulsverbreiterung (engl. <i>delay spread</i>)
τ_{FWHM}	Zeitliche Halbwertsbreite
τ_G	Gruppenlaufzeit
τ_r	Nachschwingen (engl. <i>ringing</i>)
τ_{rad}	Verzögerungszeit der Antenne
τ_{TOF}	Verzögerung durch Wellenausbreitung (engl. <i>time of flight</i>)
φ	Phasenwinkel
Φ	Elektrisches Potenzial im Zeitbereich
Ω	Raumwinkel
ω	Winkelfrequenz

Operatoren und mathematische Symbole

r	skalare Größe
\mathbf{r}	Spaltenvektor
\mathbf{r}^T	Zeilenvektor (Vektor \mathbf{r} transponiert)
$\hat{\mathbf{r}}$	Einheitsvektor parallel zu Vektor \mathbf{r}
$\hat{\mathbf{r}}_\theta$	Lokaler Basisvektor in θ -Richtung
$\hat{\mathbf{r}}_\psi$	Lokaler Basisvektor in ψ -Richtung
$\hat{\mathbf{r}}_r$	Lokaler Basisvektor in radialer Richtung mit $\hat{\mathbf{r}}_r = \hat{\mathbf{r}}$ in Kugelkoordinaten
$\hat{\mathbf{r}}_z$	Lokaler Basisvektor in z-Richtung ($\theta = 0$,)
$ \mathbf{r} $	Betrag von \mathbf{r}
$\mathbf{r}_1 \cdot \mathbf{r}_2$	Skalarprodukt von \mathbf{r}_1 und \mathbf{r}_2
$\mathbf{r}_1 \times \mathbf{r}_2$	Vektorprodukt von \mathbf{r}_1 und \mathbf{r}_2
$r_1 * r_2$	Faltungsintegral von r_1 und r_2
$\mathbf{r}_1 * \mathbf{r}_2$	Faltungsintegral im Sinne eines Skalarprodukts der Vektoren \mathbf{r}_1 und \mathbf{r}_2
$[\mathbf{r}]$	Matrix
$[r]$	Physikalische Einheit von r
$\Re \{ \cdot \}$	Realteil
\mathbb{R}^3	Drei-dimensionaler Vektorraum
$\mathbb{R}^3 \setminus V_A$	\mathbb{R}^3 ohne das Gebiet V_A

\mathbf{H}^+	Analytisches Signal zu \mathbf{H}
\mathbf{H}^*	Konjugiert komplexe Größe
$\mathcal{H}\{\cdot\}$	Hilberttransformierte
$\ \mathbf{H}\ _p$	p -Norm von $ \mathbf{H} $
\overline{G}	Integrales Mittel von G über der Frequenz
$\angle H^{Tx}$	Phasenwinkel von H^{Tx}
exp	Exponentialfunktion
ln	Logarithmus naturalis
det	Determinante
max	Maximum
min	Minimum
sup	Supremum (kleinste obere Schranke)
rot \mathbf{a}	Rotation (Wirbel) von \mathbf{a}
div \mathbf{a}	Divergenz (Quellen) von \mathbf{a}
grad a	Gradient von a
\propto	Proportionalität
∞	Unendlich

Allgemeine Indizes

A	Antenne
Beo	Beobachter
BP	Bandpass
co	Kopolarisation
FF	Fernfeld
G	Generator
ges	Gesamt
h	Horizontal
L	Last bzw. Leitung
Mod	Modell
r	Radial
rel	Relativ
Rx	Empfänger

Tst	Test
Tx	Sender
v	Vertikal
x	Kreuzpolarisation
+	Hinlaufende Welle
-	Rücklaufende Welle

Konstanten und Naturkonstanten

Z_{F0}	Wellenwiderstand im Vakuum: $Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377\Omega$
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum: $2,997925 \cdot 10^8$ m/s
e	Eulersche Zahl: 2,718...
C	Euler-Mascheroni Konstante: 0,577...
ϵ_0	Permittivität des Vakuums: $8,854 \cdot 10^{-12}$ As/(Vm)
μ_0	Permeabilitätskonstante des Vakuums: $4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am) $\approx 1.257... \cdot 10^{-6}$ Vs/(Am)
π	Kreiszahl: 3,1415...

1 Einleitung

Anwendungen der Funkkommunikation verwenden zur Übertragung der Information Frequenzen in der Größenordnung von einigen kHz bis in den THz-Bereich. Dabei steht innerhalb der Reichweite des jeweiligen Senders das Spektrum der Radiowellen nur einmal zur Verfügung. Demgegenüber steht eine Vielzahl von Anwendungen. Folglich ist die Ressource Spektrum ein wertvolles Gut, das möglichst sparsam genutzt werden muss. Dies wurde z.B. bei der Versteigerung von Funklizenzen zu hohen Preisen in der Vergangenheit deutlich. Dieselbe Problematik ergibt sich auch für Anwendungen der drahtlosen Sensorik, bei der elektromagnetische Wellen zur Gewinnung von Information verwendet werden. Gleichzeitig bietet die Verwendung größerer Bandbreiten enorme Vorteile für alle Anwendungen, bei denen mehr Information übertragen bzw. extrahiert werden soll. Große Bandbreiten bieten mehr Übertragungskapazität, die auf eine größere Anzahl von Nutzern verteilt werden kann, genauso wie bessere Auflösung der Sensorinformation.

Ein Ansatz zur effizienten Nutzung größter Bandbreiten ist die Ultrabreitbandtechnik (engl. *ultra wideband*, *UWB*). Der Kerngedanke der UWB-Technik ist, das bereits an viele schmalbandige Dienste vergebene Spektrum nochmals zu verwenden, und somit die Gesamtausnutzung zu steigern. Dabei wird eine minimale Sendeleistungsdichte verwendet, so dass es zu keiner störenden Beeinflussung der primären Dienste kommt, sondern der UWB-Dienst die bereits vorhandene Rauschleistungsdichte nur minimal erhöht. Weiterführende Mechanismen zum Schutz der primär zugewiesenen Dienste sind Gegenstand der Diskussion um aktuelle Regulierungen in Europa. Umgekehrt muss der UWB-Empfänger auch in der Gegenwart schmalbandiger Dienste funktionieren. Dies stellt hohe Anforderungen an die verwendete Funktechnik [Ree05]. In den USA wurde bereits 2002 eine Frequenzbereichszuweisung erlassen, die richtungsweisend den Betrieb von UWB-Geräten ermöglicht. In Bild 1.1 ist die in den USA erlaubte spektrale Leistungsdichte als effektive isotrope Sendeleistung (engl. *effective isotropic radiated power*, *EIRP*) bezogen auf 1 MHz Bandbreite aufgetragen [FCC02].

Mit der Verfügbarkeit dieser großen Bandbreite von 7,5 GHz werden eine Vielzahl

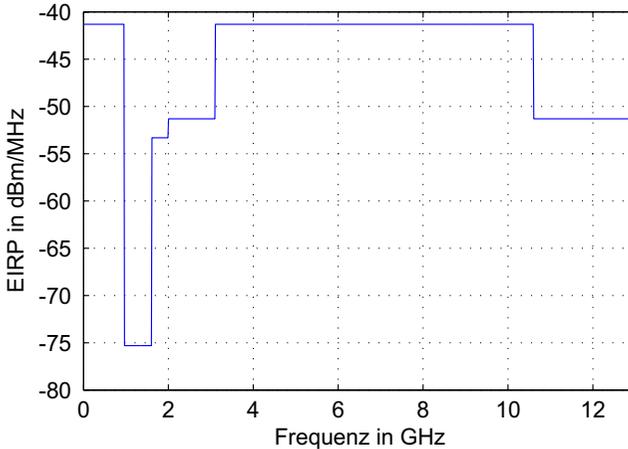


Bild 1.1: Regulierung der für UWB-Anwendungen zulässigen spektralen Leistungsdichte für UWB-Innenraumanwendungen in USA.

von Anwendungen in Kommunikation und Sensorik möglich z.B. Kommunikation mit hohen Datenraten bis in den GBit/s Bereich über Entfernungen von 2–4 m [dBHK⁺05], [Ree05], [GMK04], [OHI04]. Für Datenraten im Bereich 100 MBit/s sind immerhin noch Reichweiten bis 10 m möglich. Für die Anwendung von Sensornetzwerken werden Kommunikationsverbindungen mit niedrigen Datenraten und gleichzeitig einer hohen Anzahl von Sendern und Reichweiten von mehreren 100 m kombiniert. RADAR-Anwendungen profitieren von der hohen zeitlichen Auflösung, die mit UWB Systemen möglich ist und sich in eine hohe Ortsauflösung übersetzt. Transiente Signalformen mit spektralen Anteilen bei tiefen Frequenzen weisen eine sehr gute Durchdringung von Wänden und Böden bei gleichzeitig guter zeitlicher Auflösung auf. Dies ermöglicht Anwendungen von Through-wall-imaging [WFN03] und Ground-Penetrating-RADAR [SP03]. So können Informationen über verborgene Menschen und Objekte gesammelt werden. Dies hat eine hohe Relevanz sowohl für Sicherheitsanwendungen, bei denen Beobachtungen durch die Wand hindurch vorgenommen werden, als auch für die Detektion von Minen im Boden. Des Weiteren kann man mit UWB-Technik eine präzise Lokalisierung von mit aktiven UWB-Markierungen (engl. *tags*) gekennzeichneten Menschen und Objekten erfolgen. Dies führt zu neuen Anwendungen bei der Automatisierung mit autonomen Robotern, der Steigerung der Effizienz von Arbeitsabläufen und der Raumnutzung.

Unabhängig von der kontroversen Diskussion der Koexistenzaspekte [ECC04] [SBYW05], die am Ende eine politische Entscheidung erfordert, birgt die UWB-Technik eine Vielzahl wissenschaftlicher und technischer Herausforderungen, die in der großen Bandbreite und der damit verbundenen Betrachtung von transienten Vorgängen zur Übertragung und Gewinnung von Information begründet liegen.

1.1 Stand der UWB-Forschung

Die Vorläufer der UWB-Technik wurden bereits mit den ersten Versuchen zur Erzeugung und zum Nachweis elektromagnetischer Wellen geboren. Heinrich Hertz übertrug 1888 in Karlsruhe zum ersten Mal Energie mittels kurzer Funken-Induktor-Impulse über eine Distanz von maximal 18 m. Damals war dies die einzige zur Verfügung stehende Methode zur Erzeugung hochfrequenter Signale. Die Impulse mit einer Zeitdauer von einigen 10 ns erregten eine Dipolantenne mit einer Resonanzfrequenz von 40 MHz. Erst in den 1950er Jahren wurde jedoch die UWB-Technik im Sinne transientser Signaltechnik aufgrund der Notwendigkeit von Sensorsystemen mit hoher Zeitauflösung und Übertragungssystemen für die abhörsichere Kommunikation von einem kleinen Kreis von Fachleuten aufgegriffen und weiterentwickelt. Für die Kommunikation ermöglicht eine große Bandbreite eine erhebliche Steigerung der theoretischen Shannon-Kanalkapazität $C = B \log_2(1 + \frac{S}{N})$, die linear mit der Bandbreite B und logarithmisch mit dem Signal-zu-Rauschverhältnis (engl. *signal to noise ratio*, SNR) $\frac{S}{N}$ anwächst. Damit wird je nach Anwendung ein Austausch zwischen der Anzahl der Nutzer, der Datenrate des einzelnen Nutzers und der Reichweite möglich, bei gleichzeitig geringer spektraler Leistungsdichte. Diese geringe spektrale Leistungsdichte verspricht sowohl Abhörsicherheit bei der militärischen Anwendung als auch die Koexistenz mit schmalbandigen Systemen im gleichen Frequenzbereich. Ein weiterer Vorteil ist die prinzipiell mögliche Verbindung von Kommunikations- und Sensoriksystemen, insbesondere für die Positionsbestimmung, die auf der grundlegend gleichen Technologie basieren können.

Ein Kennzeichen von impulsbasierten Systemen ist die kurze Zeitdauer der zu Grunde liegenden Signalfom. Bei sehr kurzen Impulsen erfolgt die Übertragung quasi ohne sinusförmigen Träger direkt im ultrabreitbandigen Basisband. Der Begriff Impulsübertragung lässt dabei noch weitreichende Freiheiten bei der Wahl der Codierung der Symbole, des Mehrfachzugriffsverfahrens (multiple access, MAC) und der korrespondierenden Empfängerstrukturen zu. Zur sicheren Informationsübertragung muss genügend Energie im Signal enthalten sein. Dies wird durch die Wiederholung

der einzelnen Impulse erreicht, d.h. ein Symbol wird in einen Impulszug umgesetzt. Eine grundlegende Beschreibung des häufig zitierten Verfahrens zur Puls-Positions Modulation (PPM) findet man in [WS98]. Eine Wiederholung mit konstanter Pulsrepetitionsrate f_{PRF} führt zum Auftreten starker spektraler Linien, die eine effiziente Nutzung der spektralen Maske verhindern. Zur Vermeidung dieses Phänomens wird Dithering bzw. Time-Hopping vorgeschlagen, das die Anfangszeiten der einzelnen Impulse pseudozufällig verschiebt. Das Sendesignal wird dabei aus zeitlich versetzten Repliken des Grundimpulses aufgebaut [Eis06]. Zur Übertragung werden Antennensysteme benötigt, die die jeweils verwendeten Signalformen verzerrungsarm und effizient abstrahlen und in ihrer Form an die Anwendungen in tragbaren Geräten angepasst sind. In diesem Zusammenhang ergeben sich Verbindungen zur militärisch genutzten UWB-Technik, die die Erzeugung einer möglichst hohen Spitzenfeldstärke bei Impulsdauern im ns Bereich zum Ziel hat. Die erzeugten impulsartigen Zeitverläufe der elektrischen Feldstärke dienen z.B. zur Simulation eines nuklearen elektromagnetischen Impulses und der Erforschung dessen Auswirkungen [Bau92]. In diesem Umfeld wurde bereits früh eine dedizierte Messtechnik zur Erfassung transientser elektromagnetischer Vorgänge entwickelt [BBG⁺78]. Hierbei wird die Betrachtung der Antennen als lineare Übertrager und deren Charakterisierung mittels Antennenimpulsantworten begründet [FB92]. Die Anwendung dieser Methode unter Verwendung eines Netzwerkanalysators als maßgebliches Messinstrument findet sich in [SAV00]. Damit sind alle Voraussetzungen geschaffen, die die Anwendung der Antennenimpulsantwort für die Beschreibung von UWB-Systemen in Anlehnung an die FCC-Regulierung ermöglichen.

1.2 Aufgabenstellung

Für den Entwurf von UWB-Systemen werden detaillierte Kenntnisse über die einzusetzenden Antennen benötigt, da ohne diese keine effektive Übertragung über die Luftschnittstelle möglich ist. Ziel hierbei ist es, Antennen zu entwickeln, die im UWB-Frequenzbereich nicht nur eine gute Eingangsanpassung und einen hohen Wirkungsgrad aufweisen, sondern auch in der Lage sind, transiente Signale möglichst verzerrungsfrei zu empfangen und zu senden. Dies kann anhand bisheriger Methoden zur Antennencharakterisierung nicht beurteilt werden, da bei dem klassischen Maß Antennengewinn keine Phaseninformation enthalten ist. Vielmehr muss die Übertragungsfunktion des Übertragungssystems einen möglichst flachen Frequenzgang und einen linearen Phasengang aufweisen. Entsprechend sollte die

Antennenimpulsantwort einem nadelförmigen Impuls mit hohem Spitzenwert und geringer zeitlicher Breite nahe kommen. Diese Anforderung sollte im gesamten auszuleuchtenden Winkelbereich erfüllt werden. Zum Nachweis dieser Eigenschaften ist die Entwicklung einer geeigneten Antennen-Messtechnik notwendig, welche die präzise und reproduzierbare Messung der Antennenimpulsantwort ermöglicht. Hierbei steht die Verwendung von Messsystemen im Vordergrund, die auf dem Prinzip des Netzwerkanalysators basieren und die typischerweise bereits vielfach in Antennenmesseinrichtungen verfügbar sind, jedoch bislang nicht für diesen Zweck genutzt werden.

Die umfassende Charakterisierung der Antennen und Antennensysteme stellt folglich den wesentlichen Schritt dar, um vorhandene Antennenkonzepte beurteilen und weiterentwickeln zu können. Hierfür sollen in dieser Arbeit die notwendigen Methoden und Gütekriterien entwickelt und angewendet werden. Unter Anwendung der zuvor erarbeiteten Methodik werden neuartige UWB-Antennen sowohl für die Ausleuchtung einzelner Sektoren als auch mit omnidirektionalem Charakter entworfen und getestet. Durch den Einsatz dieser Antennen wird die Leistungsfähigkeit entsprechender UWB-Systeme signifikant gesteigert.

1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

Grundlage für die Lösung der gestellten Aufgabe ist eine geeignete Modellierung der Antenneneigenschaften: Die Antennen werden auf der Basis der Antennenimpulsantwort im Zeitbereich bzw. der Antennenübertragungsfunktion im Frequenzbereich als Richtungs- und Polarisations-abhängiges Filter beschrieben. Dies erlaubt eine quantitative systemtheoretische Modellierung.

Die Arbeit setzt erstmalig die Antennenübertragungsfunktion in einen Zusammenhang mit der Leistungsfähigkeit typischer UWB-Systeme. Hierzu werden relevante Gütekriterien der Antennen definiert und bestimmt. Diese Gütekriterien im Frequenzbereich und im Zeitbereich werden zur Bewertung von Antennenkonzepten und deren Varianten für die UWB-Kommunikation angewendet. In Kapitel 2 werden vor der Definition der Gütekriterien die theoretischen Grundlagen der transienten Behandlung von Antennenproblemen gelegt. Dabei wird die Antennenübertragungsfunktion in ein Netzwerkmodell der Antennen eingebettet. Betrachtungen zum Quellpunkt der transienten Strahlung einer Antenne runden dieses Kapitel ab. Die umfassende Bestimmung der Antennenimpulsantwort aus analytischen Formulierungen, numerischer Modellierung und mittels Antennenmesstechnik ist das Thema von

Kapitel 3. Es wird eine neuartige Vorgehensweise zur polarimetrischen Messung der Antennenübertragungsfunktion dargestellt und der bisherigen klassischen Messtechnik gegenübergestellt. Die Verifikation der Frequenzbereichsmethodik wird mittels direkter Messungen im Zeitbereich durchgeführt.

Die unterschiedlichen Anwendungsbereiche stellen entsprechend unterschiedliche Anforderungen an die Antennen, die in vielfältigen Ausführungen und Konzepten resultieren. In Kapitel 4 werden verschiedenartige Antennenkonzepte erarbeitet, die aufgrund ihrer Größe entweder für den Einbau in Innenraum-Basisstationen zur Ausleuchtung einzelner Sektoren oder für die Verwendung in Radaranwendungen geeignet sind. Hierzu zählt insbesondere die Vivaldi-Antenne. Des Weiteren werden auch die transienten Eigenschaften der logarithmisch-periodischen Antenne und der Spiralantenne exemplarisch untersucht und bewertet. UWB-Antennenkonzepte, die in tragbare Endgeräte integriert werden können, werden in Kapitel 5 anhand der Konzepte der neuartigen aperturgekoppelten Bow-Tie Antenne und der diamantförmigen Schlitzantenne behandelt.

Die Zusammenschaltung einzelner Antennenelemente zu Antennengruppen in Kapitel 6 dient dem Erhalt größerer Empfangsempfindlichkeiten und zur elektronischen Strahlschwenkung bzw. Richtungsfindung. Hierzu wird die Antennenimpulsantwort mit Hilfe des Zeitbereichgruppenfaktors auf Antennengruppen erweitert.

Des Weiteren wird erstmalig gezeigt, wie die Antennenübertragungsfunktion der Messantenne aus Messungen des Funkkanals herausgerechnet und durch andere Antennenübertragungsfunktionen ersetzt werden kann. Damit kann das Verhalten eines ganzen Ensembles von Antennen durch die richtungsaufgelöste Messung mit lediglich einer Referenzantenne charakterisiert werden. Dies wird in Kapitel 7 dargestellt. Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung in Kapitel 8.

2 Beschreibung des transienten Übertragungsverhaltens

Die adäquate Beschreibung des transienten Übertragungsverhaltens der Antennen bildet die Grundlage sowohl für die Angabe von Gütekriterien in Abschnitt 2.3 als auch für die Methodik der Messtechnik in Abschnitt 3.3. Hierzu werden zunächst die Grundlagen linearer, zeit-invarianter Systeme betrachtet und auf das Senden und Empfangen elektromagnetischer Wellen angewendet. Die Verbindung von Sende- und Empfangsfall erfolgt über das Reziprozitätstheorem. Danach erfolgt die Einbettung der Antennen in ein Netzwerkmodell, das die Anbindung der Antennen an die Außenwelt ermöglicht.

Die Grundlage hierfür ist die Modellierung der Antenne als lineares zeitinvariantes (engl. *linear time invariant, LTI*) System, das mit Hilfe seiner Impulsantwort $h(t)$ charakterisiert werden kann [Kie98]. Die Impulsantwort $h(t)$ eines allgemeinen LTI-Systems verknüpft das Ausgangssignal $y(t)$ mit dem Eingangssignal $x(t)$ über eine Faltung:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t')h(t-t')dt'. \quad (2.1)$$

Besondere Bedeutung kommt hierbei dem Diracschen $\delta(t)$ Impuls zu. Für diesen gilt:

$$y(t) = x(t) * \delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t')\delta(t-t')dt' = x(t) \quad (2.2)$$

Das bedeutet, ein ideales System, das als Impulsantwort den Diracschen Impuls $\delta(t)$ aufweist, bildet das Eingangssignal unverändert auf das Ausgangssignal ab. Der Diracsche Impuls $\delta(t)$ lässt sich physikalisch lediglich annähern und nur sein zeitliches Integral ist im Sinne der Distributionentheorie [DS70] existent. Anschaulich gesprochen handelt es sich um einen Impuls, dessen zeitliche Breite gegen Null strebt, während der Flächeninhalt unter der Impulsfunktion konstant 1 bleibt. Um eine ver-

zerrungsfreie Übertragung zu gewährleisten, werden Antennen bevorzugt, deren Impulsantwort dem Diracschen Impuls ähnlich ist.

Die Antenne stellt den Übergang für die leitungsgebundene Welle in den freien Raum dar. Dabei verhält sich die Wellenausbreitung entsprechend den Maxwell-Gleichungen linear. Jedoch können die verwendeten Materialien nicht-lineare Eigenschaften besitzen, die z.B. von Gleichrichtereffekten beim Übergang von einem Metall zum anderen herrühren. Daher werden bei Mobilfunkbasisstationsantennen Intermodulationseigenschaften angegeben. So liegt der Intermodulationspunkt 3. Ordnung typischerweise bei kleiner -150 dBc. Dies wird für die UWB Indoor-Anwendung aufgrund der wesentlich geringeren Sendeleistung als vernachlässigbar angesehen.

Somit verhalten sich Antennen systemtheoretisch wie lineare Übertrager, die mit einer Übertragungsfunktion $\mathbf{H}(\omega)$ bzw. Impulsantwort $\mathbf{h}(t)$ zwischen dem Eingangstor und der elektrischen Feldstärke \mathbf{e} am gedachten Fernfeldtor in großem Abstand von der Antenne charakterisiert werden. Da die elektrische Feldstärke \mathbf{e} vektoriellen Charakter hat, muss auch die Antennenimpulsantwort \mathbf{h} als Vektor dargestellt werden. Zunächst wird zwischen Empfangsfall und Sendefall unterschieden: so wird der Sendefall mit dem Aussenden von inhomogenen Kugelwellen, das Empfangen mit lokal ebenen Wellen aus einer bestimmten Richtung auf das Fernfeldtor abgebildet. Diese beiden Fälle werden über das Reziprozitätstheorem miteinander verknüpft. Antennenübertragungsfunktion $\mathbf{H}(\omega)$ und Antennenimpulsantwort $\mathbf{h}(t)$ haben den gleichen Informationsgehalt, da sie durch eine Fourier-Transformation ineinander überführt werden können. Dies erlaubt einen synonymen Gebrauch der beiden Begriffe im Hinblick auf das zu charakterisierende System. Da in der realen Messtechnik meist nur zeitdiskrete Signale zur Verfügung stehen, muss in der Praxis das Abtasttheorem nach Nyquist [Kie98] eingehalten werden.

Das gedachte Fernfeldtor der Antenne beschreibt richtungsabhängig den elektrischen Feldvektor \mathbf{e} in hinreichend großem Abstand $r \rightarrow \infty$. Die abstandsabhängige Dämpfung $\propto 1/r$ wird für diese Betrachtung kompensiert und Verzerrungen durch Nahfeldkopplung (Dipol-Momente höherer Ordnung) werden als abgeklungen betrachtet. Die Beschreibung des Antennenverhaltens mittels eines Fernfeldtors bietet den Vorteil, die Antenne losgelöst von ihrer Umgebung (z.B. dem verwendeten Messsystem) zu analysieren, da in der Realität nur die Übertragung zwischen zwei Antennen messbar ist. Die Spannungsübertragungsfunktion H_{ges} zwischen beiden Antennen ist dann im Kontext der jeweiligen Beschaltung mit der Kenntnis der Antennenübertragungsfunktionen und der Eingangsreflexionsfaktoren von Sende- und

Empfangsantenne ableitbar, vgl Abschnitt 2.2.5.

2.1 Feldtheoretische Beschreibung der Abstrahlung

Zur Bestimmung der Antennenübertragungsfunktion \mathbf{h} ist zunächst eine Beschreibung der physikalischen Vorgänge bei der Abstrahlung notwendig. Dazu wird im Folgenden der Zusammenhang zwischen dem abgestrahlten elektrischen Feld \mathbf{e} und der für die Abstrahlung ursächlichen Stromverteilung \mathbf{j} dargestellt. Hierzu bietet die Feldtheorie als Hilfsmittel das Vektorpotenzial \mathbf{a} [Blu94].

Wenn die orts- und zeitabhängige Stromdichteverteilung \mathbf{j} in dem mit Antenne bezeichneten Volumen V_A bekannt ist, lassen sich sowohl das von der Antenne erzeugte Nahfeld als auch das Fernfeld mit Hilfe des retardierten Vektorpotenzials \mathbf{a} und des skalaren elektrischen Potenzials Φ wie folgt bestimmen:

$$\mathbf{e} = -\text{grad}\Phi - \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t}. \quad (2.3)$$

Durch Verwendung der Maxwell-Gleichungen und der Lorentzkonvention [Blu94] für die Bestimmung der Quellen von \mathbf{a} ergibt sich folgender Ausdruck für das zeitabhängige elektrische Feld \mathbf{e} , das von der Stromdichteverteilung \mathbf{j} und dem Vektorpotenzial \mathbf{a} abhängt:

$$\mathbf{e} = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0} \int_{t'=-\infty}^{t'=t} (\text{rot rot } \mathbf{a} - \mu_0 \mathbf{j}) dt'. \quad (2.4)$$

Dieser Ausdruck lässt sich so umformen [Blu94], dass \mathbf{e} vollständig durch \mathbf{a} beschreibbar ist:

$$\mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t} + \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0} \int_{t'=-\infty}^{t'=t} \text{grad div } \mathbf{a} dt'. \quad (2.5)$$

In [Bal82] wird gezeigt, dass in großen Entfernungen r keine radiale Komponente e_r des elektrischen Feldes auftritt, da sich die Terme der beiden Summanden in Gl. (2.5) diesbezüglich aufheben. Somit kann das elektrische Feld am Ort $\mathbf{r} = r\hat{\mathbf{r}}$ in hinreichend großer Entfernung näherungsweise unter Vernachlässigung der Terme $\propto r^n$ mit $n \geq 2$ wie folgt geschrieben werden:

$$\mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{a}_{\parallel}}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t} (\mathbf{a} - \hat{\mathbf{r}} (\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{a})) = \hat{\mathbf{r}} \times \left(\hat{\mathbf{r}} \times \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t} \right). \quad (2.6)$$

$\mathbf{a}_{||}$ enthält hierbei die Transversalkomponenten von \mathbf{a} bezogen auf die Ausbreitungsrichtung $\hat{\mathbf{r}}$. Diese Näherung beschreibt das elektrische Fernfeld. Das retardierte Vektorpotenzial \mathbf{a} wird aus dem Volumenintegral über der Stromdichteverteilung \mathbf{j} und der Greenschen Funktion des freien Raumes $g_0 = \frac{\delta(|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|/c_0)}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}$ berechnet:

$$\mathbf{a} = \mu_0 \iiint_{V'_A} \frac{\mathbf{j}(\mathbf{r}', t - |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|/c_0)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV'_A. \quad (2.7)$$

Die Integration erstreckt sich über das Quellvolumen der Antenne V'_A mit den Integrationsvariablen $\mathbf{r}' = (r', \theta', \psi')$ bzw. $dV'_A = (r')^2 \sin \theta' dr' d\theta' d\psi'$. Das Ergebnis ist im gesamten Raum \mathbb{R}^3 gültig, der V'_A enthält. In einem hinreichend großen Abstand, kann die Näherung $g_0 \approx \frac{\delta(r/c_0 + \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'/c_0)}{4\pi r}$ mit $r = |\mathbf{r}|$ angewendet werden. Diese wird auch als Fernfeldnäherung bezeichnet. Sie vereinfacht die Berechnung wesentlich, da nur noch Laufzeiten in Bezug auf den Koordinatenursprung O ausgewertet werden:

$$\mathbf{a} = \frac{\mu_0}{4\pi r} \iiint_{V'_A} \mathbf{j}(\mathbf{r}', t - r/c_0 + \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'/c_0) dV'_A. \quad (2.8)$$

Das Integral in Gl. (2.8) wird auch als *Slant-Stack-Transformation* bezeichnet [SHK97]. Damit diese Näherung zulässig ist, muss $4r_A^2/r_{\min} \ll c_0 T$ gelten, wobei r_A den Radius der die Antenne einhüllenden Kugel, r_{\min} den minimal zulässigen Abstand von der Antenne und T die Dauer der transienten Erregung bezeichnet. Dies bedeutet, dass die Näherung mit wachsendem Abstand von der Antenne und mit zunehmender Impulsdauer genauer wird. Die in Gln. (2.7) und (2.8) benötigte Stromverteilung \mathbf{j} kann für einfache Antennen (z.B. Drahtantennen oder Aperturantennen mit gleichförmiger Belegung) analytisch bestimmt werden oder für komplizierte Strukturen mittels numerischer Verfahren, wie z.B. finite Differenzen im Zeitbereich, ermittelt werden. In jedem Fall ist \mathbf{j} direkt abhängig von einer Anregung (Generatorspannung u_G), bzw. einer Urwelle als Strom-, Spannungs- oder Leistungswelle ($i_+^{\text{Tx}}, u_+^{\text{Tx}}, a^{\text{Tx}}$), die auf der Antennenzuleitung propagiert.

2.2 Antennenübertragungsfunktion

Wesentliche Aspekte der Antennenübertragungsfunktion sind die Richtungsabhängigkeit und die Polarisation¹ der Antenne. Die Antenne fungiert dabei im Sendefall als Überträger zwischen einer skalaren Eingangsgröße, der zeitlichen Amplitude

¹Ortskurve des elektrischen Feldvektors, siehe Abschnitt 2.2.4.

der eintretenden Spannungswelle $u_+^{\text{Tx}}(t)$ bzw. Leistungswelle $a^{\text{Tx}}(t)$ und der abgestrahlten, vektorwertigen (weil polarisierten) elektrischen Feldstärkeamplitude \mathbf{E} im Fernfeld, die richtungsabhängig ($\theta^{\text{Tx}}, \psi^{\text{Tx}}$) ist.

2.2.1 Sendefall

Der Sendefall lässt sich aufgrund der Linearität der Maxwell-Gleichungen mit der Hilfsgröße Sendeübertragungsfaktor im Zeitbereich \mathbf{o}^{Tx} wie folgt schreiben:

$$\frac{\mathbf{e}^{\text{Tx}}(t)}{\sqrt{Z_{F0}}} = \frac{1}{r} \mathbf{o}^{\text{Tx}}(t - r/c_0, \theta^{\text{Tx}}, \psi^{\text{Tx}}) * \frac{u_+^{\text{Tx}}(t)}{\sqrt{Z_C^{\text{Tx}}}}. \quad (2.9)$$

Die Darstellung von \mathbf{o}^{Tx} ist nur sinnvoll im Kontext eines Faltungintegrals

$$\mathbf{o}^{\text{Tx}}(t) * u_+^{\text{Tx}}(t) = \int_{t'=-\infty}^{t'=\infty} \mathbf{o}^{\text{Tx}}(t - t') u^{\text{Tx}}(t') dt', \quad (2.10)$$

d.h. im Zusammenhang mit einer Integration über der Zeit. Damit ergibt sich die Einheit von $[\mathbf{o}^{\text{Tx}}] = 1/s$.

Mit Gl. (2.5) und (2.7) ergibt sich für das elektrische Feld außerhalb des Antennenvolumens V'_A folgender exakter Zusammenhang zwischen Stromdichteverteilung \mathbf{j} und Sendeübertragungsfaktor \mathbf{o}^{Tx} :

$$\mathbf{o}^{\text{Tx}} = \frac{r}{\epsilon_0} \sqrt{\frac{Z_C^{\text{Tx}}}{Z_{F0}}} \int_{t'=-\infty}^{t'=t} \text{rot rot} \int \int \int_{V'_A} \frac{\mathbf{j}^\delta(\mathbf{r}', t - |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|/c_0)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV'_A dt'. \quad (2.11)$$

Hierbei bezeichnet \mathbf{j}^δ die Stromdichteverteilung, die sich als Antwort auf eine ideale Dirac-förmige Erregung $u_+^{\text{Tx}} = 1V\delta(t)$ einstellt. Folglich wird die Einheit der Stromdichteverteilung $[\mathbf{j}^\delta] = \frac{A}{m^2Vs}$. Unter der Verwendung der Fernfeldnäherungen aus Gl. (2.6) und (2.8) erhält man mit $\mathbf{j}_{\parallel}^\delta = -\hat{\mathbf{r}} \times (\hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{j}^\delta)$

$$\mathbf{o}^{\text{Tx}} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \sqrt{\frac{Z_C^{\text{Tx}}}{Z_{F0}}} \frac{\partial}{\partial t} \int \int \int_{V'_A} \mathbf{j}_{\parallel}^\delta(\mathbf{r}', t - r/c_0 + \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'/c_0) dV'_A \quad (2.12)$$

einen abstandsunabhängigen Sendefaktor. Mit Gl. (2.12) kann die transiente Feldstärkeantwort einer UWB-Antenne für den Sendefall direkt aus der Stromdichteverteilung \mathbf{j}^δ berechnet werden. Die partielle Differenziation nach der Zeit in Gl. (2.12) unterstreicht den differenzierenden Charakter der Antennen: nur mit einer zeitlichen

Änderung der Anregung ist es möglich, Energie in das Fernfeld ($r \rightarrow \infty$) zu übertragen. Die Antennengeometrie bestimmt dabei \mathbf{j}^δ und damit den Zeitverlauf des elektrischen Fernfeldes bei beliebig gegebener Anregung. Aus Gl. (2.12) kann man weiter folgern, dass räumlich und zeitlich konzentrierte Stromverteilungen entsprechend zeitlich konzentrierte Impuls abstrahlende Eigenschaften aufweisen. Das bedeutet, dass eine kompakte Stromverteilung einen kurzen Impuls abstrahlt. Weiter ist festzuhalten, dass der Sendevorgang nicht durch eine alleinige zeitliche Differenzierung zu beschreiben ist. Vielmehr bestimmen die Stromdichteverteilung auf der Antenne (und damit die Geometrie und das Material der Antenne) wesentlich die räumliche und die frequenzabhängige Filterwirkung.

2.2.2 Empfangsfall

Wie für den Sendefall im vorangegangenen Abschnitt kann auch für den Empfangsfall ein lineares Modell aufgestellt werden. Dieses wird zunächst im Frequenzbereich postuliert, um dann den Zusammenhang mit dem Sendefall im nachfolgenden Abschnitt aufzeigen zu können.

Zunächst wird die richtungsabhängige Antennenhöhe $\mathbf{H}_{LL}(\omega, \theta, \psi)$ definiert. Sie wirkt als Gewichtungsfaktor im Frequenzbereich, der die einfallende polarisierte elektrische Feldstärke $\mathbf{E}^{\text{in}}(\omega, \theta, \psi)$ auf die Leerlaufspannung $U_{LL}^{\text{Rx}}(\omega)$ abbildet:

$$U_{LL}^{\text{Rx}}(\omega) = \int \int_{\Omega} \mathbf{H}_{LL}(\omega, \theta, \psi) \cdot \mathbf{E}^{\text{in}}(\omega, \theta, \psi) \sin \theta d\theta d\psi. \quad (2.13)$$

Dabei wird eine Projektion der einfallenden elektrischen Feldstärke \mathbf{E} auf sphärische Wellenfronten zu Grunde gelegt. Diese können auch in eine unendliche Reihe ebener Wellen zerlegt werden:

$$U_{LL}^{\text{Rx}} = \sum_n \mathbf{H}_{LL,n}(\theta, \psi) \cdot \mathbf{E}_n^{\text{in}}(\theta, \psi). \quad (2.14)$$

Als Übertragungsfunktion zwischen einfallendem elektrischen Feld und der am Antennentor austretenden Spannungswelle U_{-}^{Rx} für eine einzelne ebene Welle wird die auf die Wurzel der Torimpedanz Z_C normierte effektive Antennenhöhe $\mathbf{H}(\omega, \theta, \psi)$ definiert [FB92], [FB98], [Bau02] :

$$\frac{U_{-}^{\text{Rx}}(\omega)}{\sqrt{Z_C}} = \mathbf{H}(\omega, \theta, \psi) \cdot \frac{\mathbf{E}^{\text{in}}(\omega, \theta, \psi)}{\sqrt{Z_{F0}}}. \quad (2.15)$$

Diese Definition verknüpft die Spannung $U_{-}^{\text{Rx}}(\omega)$ am Anschluss der Antenne mit dem elektrischen Feld einer einfallenden, lokal ebenen Welle \mathbf{E}^{in} aus der Richtung

$\hat{\mathbf{r}}^{\text{in}} = (1, \theta^{\text{in}}, \psi^{\text{in}})$, die im lokalen Kugelkoordinatensystem der betrachteten Empfangsantenne gegeben ist. \mathbf{E}^{in} wird als ebene transversal-elektromagnetische (TEM) Welle mit der Wellenzahl $k = 2\pi/\lambda$ abhängig vom Ortsvektor \mathbf{r}' modelliert:

$$\mathbf{E}^{\text{in}}(\mathbf{r}') = \mathbf{E}_0^{\text{in}}(\hat{\mathbf{r}}^{\text{in}}) \exp(jk \hat{\mathbf{r}}^{\text{in}} \cdot \mathbf{r}'). \quad (2.16)$$

$\mathbf{H}(\omega)$ wird auch als Antennenübertragungsfunktion bezeichnet, und seine Fourier-Transformierte $\mathbf{h}(t)$ ergibt die Antennenimpulsantwort. Aufgrund der TEM-Charakteristik im Fernfeld ist die radiale Komponente des elektrischen Feldes $E_r^{\text{in}} \equiv 0$; entsprechend verschwinden die radialen Komponenten von \mathbf{H} bzw. \mathbf{h} .

2.2.3 Reziprozitätstheorem

Das Reziprozitätstheorem stellt den Zusammenhang zwischen dem Sendemodus und dem Empfangsmodus her. Die erste Form des Reziprozitätstheorems stellt fest, dass die Signalform des empfangenen Signals bei einer Übertragungsstrecke bestehend aus zwei Antennen identisch ist, unabhängig davon, welche Antenne als Sendeanenne und welche als Empfangsantenne verwendet wird [Bal82]. Die zweite Form des Reziprozitätstheorems beschreibt den Zusammenhang zwischen Sendemodus und Empfangsmodus derselben Antenne. Hierbei werden zwei Konfigurationen von Quellen (Stromdichteverteilungen $\mathbf{J}_1, \mathbf{J}_2$) und die dazugehörigen Felder $\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2$ im selben räumlichen Gebiet V betrachtet. Die Felder $\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2$ stellen eine jeweils gültige Lösung der Maxwell-Gleichungen auf V dar. Unter der Voraussetzung räumlich begrenzter Quellen, eines homogenen und isotropen Mediums und einer Berandung von V im Unendlichen geht aus den Maxwell-Gleichungen folgende Vereinfachung des Lorentz Reziprozitätstheorems [Bal89] hervor:

$$\iiint_V \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{J}_2 dV = \iiint_V \mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{J}_1 dV. \quad (2.17)$$

Man beachte, dass nur Regionen zum jeweiligen Volumenintegral beitragen, an denen Quellen der einen Lösung mit Feldern der zweiten Lösung kolokalisiert sind. Dies begrenzt effektiv das jeweilige Integrationsgebiet. In Anlehnung an die Darstellung in [Ree05] und [KP03] wird im Folgenden die Anwendung von Gl. (2.17) auf den Sende- und den Empfangsmodus einer Antenne im Frequenzbereich skizziert. Die Antenne wird durch ihre Stromverteilung J_A im Volumen V_A charakterisiert. Die äußere Berandung von V liegt im Unendlichen ($V = \mathbb{R}^3$), da dort alle Felder abgeklungen sind. Es werden drei Fälle unterschieden:

1. Die Antenne befindet sich im Sendemodus mit der Anregung $I_+^{\text{Tx}} = U_+^{\text{Tx}}/Z_A$. Am Beobachtungspunkt \mathbf{r}_{Beo} im Fernfeld entsteht durch das abgestrahlte, elektrische Feld \mathbf{E}^{Tx} eine Potenzialdifferenz U_{Beo} . Dies entspricht dem Empfang mit einer infinitesimal kleinen Testantenne V_{Tst} , die das gesendete Feld nicht stört.
2. Die Antenne befindet sich im Empfangsmodus mit Leerlaufausgangsspannung $U_{\text{LL}}^{\text{Rx}}$ bei einfallender ebener Welle \mathbf{E}^{in} , die von einem infinitesimalen Stromelement I_{Tst} (Hertzscher Dipol) erzeugt wird, das bei \mathbf{r}_{Beo} platziert wird. Die Gesamtlösung der Felder in V ergibt sich als Superposition von einfallendem und gestreutem Feld $\mathbf{E}^{\text{in}} + \mathbf{E}^{\text{S}}$.
3. Es liegt keine Antenne vor, d.h. es kann von ungestörter Wellenausbreitung der einfallenden Welle \mathbf{E}^{in} ausgegangen werden.

Gl. (2.17) wird zuerst auf die Kombinationen der Fälle 1, 2 und 3 angewendet. Das Integrationsgebiet $V_{\text{Tor}} = \mathbb{R}^3 \setminus V_A$ enthält dabei den gesamten Raum ohne das Antennenvolumen V_A selbst. Die Schnittstelle bildet somit das Tor der Antenne mit der räumlich konzentrierten Anregung I_+^{Tx} :

$$\begin{aligned} \int_{\text{Tor}} I_+^{\text{Tx}} \mathbf{E}_2 \cdot d\mathbf{l}' &= -I_+^{\text{Tx}} U_{\text{LL}}^{\text{Rx}} \\ &= \iiint_{V_{\text{Tor}}} \mathbf{J}_2 \cdot \mathbf{E}^{\text{Tx}} dV' = -I_{\text{Tst}} U_{\text{Beo}}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Es folgt die Kombination von Fall 1 und Fall 3:

$$\iiint_{V_{\text{Tst}}} \mathbf{J}_A \cdot \mathbf{E}^{\text{in}} dV' = \iiint_{V_{\text{Tst}}} \mathbf{J}_3 \cdot \mathbf{E}^{\text{Tx}} dV' = -I_{\text{Tst}} U_{\text{Beo}} \quad (2.19)$$

Durch Gleichsetzen von $-I_{\text{Tst}} U_{\text{Beo}}$ für beide Kombinationen in den Gln. (2.18) und (2.19) erhält man:

$$U_{\text{LL}}^{\text{Rx}} = -\frac{1}{I_+^{\text{Tx}}} \iiint_{V_A} \mathbf{J}_A \cdot \mathbf{E}^{\text{in}} dV'. \quad (2.20)$$

Jetzt kann \mathbf{E}^{in} im Fernfeld des Hertzschen Dipols von Fall 2 entsprechend Gl. (2.16) als ebene TEM-Welle eingesetzt werden. Um die Projektion der beliebig orientierten Stromdichte \mathbf{J}_A auf die TEM-Welle darzustellen wird Gl. (2.16) formal durch eine Projektion auf die Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung ergänzt:

$$\mathbf{E}^{\text{in}}(\mathbf{r}') = -\hat{\mathbf{r}}^{\text{in}} \times (\hat{\mathbf{r}}^{\text{in}} \times \mathbf{E}_0^{\text{in}} \exp(jk \hat{\mathbf{r}}^{\text{in}} \cdot \mathbf{r}')). \quad (2.21)$$

Berücksichtigt man anstatt der Leerlaufspannung U_{LL}^{Rx} die Spannung $U^{Rx} = U_-^{Rx}$ über einem Abschluss mit Z_C , so gilt $U_{LL}^{Rx} = 2U^{Rx}$. Setzt man den Ansatz für die ebene Welle aus Gl. (2.21) zusammen mit $I^{Tx} = U_+^{Tx}/Z_C$ ein, so kann Gl. (2.20) wie folgt dargestellt werden :

$$U_-^{Rx} = \frac{Z_C}{2U_+^{Tx}} \iiint_{V_A} \hat{\mathbf{r}}^{in} \times (\hat{\mathbf{r}}^{in} \times \mathbf{J}_A \exp(jk \hat{\mathbf{r}}^{in} \cdot \mathbf{r}')) dV' \cdot \mathbf{E}_0^{in}. \quad (2.22)$$

Vergleicht man Gl. (2.22) mit Gl. (2.15), dann ergibt sich unter Verwendung von Gl. (2.6) bzgl. der Projektion auf die Transversalkomponente

$$\mathbf{H} = -\frac{\sqrt{Z_{F0}Z_C}}{2U_+^{Tx}} \iiint_{V_A} \mathbf{J}_{||,A} \exp(jk \hat{\mathbf{r}}^{in} \cdot \mathbf{r}') dV' \quad (2.23)$$

und man kann an den Sendeübertragungsfaktor \mathbf{O}^{Tx} anknüpfen. Hierzu wird Gl. (2.12) im Frequenzbereich betrachtet:

$$\mathbf{O}^{Tx} = -\frac{\mu_0}{4\pi U^{Tx}} \sqrt{\frac{Z_C}{Z_{F0}}} j\omega \iiint_{V_A} \mathbf{J}_{||,A} \exp(jk \hat{\mathbf{r}}^{in} \cdot \mathbf{r}') dV'. \quad (2.24)$$

Bemerkenswert ist die auf die Anregungsspannung bezogene Stromdichteverteilung $\mathbf{J}_{||,A}/U^{Tx}$. Diese stellt die Frequenzbereichsentsprechung der Stromdichteantwort $\mathbf{j}_{||}^\delta$ aus Gl. (2.12) dar. Setzt man Gl.(2.23) in Gl. (2.24) ein, so ergibt sich mit $c_0 = Z_{F0}/\mu_0$ der Zusammenhang zwischen dem Sendeübertragungsfaktor \mathbf{O}^{Tx} und der normierten effektiven Höhe als Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} zu

$$\mathbf{O}^{Tx} = \frac{j\omega}{2\pi c_0} \mathbf{H}. \quad (2.25)$$

In [Smi04] wird analog zur vorgestellten Betrachtung im Frequenzbereich eine Ableitung des Reziprozitätstheorems im Zeitbereich gegeben. Dies führt auf die integrale Darstellung:

$$u_-^{Rx}(t) * i_+^{Tx}(t) = \frac{2\pi}{\mu} \int_{t'=-\infty}^t \mathbf{e}^{in}(t) dt' * r \mathbf{e}^{Tx}(t+r/c_0, \theta^{in}, \psi^{in}). \quad (2.26)$$

Um die Äquivalenz beider Ableitungen zu zeigen, wird eine partielle Differenziation nach der Zeit ausgeführt

$$\frac{\partial u_-^{Rx}(t)}{\partial t} * \frac{u_+^{Tx}(t)}{Z_C} = \frac{2\pi}{\mu} \mathbf{e}^{in}(t) * r \mathbf{e}^{Tx}(t+r/c_0, \theta^{in}, \psi^{in}). \quad (2.27)$$

Gleichung (2.27) verknüpft das Faltungsprodukt der Spannungen im Empfangs- bzw. Sendefall u_-^{Rx} bzw. u_+^{Tx} mit dem Faltungsprodukt der einfallenden bzw. abgestrahlten elektrischen Feldstärken im Fernfeld e^i bzw. e^{Tx} . Damit wird mit der Kenntnis der Größen des Empfangsmodus das Verhalten im Sendemodus darstellbar und umgekehrt. Beschreibt man den Empfangsmodus mit der Antennenimpulsantwort $\mathbf{h}(t)$ entsprechend Gl. (2.15), so folgt aus Gl. (2.27) für den Zusammenhang zwischen Antennenimpulsantwort $\mathbf{h}(t)$ und Sendeübertragungsfaktor $\mathbf{o}^{\text{Tx}}(t)$:

$$\mathbf{o}^{\text{Tx}}(t) = \frac{1}{2\pi c_0} \frac{\partial \mathbf{h}(t)}{\partial t}. \quad (2.28)$$

Dies ist äquivalent zur Darstellung im Frequenzbereich entsprechend Gl. (2.25). Das Reziprozitätstheorem lässt sich so deuten, dass nur Wellen, d.h. zeitveränderliche Signale, das Fernfeld erreichen, da der Sendeübertragungsfaktor \mathbf{O}^{Tx} für statische Signale mit $\omega \rightarrow 0$ in Gl. (2.25) zu Null wird. Demgegenüber ist die Detektion (der Empfang) einer statischen Potentialdifferenz mit einer entsprechend hochohmig abgeschlossenen Antenne möglich. Die Herleitung des Reziprozitätstheorems macht weiterhin deutlich, dass die differenzierende Eigenschaft der Antenne verknüpft ist mit der räumlich-zeitlichen Verteilung der Stromdichte \mathbf{j} , die für die Gesamtfilterwirkung der Antenne ausschlaggebend ist. Somit erlaubt die Kenntnis der für die jeweilige Antenne charakteristischen polarimetrischen richtungsaufgelösten Antennenimpulsantwort \mathbf{h} die vollständige Beschreibung der Signalübertragung vom bzw. ins Fernfeld, wenn die Eingangsgröße U_+^{Tx} am Antennenort bekannt ist. Dies erfordert zusätzlich die Kenntnis des Eingangsexreflexionsfaktors S_{11} , vgl. Abschnitt 2.2.5.

2.2.4 Polarisation

Elektromagnetische Wellen sind polarisiert. Anschaulich ausgedrückt beschreibt die Polarisation einer elektromagnetischen Welle den zeitlichen Verlauf der Richtung des elektrischen Feldvektors. Die Ortskurve des elektrischen Feldvektors \mathbf{e} wird hierfür auf eine Ebene mit Normalenvektor in Ausbreitungsrichtung $\hat{\mathbf{r}}$ projiziert. Für eine harmonische Anregung $\propto \exp j\omega t$ ergibt sich eine elliptische Polarisation mit den Sonderfällen der rechtsdrehend bzw. linksdrehend zirkularen oder der linearen Polarisation. Bei linearer Polarisation schwingt der elektrische Feldvektor entlang einer Geraden. Häufig gebraucht werden hierbei die Bezeichnungen horizontale und vertikale Polarisation, die sich auf die Orientierung der Schwingungsachse zum Boden beziehen. Für bestimmte Anwendungen (z. B. Richtfunk) werden Antennen mit besonders hoher Polarisationsreinheit gefordert, um Übertragungskanäle durch die

Polarisation zu trennen. Für die Indoor-Kommunikation bei mittleren Reichweiten spielt dies eine untergeordnete Rolle, da durch die Streuprozesse im Übertragungskanal im statistischen Mittel ungefähr die Hälfte der Sendeleistung jeweils in vertikale bzw. horizontale Polarisation gestreut wird. Für kurze Übertragungsstrecken mit einer dominanten Sichtverbindung (engl. *line of sight*, *LOS*) kann die Polarisationsanpassung von Sender und Empfänger jedoch sehr wohl einen erheblichen Einfluss auf die übertragene Signalenergie und die übertragene Impulsform haben. Die Betrachtung der Polarisation schlägt sich nieder in der vektorwertigen Behandlung der Antennenübertragungsfunktion: die Komponenten von \mathbf{H} werden im lokalen sphärischen Koordinatensystem angegeben: $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_\theta & H_\psi \end{pmatrix}^T$. Die Komponente in $\hat{\mathbf{r}}_r$ -Richtung wird nicht angegeben, da diese für die gegebene Fernfeldbetrachtung verschwindet. Die Transformation auf eine zirkulare Polarisationsbasis senkrecht zur Ausbreitungsrichtung, bestehend aus rechtsdrehend-zirkular (engl. *right hand circular*, *rhc*) und linksdrehend-zirkular (engl. *left hand circular*, *lhc*), wird direkt im Frequenzbereich vorgenommen:

$$\begin{aligned} H_{\text{rhc}} &= jH_\theta + H_\psi \\ H_{\text{lhc}} &= H_\theta + jH_\psi. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Eine detaillierte Herleitung dieser Gleichungen und ihr Zusammenhang mit der Poincaré-Kugel und dem Stokes-Vektor findet sich z.B. in [Wan96]. Die Polarisationsanpassung p zwischen zwei beliebig orientierten Antennen \mathbf{H}^{Tx} , \mathbf{H}^{Rx} wird durch das normierte Betragsquadrat des skalaren Produkts ihrer Übertragungsfunktionen gegeben:

$$p = \frac{|\mathbf{H}^{\text{Tx}} \cdot \mathbf{H}^{\text{Rx}}|^2}{|\mathbf{H}^{\text{Tx}}|^2 |\mathbf{H}^{\text{Rx}}|^2}. \quad (2.30)$$

Durch die Normierung gilt: $0 \leq p \leq 1$ für die Leistungsgröße p . Für Übertragungsstrecken, bei denen Sender und Empfänger beliebig orientiert sein können, ist insbesondere $\min p$ interessant. Dies ergibt die Abschwächung des Empfangs im ungünstigsten Fall. Zur zahlenmäßigen Auswertung von Gl. (2.30) werden $\mathbf{H}^{\text{Tx}} = H_\theta \hat{\mathbf{r}}_\theta^{\text{Tx}} + H_\psi \hat{\mathbf{r}}_\psi^{\text{Tx}}$ und $\mathbf{H}^{\text{Rx}} = H_\theta \hat{\mathbf{r}}_\theta^{\text{Rx}} + H_\psi \hat{\mathbf{r}}_\psi^{\text{Rx}}$ in Koordinatensystemen mit gleicher Orientierung der z -Achsen dargestellt. Für das Skalarprodukt der Basisvektoren in $\hat{\mathbf{r}}_\psi^{\text{Tx}}$ - und $\hat{\mathbf{r}}_\psi^{\text{Rx}}$ -Richtung gilt dann

$$\hat{\mathbf{r}}_\psi^{\text{Tx}} \cdot \hat{\mathbf{r}}_\psi^{\text{Rx}} = -1 \quad \text{und} \quad \hat{\mathbf{r}}_\theta^{\text{Tx}} \cdot \hat{\mathbf{r}}_\theta^{\text{Rx}} = 1. \quad (2.31)$$

Für die Analyse der übertragenen Signalform ist das Vorzeichen von Bedeutung, wie im folgenden Abschnitt 2.2.5 noch deutlich wird. Viele Antennen weisen eine

ausgeprägte Vorzugsrichtung für die Polarisation in Hauptstrahlrichtung auf, diese wird dann als Ko-Polarisation (mit Index co) definiert, die dazu orthogonale Ebene entsprechend als Kreuz-Polarisation (mit Index x).

2.2.5 Netzwerkmodell der Übertragungsstrecke

Für die Modellierung von Gesamtsystemen in signalflossorientierten Simulationswerkzeugen (wie z.B. Advanced Design System®) ist die Beschreibung der Übertragungsstrecke als lineares Mehrtor sinnvoll und notwendig. Für eine Übertragungsstrecke bestehend aus zwei Antennen wird entsprechend ein Zweitor angenommen. Zwischen den beiden Antennen findet die Wellenausbreitung statt, diese wird allgemein durch die polarimetrische Kanalübertragungsmatrix $[\mathbf{H}^K]$ beschrieben. Diese enthält den Einfluss der umgebenden Streuer auf die Übertragungsstrecke und ermöglicht Systemsimulationen unter realistischen Bedingungen. Hier wird zunächst die Ausbreitung im freien Raum behandelt, diese ermöglicht die isolierte Beurteilung des Antenneneinflusses auf die Übertragungsstrecke.

Ein Modell der Übertragungsstrecke mit zwei Antennen im freien Raum ist in Bild 2.1 dargestellt. Der Sender besteht aus einem Generator mit Impedanz Z_G , dem Tor und der Zuleitung zur Antenne mit Impedanz Z_C mit hinlaufender und rücklaufender Leistungswelle \tilde{a} bzw. \tilde{b} . Diese können in äquivalente hin- und rücklaufende Spannungswellen U_+, U_- bzw. Stromwellen I_+, I_- übersetzt werden [Wie97]. Mit $U_+ = \sqrt{Z_C} \tilde{a}$ und $I_+ = \tilde{a} / \sqrt{Z_C}$, bzw. $U_- = \sqrt{Z_C} \tilde{b}$ und $I_- = \tilde{b} / \sqrt{Z_C}$ ergibt sich die Gesamtspannung U bzw. der Gesamtstrom I am hier monomodig angenommenen Tor mit der charakteristischen Impedanz Z_C zu

$$\begin{aligned} U &= U_+ + U_- \\ I &= I_+ - I_- \end{aligned} \quad (2.32)$$

Die Superposition von hinlaufender und rücklaufender Welle in Gl. (2.32) hat sowohl im Frequenzbereich als auch im Zeitbereich gleichermaßen Gültigkeit. Für die Definition einer Übertragungsfunktion ist die Referenzgröße sehr wichtig, auf welche die Übertragungsfunktion bezogen wird. Für das in Bild 2.1 gezeigte Netzwerk aus zwei Antennen lassen sich folgende Fälle unterscheiden:

1. Bezug auf die hinlaufende Spannungswelle U_+^{Tx} ,
2. Bezug auf die eingepreßte Leerlaufgeneratorspannung U_G ,
3. Bezug auf die Antennenklemmenspannung $U^{\text{Tx}} = U_+^{\text{Tx}} + U_-^{\text{Tx}}$.

Die theoretische Definition orientiert sich auch an den Gegebenheiten der Messtechnik. Diese motivieren die Wahl der Bezugsgröße: Messungen im Frequenzbereich mit einem Vektor-Netzwerkanalysator beziehen sich auf die hinlaufende Leistungswelle \tilde{a} und somit auf die hinlaufende Spannungswelle U_+^{Tx} [TWK98]. Dabei wird der Referenzeingang durch einen Richtkoppler von der rücklaufenden Leistungswelle \tilde{b} isoliert. Die Oszilloskop-Messtechnik im Zeitbereich für Bandbreiten oberhalb 500 MHz ist typischerweise nicht mehr hochohmig, sondern auf 50Ω basiert. Damit wird eine direkte Messung von U_G erschwert. Stattdessen wird zuerst U_-^{Tx} über einem Abschluss mit $Z_L = Z_C = 50 \Omega$ gemessen. In diesem Fall ist $U_-^{\text{Tx}} = 0$, da der Abschlusswiderstand gleich dem Bezugswiderstand ist (unabhängig von Z_G). Das Ergebnis repräsentiert somit U_+^{Tx} . Entsprechendes gilt für den Empfangsfall, bei dem das Tor typischerweise mit seiner charakteristischen Impedanz Z_C abgeschlossen wird, so dass $U^{\text{Rx}} = U_-^{\text{Rx}}$ gilt. Dieses Vorgehen führt in vielen Arbeiten zur Zeitbereichsmesstechnik zu einer Verschleifung der Begriffe in Form einer Gleichsetzung von Klemmenspannung U^{Tx} und hinlaufender Wellenamplitude U_+^{Tx} . Der Zusammenhang zwischen Generatorleerlaufspannung U_G und U_+^{Tx} ergibt sich aus einer einfachen Spannungsteilerregel [Mic81]: $U_+^{\text{Tx}} = U_G Z_C / (Z_G + Z_C)$. Dies gilt unabhängig von etwaig auftretenden Reflexionen nach dem Tor (z.B. durch die Antennenstruktur selbst). Für den üblicherweise anzutreffenden Spezialfall $Z_G = Z_C$ ergibt sich $U_+^{\text{Tx}} = U_G/2$. Der sonst häufig angetroffene Bezug auf die Leistungswellenamplitude \tilde{a} ist physikalisch äquivalent zu dem Bezug auf U_+^{Tx} und zeichnet sich lediglich durch andere Proportionalitätskonstanten aus. Dies gilt entsprechend für einen Bezug auf die hinlaufende Stromwellenamplitude I_+^{Tx} . Da im Kontext einer UWB Signalübertragung jedoch meist das Interesse an transienten Spannungssignalen vorherrscht, wird hier die Nutzung einer Spannungsübertragungsfunktion bevorzugt.

Soll die Übertragung im Kontext einer beliebigen Beschaltung der Antennen untersucht werden, so ist das Verhältnis von Empfangsspannung U^{Rx} über einem allgemeinen Abschluss zu Antennenklemmenspannung U^{Tx} bei allgemeinem Z_G von Interesse. Hierbei können destruktive Interferenzen im Sendepfad auftreten, was eine Division durch Null zur Folge haben kann. Im Folgenden wird gezeigt, wie dieser Fall aus der Kenntnis der auf U_+^{Tx} bzw. U_-^{Rx} bezogenen Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} und den jeweiligen Reflexionsfaktoren dargestellt werden kann.

In Bild 2.2 ist ein Zweiantennensystem dargestellt, das durch seine Streuparametermatrix $[\mathbf{S}]$ charakterisiert ist. Die Klemmenspannungsübertragungsfunktion berech-

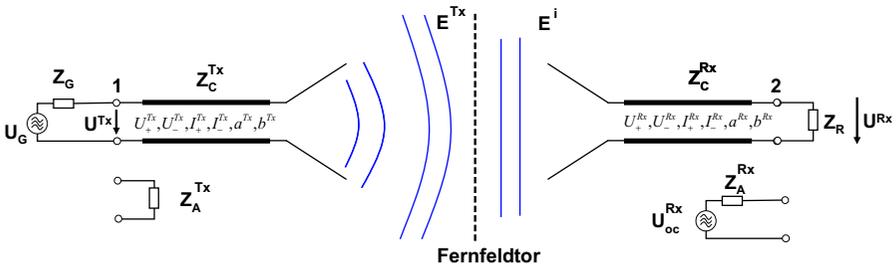


Bild 2.1: Übertragungssystem bestehend aus Sender, Empfänger und zwei Antennen mit Ersatzschaltbildern für Sende- bzw. Empfangsfall.

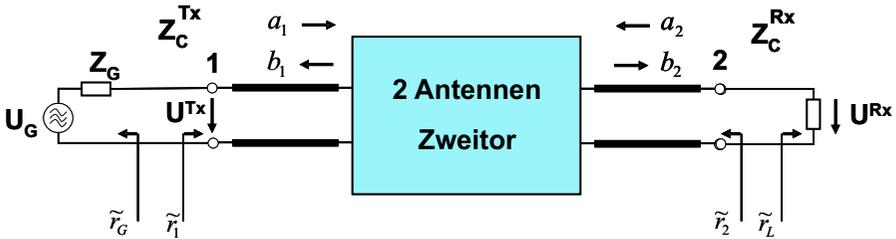


Bild 2.2: Ersatzzweitordarstellung als [S]-Matrix im Frequenzbereich.

net sich [DS05] zu

$$H_{Klm} = \frac{U^{Rx}}{U^{Tx}} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \tilde{r}_L} \frac{1 + \tilde{r}_L}{1 + \tilde{r}_1} \quad (2.33)$$

mit

$$\tilde{r}_1 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \tilde{r}_L}{1 - S_{22} \tilde{r}_L} \quad \text{und} \quad \tilde{r}_L = \frac{Z_L - Z_C^{Tx}}{Z_L + Z_C^{Tx}}. \quad (2.34)$$

Der Eingangsreflexionsfaktor \tilde{r}_1 ist hauptsächlich durch die Fehlanpassung der Sendeanenne bestimmt mit $\tilde{r}_1 \approx S_{11}$, da die Rückwirkung $(S_{21}S_{12}) = S_{21}^2$ aufgrund der hohen Pfaddämpfung $S_{21} \ll 1$ vernachlässigt werden kann.

Bezieht man die Empfangsspannung U^{Rx} auf die Generatorleerlaufspannung U_G , so erhält man die Generatorspannungsübertragungsfunktion H_G :

$$H_G = \frac{U^{Rx}}{U_G} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \tilde{r}_L} \frac{(1 - \tilde{r}_G)(1 + \tilde{r}_L)}{2(1 - \tilde{r}_1 \tilde{r}_G)} \quad (2.35)$$

Eine vollständige Modellierung bei Kenntnis der Ersatzgrößen der Generator-Schaltung benötigt somit im Wesentlichen das Wissen um die Transmission $S_{21} = U_-^{\text{Rx}}/U_+^{\text{Tx}}$ zwischen den beteiligten Antennen und deren Eingangsreflexionsfaktoren S_{11} bzw. S_{22} . Unter der Voraussetzung, dass $Z_G = Z_C^{\text{Tx}}$ und $Z^{\text{Rx}} = Z_C^{\text{Rx}}$ (d.h. Sender- und Empfänger-Innenwiderstand sind jeweils gleich dem Wellenwiderstand der jeweiligen Antennenanschlussleitung) gilt $\tilde{r}_G = 0$ und $\tilde{r}_L = 0$. Damit vereinfachen sich Gl. (2.33) und Gl. (2.35) zu

$$H_{\text{Klm}} = \frac{U_-^{\text{Rx}}}{U_+^{\text{Tx}}} = S_{21} \quad \text{und} \quad H_G = \frac{S_{21}}{2}. \quad (2.36)$$

Diese Vereinfachungen gelten auch, wenn Reflexionen bei Fehlanpassung der Antenne auftreten. Die Transmission S_{21} kann für beliebige Antennenpaare im freien Raum mit hinreichend großem Abstand r mit den jeweiligen Antennenübertragungsfunktionen \mathbf{H}^{Tx} und \mathbf{H}^{Rx} im Frequenz- und im Zeitbereich simuliert werden. Man findet mit den Gln. (2.9), (2.15) und (2.28) folgende Zusammenhänge im Frequenz- bzw. Zeitbereich:

$$S_{21} = \frac{U_-^{\text{Rx}}}{U_+^{\text{Tx}}} = \sqrt{\frac{Z_C^{\text{Rx}}}{Z_C^{\text{Tx}}}} \frac{\exp(-j\omega r/c_0)}{2\pi r c_0} \cdot j\omega \mathbf{H}^{\text{Tx}}(\theta^{\text{Tx}}, \psi^{\text{Tx}}) \cdot \mathbf{H}^{\text{Rx}}(\theta^{\text{in}}, \psi^{\text{in}}). \quad (2.37)$$

$$s_{21} = \sqrt{\frac{Z_C^{\text{Rx}}}{Z_C^{\text{Tx}}}} \frac{\delta(t - r/c_0)}{2\pi r c_0} * \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{h}^{\text{Tx}}(\theta^{\text{Tx}}, \psi^{\text{Tx}}) * \mathbf{h}^{\text{Rx}}(\theta^{\text{in}}, \psi^{\text{in}}). \quad (2.38)$$

Die Faltung der Antennenimpulsantworten in Gl. (2.38) entspricht dabei der Bildung des Skalarprodukts in Gl. (2.37):

$$\mathbf{h}^{\text{Tx}} * \mathbf{h}^{\text{Rx}} = (h_\theta * h_\theta) (\hat{\mathbf{r}}_\theta^{\text{Tx}} \cdot \hat{\mathbf{r}}_\theta^{\text{Rx}}) + (h_\psi * h_\psi) (\hat{\mathbf{r}}_\psi^{\text{Tx}} \cdot \hat{\mathbf{r}}_\psi^{\text{Rx}}). \quad (2.39)$$

Für die Auswertung ist die Verarbeitung der unterschiedlichen lokalen Basisvektoren für Sendeantenne und Empfangsantenne wichtig, wie schon in Gl. (2.31) dargestellt. Verallgemeinert man die ungestörte Ausbreitung im freien Raum auf eine pfadbasierte Darstellung der Mehrwegeausbreitung, so erhält man unter den Voraussetzungen der geometrisch-physikalischen Optik eine realistische Modellierung der gesamten Wellenausbreitung, bei der die einzelnen Komponenten, wie die Antennen und die Umgebung, nach Belieben eingesetzt werden können [GW98]. Die Grundlage für

die weitergehende Analyse der Antenneneigenschaften in Innenraumumgebungen in Kapitel 7 ist die polarimetrische Pfadübertragungsmatrix $[\mathbf{H}^K]$ mit $[H_{m,n}^K] = 1/m$.

$$S_{21} = \frac{1}{2\pi c_0} \sqrt{\frac{Z_C^{\text{Rx}}}{Z_C^{\text{Tx}}}} \sum_i \left(\begin{pmatrix} H_{\theta}^{\text{Rx}}(\theta_i^{\text{Rx}}, \psi_i^{\text{Rx}}) \\ H_{\psi}^{\text{Rx}}(\theta_i^{\text{Rx}}, \psi_i^{\text{Rx}}) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} H_{\theta\theta,i}^K & H_{\theta\psi,i}^K \\ H_{\psi\theta,i}^K & H_{\psi\psi,i}^K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{\theta}^{\text{Tx}}(\theta_i^{\text{Tx}}, \psi_i^{\text{Tx}}) \\ H_{\psi}^{\text{Tx}}(\theta_i^{\text{Tx}}, \psi_i^{\text{Tx}}) \end{pmatrix} \right) \quad (2.40)$$

Dabei werden für die Antennen in Gl. (2.40) die Fernfeldübertragungsfunktionen \mathbf{H}^{Tx} und \mathbf{H}^{Rx} im den jeweiligen Antennenorientierungen entsprechenden lokalen Koordinatensystem angesetzt. Für die numerische Auswertung ist, wie bei der Betrachtung der Polarisation, eine Transformation so vorzunehmen, dass die z-Achsen der beiden lokalen Koordinatensysteme parallel sind. Weiterhin wird angenommen, dass die Antennen sich wechselseitig und in Bezug auf die umgebenden Streukörper im Fernfeld befinden.

2.3 Bewertung von Antenneneigenschaften

Wie in Abschnitt 2.2.3 gezeigt, enthält die Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} die gesamte Information über das Abstrahl- und Empfangsverhalten der Antenne unter Berücksichtigung der Anbindung an ein generisches Speisetzwerk über den Eingangsreflexionsfaktor S_{11} . Aus \mathbf{H} sind Gewinn und komplexe Richtcharakteristik ableitbar. Die Übertragungsfunktion hat gegenüber einer komplexen Richtcharakteristik den Vorteil, dass sie für alle Richtungen einen über der Frequenz konsistenten, d.h. nicht für jeden betrachteten Frequenzpunkt einzeln normierten Phasen- und Amplitudengang aufweist. Zur Beurteilung der Antennenperformanz einer einzelnen Antenne enthält \mathbf{H} somit eine Fülle von Daten, die in Bezug auf einzelne Kriterien interpretiert werden müssen [SW05] [SKW03]. Hierzu bieten sich verschiedene Gütekriterien im Frequenz- und im Zeitbereich an. Im Rahmen dieser Arbeit werden intrinsische und extrinsische Gütekriterien unterschieden.

Man spricht von einem

- intrinsischen Gütekriterium, wenn dieses ausschließlich durch die zu untersuchende Antenne, bzw. deren Antennenimpulsantwort bestimmt wird.

- extrinsischen Gütekriterium, wenn Antenneneigenschaften mit externen, z.B. systemspezifischen Funktionen oder weiteren Übertragungsfunktionen gewichtet werden.

In den folgenden Abschnitten 2.3.1 bis 2.3.3 werden die verschiedenen Gütekriterien näher beschrieben.

2.3.1 Intrinsische Gütekriterien im Frequenzbereich

Klassische intrinsische Antennenparameter sind der Antennengewinn G und die Antennenwirkfläche A_W . Der Zusammenhang von Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} und effektivem Gewinn G bzw. der Antennenwirkfläche A_W ist für die Kopolarisations-Komponente [BFP02]:

$$G = \frac{\omega^2}{\pi c_0^2} |H_{co}|^2 \quad (2.41)$$

$$A_W = \frac{\lambda^2}{4\pi} G = |H_{co}|^2 \quad (2.42)$$

Es wird hierbei nur die dominante Polarisation betrachtet, wie dies für die allgemeine Anwendung des Antennengewinns G unter der Voraussetzung der Polarisationsanpassung üblich ist. Der Antennengewinn G_{IEEE} nach [IEE93] wird getrennt von den Verlusten durch Fehlanpassung betrachtet. Mit Kenntnis des Eingangsreflexionsfaktors S_{11} der Antenne ergibt sich

$$G = G_{IEEE} \left(1 - |S_{11}|^2\right). \quad (2.43)$$

Als Maß für die verzerrenden Eigenschaften der Antenne wird die Gruppenlaufzeit τ_G und die relative Gruppenlaufzeit $\tau_{G,rel}$ betrachtet. Die Gruppenlaufzeit ist z.B. von der Filtertheorie und der leitungsgebundenen Übertragung bekannt [Kro91]. Hierzu wird die Ko-Polarisationskomponente der Impulsantwort H_{co} betrachtet und in Betrag und Phase φ_{co} aufgeteilt: $H_{co} = |H_{co}(\omega)| \exp(j\varphi_{co}(\omega))$.

$$\tau_G(\omega) = -\frac{d\varphi_{co}(\omega)}{d\omega} \quad (2.44)$$

$$\tau_{G,rel}(\omega) = \tau_G(\omega) - \bar{\tau}_G$$

mit
$$\bar{\tau}_G = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \tau_G d\omega. \quad (2.45)$$

Die Gruppenlaufzeit τ_G bringt die Verzögerung zum Ausdruck, die ein monochromatisches Energiepaket bei der jeweiligen Frequenz ω erfährt, wenn es vom Antennenanschluss zum Fernfeldtor transportiert wird. Optimal (d.h. verzerrungsfrei) sind Strukturen mit konstanter Gruppenlaufzeit τ_G innerhalb des Nutzfrequenzbandes von ω_1 bis ω_2 . Dies entspricht einem linearen Phasengang. Ein Maß für die Konstanz der Gruppenlaufzeit ist die Abweichung vom Mittelwert $\bar{\tau}_G$ über der Frequenz. Ein integrales Maß über der Frequenz - und damit ein skalarer Wert für jede Richtung - ist die Standardabweichung der Gruppenlaufzeit

$$\sigma_{\tau_G} = \sqrt{\frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} (\tau_G - \bar{\tau}_G)^2 d\omega}. \quad (2.46)$$

Je kleiner σ_{τ_G} ist, umso weniger variiert die Gruppenlaufzeit über der Frequenz und umso linearer ist somit die Phase der Antennenübertragungsfunktion.

Analog zur Standardabweichung der Gruppenlaufzeit kann innerhalb des Nutzfrequenzbandes auch die Standardabweichung des Gewinns

$$\sigma_G = \sqrt{\frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} (G(\omega) - \bar{G})^2 d\omega} \quad (2.47)$$

betrachtet werden. Dabei bezeichnet \bar{G} den mittleren effektiven Gewinn im betrachteten Frequenzband. In Bezug auf eine optimale Nutzung der durch die FCC definierte spektrale Frequenzmaske, die im Frequenzbereich 3,1–10,6 GHz ein konstantes EIRP-Spektrum vorgibt (siehe Bild 1.1), wäre ein entsprechend konstanter Gewinn mit $\sigma_G = 0$ wünschenswert. Möchte man hingegen eine betragsmäßig konstante Gesamtübertragungsfunktion S_{21} , die entsprechend Gl. (2.37) proportional zu $j\omega \mathbf{H}^{\text{Tx}} \mathbf{H}^{\text{Rx}}$ ist, muss die Kompensation des Faktors ω anteilig im Sende- bzw. Empfangspfad erfolgen. Entsprechend lässt sich mit $\mathbf{H}^{\text{Tx}}, \mathbf{H}^{\text{Rx}} \propto 1/\sqrt{\omega}$ ein für die Impulsübertragung optimaler konstanter Gesamtamplitudengang erzeugen. Ein solcher Frequenzgang für \mathbf{H} entspricht nach Gl.(2.41) der Forderung nach einer Antenne mit $G \propto \omega$, das bedeutet der Gewinn soll in diesem Fall linear mit der Frequenz steigen (10 dB/Dekade). Zum Vergleich steigt der Gewinn einer Antenne mit konstanter Apertur, d.h. mit konstanter Antennenwirkfläche A_W , mit 20 dB/Dekade.

Im Zusammenhang mit Antennen für tragbare Geräte besteht der Wunsch nach möglichst kleinen Antennen hoher Effizienz. Diesem Streben sind physikalische Grenzen

gesetzt [Sch05], die im Nachfolgenden wegen ihrer praktischen Bedeutung kurz betrachtet werden. Die Effizienz einer schmalbandigen Antenne mit monofrequenter Anregung ist definiert als das Verhältnis der abgestrahlten Leistung im Fernfeld zur eingespeisten Leistung am Antennenor. Für die ultrabreitbandige Betrachtung wird dieses Konzept erweitert auf eine frequenzabhängige Effizienz, die das Verhältnis der abgestrahlten spektralen Leistungsdichte zur am Eingang verfügbaren spektralen Leistungsdichte darstellt. Die frequenzabhängige Effizienz $\eta(\omega)$ lässt sich wie folgt angeben:

$$\eta(\omega) = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{rad}} + P_{\text{refl}} + P_{\text{loss}}} = \frac{1}{2 Z_{F0} P^{\text{Tx}}(\omega)} \int_{\Omega} \int |\mathbf{E}^{\text{Tx}}(\theta, \psi)|^2 \sin \theta d\theta d\psi. \quad (2.48)$$

Diese Definition von η schließt im UWB-Sinn abweichend vom IEEE-Standard [IEE93] die Verluste durch Fehlanpassung P_{refl} mit in die Berechnung der Effizienz ein, wie dies auch bei der Berechnung des Gewinns entsprechend Gl. (2.41) bereits der Fall ist. Die Effizienz einer Antenne ist messtechnisch nur sehr schwer bestimmbar. Es wurden verschiedene Messverfahren, z.B. die Wheeler-Cap-Methode, vorgeschlagen [Sch05]. Hierbei soll die gesendete Energie durch einen die Antenne komplett umgebenden Reflektor wieder vollständig in die Antenne zurückreflektiert werden. Jedoch bildet die Wheeler-Cap-Methode für UWB-Antennen einen übermodierten Resonator, der bei einer Vielzahl von Resonanzfrequenzen zu einem Abschluss für die Antenne wird und dort nahezu keine Leistung mehr zurückreflektiert. Eine indirekte Charakterisierung der Effizienz ist bedingt möglich: Hierzu kann eine Messung des Gewinns G , welche die Verluste der Antenne direkt beinhaltet, mit der Simulation des Richtfaktors D der verlustfreien Struktur verglichen werden, da gilt [Wie97]:

$$G(\omega) = \eta(\omega) D(\omega). \quad (2.49)$$

Die Güte

$$Q = \frac{f_c}{BW_{-3\text{dB}}} \quad \text{mit} \quad BW_{-3\text{dB}} = f_{o, 3\text{dB}} - f_{u, 3\text{dB}} \quad (2.50)$$

ist die inverse relative Impedanzbandbreite, d.h. die absolute Impedanzbandbreite BW bezogen auf die Resonanzfrequenz f_c . Dabei bezeichnet BW die -3 dB Impedanzbandbreite bezogen auf die reelle Eingangsimpedanz $Z(f_c)$ der Antenne bei Resonanz ohne Zuleitung. Für die Betrachtung einer nicht resonanten Struktur, wie sie insbesondere für UWB-Antennen wünschenswert ist, kann die Resonanzfrequenz f_c als die geometrische Mittenfrequenz

$$f_c \approx \sqrt{f_{u, 3\text{dB}} f_{o, 3\text{dB}}} \quad (2.51)$$

aus den beiden -3 dB Punkten der Impedanzanpassung S_{11} genähert werden [Sch05]. Dabei wird das Anpassnetzwerk bis zum Antennenotor als Teil der Antenne betrachtet. Je größer die Güte Q der Antenne wird, desto kleiner wird ihre nutzbare Bandbreite. Für ungedämpfte Antennenstrukturen gibt es nach Chu und Harrington in [Ree05] und [Han81] eine fundamentale, untere Grenze für die minimal erreichbare Güte Q_{\min} abhängig vom Radius r_A der Kugel, die die Antenne einschließt. In [McL96] wird mit einem alternativen Ansatz aus dem Verhältnis von gespeicherter (reaktiver) Energie und abgestrahlter Leistung eines Hertzschen Dipols folgende Formulierung für Q_{\min} gefunden:

$$Q_{\min}(r_A) = \frac{1}{(kr_A)^3} + \frac{1}{(kr_A)} \quad \text{mit} \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \frac{2\pi f_c}{c_0}. \quad (2.52)$$

Es wird deutlich, dass die minimal erreichbare Güte Q_{\min} einer Antenne mit ihrer Größe abnimmt. Für die Betrachtung von UWB-Antennen muss das schmalbandige Konzept einer resonanten Antenne bei der geometrischen Mittenfrequenz f_0 für eine ultrabreitbandige Bewertung erweitert werden. Die Herleitung von Gl.(2.52) setzt einen Dipol im Grundmodus voraus. Bei der oberen Grenzfrequenz kann dies aufgrund höherer Moden nicht mehr als gegeben angesehen werden. Deshalb wird die Antenne bei ihrer unteren Grenzfrequenz betrachtet, die dem fundamentalen Dipolmodus am nächsten kommt. Dies geschieht, indem man aus Gl. (2.52) die theoretische, untere -3 dB Grenzfrequenz f_L und die damit verbundene theoretische obere Grenzwellenlänge λ_L berechnet [Sch05]:

$$\lambda_u = \frac{c_0}{f_u} = \lambda_c \frac{1 + \sqrt{1 + 4Q^2}}{2Q}. \quad (2.53)$$

Als Maß für die Optimalität bzgl. der Miniaturisierung einer Antenne wird der auf λ_u bezogene Radius der einhüllenden Kugel r_A/λ_u betrachtet. Beispielsweise ergibt sich für eine 3:1 -Bandbreite eine Güte von $Q = 0,866$ und aus Gl. (2.52) und Gl. (2.53) somit ein minimaler Radius von $r_A = 0,14 \lambda_u$. Eine kleinere Antenne kann die geforderte Impedanzbandbreite ohne Absorption der reaktiven Leistung nicht erreichen. Für $f_u = 3,1$ GHz ergibt sich ein minimaler Durchmesser der einhüllenden Kugel von $2r_A = 27$ mm. Die Impedanzbandbreite $BW_{-3\text{dB}}$ lässt sich jederzeit durch das Einbringen von zusätzlicher Dämpfung verbessern, die unerwünschte Reflexionen absorbiert. Dadurch sinkt der Wirkungsgrad der Antenne allerdings erheblich.

2.3.2 Intrinsische Gütekriterien im Zeitbereich

Die Antennenimpulsantwort $\mathbf{h}(t, \theta, \psi)$ ist eine reelle Größe, die direkt mit reellen, messbaren Größen wie z.B. der Empfangsspannung verknüpft ist. Im Folgenden werden verschiedene Parameter abgeleitet, die sich für jeden der beiden Polarisationsbasisektoren unabhängig angeben lassen. Diese Gütekriterien werden, wie schon für den Gewinn im vorangegangenen Abschnitt dargestellt, für jede Polarisation getrennt ausgewertet. Der Spitzenwert h_{\max} der Impulsantwort für die Kopolarisation

$$h_{\max}(\theta, \psi) = \max_t |h_{\text{co}}| \quad (2.54)$$

ergibt ein Maß, das proportional zum Spitzenwert der Empfangsspannung ist². Für die Betrachtung der dispersiven Eigenschaften ist die Einführung der analytischen Impulsantwort

$$\mathbf{h}^+ = (\mathbf{h} + j\mathcal{H}\{\mathbf{h}\}) = \left(\mathbf{h}(t) + j \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}(t') \frac{1}{\pi(t-t')} dt' \right) \quad (2.55)$$

sinnvoll. Dabei steht $\mathcal{H}\{\mathbf{h}\}$ für die Hilbert-Transformierte [Kie98] von \mathbf{h} . Die analytische Impulsantwort \mathbf{h}^+ hat die Eigenschaft, nur bei positiven Frequenzen spektrale Anteile zu besitzen mit

$$\mathbf{H}^+ = \begin{cases} 2\mathbf{H}(\omega) & \text{für } \omega > 0 \\ \mathbf{H}(0) & \text{für } \omega = 0 \\ 0 & \text{für } \omega < 0 \end{cases} \quad (2.56)$$

Die Einhüllende $|\mathbf{h}^+|$ lokalisiert ein Energiepaket über der Zeit, unabhängig von etwaigen Nulldurchgängen des Signals, da der Imaginärteil über die Hilbert-Transformation mit dem zeitlichen Integral des Realteils verknüpft ist und somit Nulldurchgänge innerhalb eines Pulses nicht zu einer Nullstelle der Einhüllenden führen. Erst wenn die Energie des Pulses abgeklungen ist, wird die Einhüllende Null. Die zeitliche Halbwertsbreite τ_{FWHM} (engl. *full width at half maximum, FWHM*) der Einhüllenden der Antennenimpulsantwort in Kopolarisation $|h_{\text{co}}^+|$ wird definiert als:

$$\tau_{\text{FWHM}} = t_2 |h_{\text{co}}^+(t_2)| = \max\{|h_{\text{co}}^+|\}/2 - t_1 |h_{\text{co}}^+(t_1)| = \max\{|h_{\text{co}}^+|\}/2 \text{ und } t_2 > t_1 \quad (2.57)$$

²bei polarisationsangepasstem Welleneinfall mit einem idealen Zeitverlauf proportional $\delta(t)$

Die zeitliche Halbwertsbreite bezieht sich auf die Spannungsgröße $|h_{co}^+|$, die Eckpunkte sind also die -6 dB Punkte der Impulsantwort in logarithmischer Darstellung. Man kann τ_{FWHM} als die im besten Fall auftretende Impulsverbreiterung interpretieren, die bei einer Anregung mit einem idealen Dirac-Impuls $\delta(t)$ im Sinne der Distributionentheorie auftritt. Kein Signal e , das die Antenne verlässt bzw. empfangen wird, kann zeitlich schmaler³ sein als τ_{FWHM} . Je größer die zeitliche Halbwertsbreite ist, desto dispersiver ist die Antenne, und um so ungeeigneter wird sie für eine Impulsübertragung.

Das Nachschwingen τ_r der Antenne (engl. *ringing*) wird als die Zeit definiert, die benötigt wird, damit die Hüllkurve $|h_{co}^+|$ von ihrem Maximalwert auf einen Bruchteil $0 < \alpha < 1$ abgefallen ist:

$$\tau_{r,\alpha} = t_2 \Big|_{|h_{co}^+(t_2)|=\alpha \max\{|h_{co}^+\}} - t_1 \Big|_{|h_{co}^+(t_1)|=\max\{|h_{co}^+\}}. \quad (2.58)$$

Ein typischer Wert für die zu definierende, untere Grenze ist z.B. $\alpha = 0,1$.

Ein integrales Maß für das dispersive Verhalten der Antenne ist die Impulsverbreiterung (engl. *delay spread*) τ_{DS} , die analog zur Impulsverbreiterung für Funkkanäle [GW98] definiert wird:

$$\tau_{DS} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (t - \bar{\tau}_D) |h_{co}|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |h_{co}|^2 dt}} \quad \text{mit} \quad \bar{\tau}_D = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t |h_{co}|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |h_{co}|^2 dt}. \quad (2.59)$$

Dabei bezeichnet $\bar{\tau}_D$ die mittlere Verzögerungszeit.

2.3.3 Extrinsische Gütekriterien

Zur Bewertung ist es sinnvoll, die Antennen im Zusammenhang mit einer spezifischen Anregung zu untersuchen, die durch das genutzte Übertragungssystem bzw. Modulationsverfahren vorgegeben ist. Dabei gilt eine einfache Grundregel: Die Antenne soll in den Frequenzbereichen gute Übertragungseigenschaften besitzen, in denen die Anregungsfunktion ihre Energie konzentriert. Darüber hinaus ermöglicht die Korrelation der Impulsformen für unterschiedliche Richtungen und Antennenkombinationen die Bewertung im Hinblick auf die Wirksamkeit von Korrelationsempfängern.

³bezogen auf seine analytische Hüllkurve e^+

Mit einer gegebenen Anregung $u^{\text{Tx}}(t)$ wird der richtungsabhängige transiente Gewinn definiert als

$$g_{\text{T}} = \frac{\|h_{\text{co}} * \partial u^{\text{Tx}} / \partial t\|_2^2}{\|\sqrt{\pi} c_0 u^{\text{Tx}}\|_2^2} = \frac{\|H_{\text{co}} j \omega U^{\text{Tx}}\|_2^2}{\|\sqrt{\pi} c_0 U^{\text{Tx}}\|_2^2}$$

mit $\|f(x)\|_p = \left(\int_{-\infty}^{\infty} |f(x)|^p dx \right)^{\frac{1}{p}}$. (2.60)

Diese leistungsbezogene Definition des transienten Gewinns g_{T} weicht von der Definition von Farr und Baum in [FB92] in soweit ab, als das Quadrat der 2-Norm $\|\cdot\|_2$ für die Berechnung herangezogen wird. Dies stellt einen Bezug zum Energieinhalt (Integral des Betragsquadrats) des Signals dar. In [FB92] wird die allgemeine p -Norm $\|\cdot\|_p$ als verallgemeinertes Maß für den integralen Inhalt eines Signals verwendet. Dies erleichtert die analytische Handhabung von Spitzenwerten wegen $\|f(t)\|_{\infty} = \sup_t f(t)$, erschwert aber den Übergang zum klassischen effektiven Gewinn G . Dieser ist in der hier gewählten Darstellung mit Gl. (2.60) einfach zu realisieren, da das Anregungssignal U^{Tx} als Gewichtungsfunktion für eine gewichtete Mittelwertbildung des klassischen Gewinns G aufgefasst werden kann. Zur Verdeutlichung wird ein ideales Bandpasssignal U_{BP} mit

$$U_{\text{BP}} = \begin{cases} U_0 & \text{für } \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.61)$$

in Gl. (2.60) eingesetzt. Damit vereinfacht sich Gl. (2.60) unter Verwendung von Gl. (2.41) und Gl. (2.56) zu

$$g_{\text{T,BP}} = \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} |j\omega U_0 H_{\text{co}}^+|^2 d\omega}{\pi c_0^2 \int_{\omega_1}^{\omega_2} U_0^2 d\omega} = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\omega^2}{\pi c_0^2} |H_{\text{co}}^+|^2 d\omega = \bar{G}. \quad (2.62)$$

In diesem Sinn kann auch die, auf eine Anregung U^{Tx} bezogene, integrierte Effizienz η_{ges} als extrinsisches Gütekriterium auf Gl. (2.48) aufbauend ausgewertet werden:

$$\eta_{\text{ges}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \eta(\omega) |U^{\text{Tx}}(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |U^{\text{Tx}}(\omega)|^2 d\omega}. \quad (2.63)$$

In [LS94] wird die Wiedergabetreue F (engl. *fidelity*) und die Verzerrung d (engl. *distortion*) eines linearen Systems bestehend aus zwei Antennen auf der Basis der Korrelation von Eingangs- und Ausgangssignal wie folgt definiert:

$$F = \max_{\tau} \int_0^{\infty} \frac{\frac{\partial}{\partial t} u^{\text{Tx}}(t)}{\left\| \frac{\partial}{\partial t} u^{\text{Tx}}(t) \right\|_2} \frac{u^{\text{Rx}}(t + \tau)}{\|u^{\text{Rx}}(t)\|_2} dt \quad (2.64)$$

und

$$d = \min_{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{u^{\text{Rx}}(t + \tau)}{\|u^{\text{Rx}}(t)\|_2} - \frac{\frac{\partial}{\partial t} u^{\text{Tx}}(t)}{\left\| \frac{\partial}{\partial t} u^{\text{Tx}}(t) \right\|_2} \right|^2 dt = 2(1 - F). \quad (2.65)$$

Die Differenzierung des Sendesignals $\frac{\partial}{\partial t} u^{\text{Tx}}(t)$ trägt dem Reziprozitätstheorem Rechnung, das eine inhärente und damit erwartete Verzerrung des Empfangssignals mit sich bringt, die daher von der Fehlerbetrachtung ausgenommen wird (vgl. auch Abschnitte 2.2.3 und 2.3.1). Damit wird die Wiedergabetreue F zum Spitzenwert der zeitlichen Korrelationsfunktion zwischen differenziertem Sendesignal und Empfangssignal. In der Literatur (z.B. [Kwo06]) finden sich in Abwandlungen von Gl. (2.64) abweichende Definitionen der Wiedergabetreue, die die Differenzierung als Teil der von der Antenne verursachten Verzerrung ansehen. Im Rahmen dieser Arbeit wird jedoch die Originaldefinition nach Gl. (2.64) aus [LS94] verwendet. Mit Hilfe der Antennenimpulsantwort \mathbf{h} und Gl. (2.36) und Gl. (2.38) kann F unter der Annahme einer idealen Testfunktion ($\delta(t)$ -Funktion) für die maximal verfügbare, d.h. nur durch die Antennen begrenzte Bandbreite, wie folgt dargestellt werden:

$$F_{\mathbf{h}} = \max_{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mathbf{h}^{\text{Tx}}(t) \cdot \mathbf{h}^{\text{Rx}}(t + \tau)}{\|\mathbf{h}^{\text{Tx}} \cdot \mathbf{h}^{\text{Rx}}\|_2} dt. \quad (2.66)$$

Dies entspricht dem Spitzenwert des Kreuzkorrelationskoeffizienten der Antennenimpulsantworten für eine gegebene Anordnung und Orientierung der Antennen im freien Raum. $F_{\mathbf{h}}$ ist zwar unabhängig von einer bestimmten Anregung, setzt aber die Kenntnis von Sende- und Empfangsantenne und deren Orientierung zueinander voraus und zählt somit auch zu den extrinsischen Gütekriterien. F bzw. $F_{\mathbf{h}}$ beinhalten keine Information über die Amplitude, sondern nur über die Formähnlichkeit von gesendeten und empfangenen Pulsen.

Nimmt man als Referenz für h^{Tx} die Vorzugsrichtung b_s (engl. *boresight*) einer gegebenen Antenne und variiert in h^{Rx} richtungsabhängig die Impulsantwort derselben

Antenne, so erhält man die sogenannte Kohärenzcharakteristik C (engl. *coherence pattern*) als intrinsisches Gütekriterium der betrachteten Antenne

$$C(\theta, \psi) = \max_{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mathbf{h}(t, \theta, \psi) \cdot \mathbf{h}_{\text{bs}}(t + \tau)}{\|\mathbf{h}_{\text{bs}}\|_2^2} dt. \quad (2.67)$$

Hierbei wird die Leistungskorrelation auf den Wert für die Vorzugsrichtung normiert. C ist ein Maß für die richtungsabhängige Variation der Leistung an einem Korrelatorausgang.

Ein weiteres Maß ist die messtechnisch einfach zu handhabende und für einen schnellen Überblick geeignete -10 dB-Bandbreite $B_{-10\text{dB}}$ der nomierten paarweisen Freiraumübertragungsfunktion $|S_{21}| / (\max |S_{21}|)$ zwischen zwei UWB Antennen. Diese ist wiederum von den gegebenen Antennen und deren Orientierung abhängig und kann mit Gl. (2.38) berechnet werden. Die Antennen müssen sich dabei in ihrem wechselseitigen Fernfeld befinden.

2.3.4 Quellpunkt und Phasenzentrum

Die Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} ist entsprechend Gl. (2.23) mit der Stromverteilung auf der Antenne und so mit dem gesamten Volumen V_A der Antenne verknüpft. Für die Fernfeldbetrachtung der Verzögerungszeiten der transienten Abstrahlung in alle Raumrichtungen wird ein feststehender Koordinatenursprung \mathbf{O} in V_A angenommen. Für Positionierungsaufgaben ideal ist eine Antenne, für die ein einziger Quellpunkt \mathbf{O}_Q existiert, von dem aus betrachtet die gesendete Welle $\mathbf{e}(\theta, \psi, t)$ in alle Richtungen dieselbe Verzögerungszeit TOF (engl. *time of flight*) $\tau_{\text{TOF}} = r/c_0$ erfährt. Aufgrund des volumenhaften Charakters der für die Abstrahlung ursächlichen Stromverteilung \mathbf{j} kann \mathbf{O}_Q bei einer strengen Betrachtung nur für punktförmige Antennen und Antennen mit einer radial-symmetrischen Stromverteilung existieren, da die ausgesendete Wellenfront eine exakte Kugelform haben sollte. Diese ist bei realen Antennen normalerweise deformiert, da aufgrund von Unsymmetrien der Antenne die Abstrahlung in eine bestimmte Richtung früher erfolgt als in eine andere Richtung. Reduziert man die Betrachtung auf Sektoren und Schnitte von Sektoren in der Vorzugsrichtung der Antenne, so vereinfacht sich das Problem, da in benachbarten Richtungen ähnliche Verzögerungszeiten zu erwarten sind. Entsprechend kann der Quellpunkt dann nur für einen Schnitt oder einen Sektor definiert werden.

Eine weitere wesentliche Schwierigkeit ergibt sich aus der Fragestellung, wie bei einem durch die Impulsantwort \mathbf{h} der Antenne geformten und somit zeitlich in die

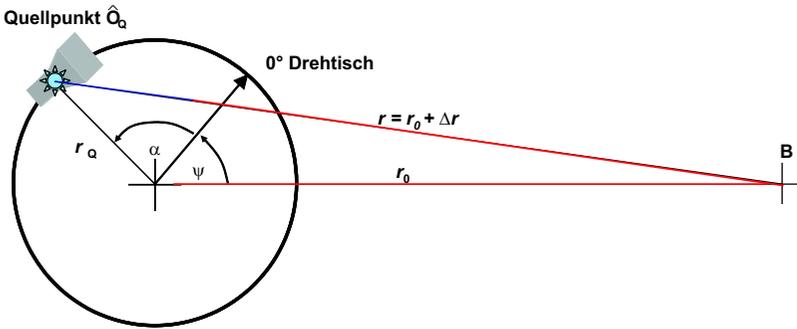


Bild 2.3: Geometrie zur Bestimmung des geschätzten Quellpunkts \hat{O}_Q in einer Schnittebene.

Länge gezogenen Feldstärkesignal $e(\theta, \psi, t)$ die Verzögerungszeit τ_{rad} definiert werden soll. Zur Auswahl stehen die Ankunftszeit der ersten detektierbaren Flanke des Signals, die Ankunftszeit des Spitzenwerts des Signals und die mittlere Verzögerungszeit $\bar{\tau}_D$ nach Gl. (2.59). Letztere kann nach [ESZR03] im Sinn der p -Norm aus Gl. (2.60) als ein verallgemeinerter Schwerpunkt (engl. p -centre of gravity) aufgefasst werden:

$$\tau_{\text{rad},p\text{-cg}} = \frac{\left(\int_{-\infty}^{\infty} t |h_{\text{co}}(t)|^p dt \right)^{\frac{1}{p}}}{\|h_{\text{co}}(t)\|_p}. \quad (2.68)$$

Für $p \rightarrow \infty$ wird der Spitzenwert der Impulsantwort detektiert. Die winkelabhängige Antennenverzögerung τ_{rad} stellt aufgrund der Definition über die Antennenimpulsantwort die Laufzeit zwischen Antennentor und Fernfeldtor dar.

Mit dieser Definition wird aus vorhandenen Mess- oder Simulationsdaten für h die Schätzung von \hat{O}_Q vorgenommen, die den oben formulierten Anforderungen an O_Q im Sinne des minimalen Fehlerquadrats am nächsten kommt. Für die in Bild 2.3 dargestellte, allgemeine Anordnung wird vorausgesetzt, dass die Antenne in einer Schnittebene auf einem Drehtisch vermessen wird. Für das anzupassende Modell wird eine mit (r_Q, α) exzentrisch angeordnete punktförmige Antenne bei O_Q mit isotrop konstanter Verzögerungszeit⁴ $\tau_{\text{rad}} = \tau_0$ angenommen. Aufgrund der Exzentrizität gilt für die Wegdifferenz Δr zwischen den Verbindungen von Beobachtungs-

⁴Diese charakterisiert die Laufzeit von der Bezugsebene am Antennentor zum Fernfeldtor.

punkt B und dem Drehpunkt O bzw. dem Quellpunkt O_Q

$$\begin{aligned}\Delta r &= r - r_0 = \sqrt{r_Q^2 - r_0^2 - 2r_Q r_0 \cos(\psi + \alpha)} - r_0 \\ &= r_0 \left(\sqrt{1 - 2\frac{r_Q}{r_0} \cos(\psi + \alpha) + \left(\frac{r_Q}{r_0}\right)^2} - 1 \right) \\ &\approx -r_Q \cos(\psi + \alpha).\end{aligned}\quad (2.69)$$

Die Näherung setzt Fernfeldbedingungen mit $r_0 \gg r_Q$ voraus, was eine Linearisierung der Wurzel mit $\sqrt{1+x} \approx 1+x/2$ ermöglicht. Für die Gesamtlaufzeit vom Antennentor bis zum Beobachtungspunkt B ergibt sich somit

$$\tau_{\text{TOF}} = \tau_0 - \frac{r_Q}{c_0} \cos(\psi + \alpha) + r_0/c_0 = \tau_{\text{rad,Mod}} + r_0/c_0 \quad (2.70)$$

Dieses Modell für $\tau_{\text{rad,Mod}}$ mit den Parametern τ_0 , r_Q und α kann mit der Methode der kleinsten Fehlerquadrate LMS (engl. *least mean square*) an Mess- oder Simulationsdaten angepasst werden. Dabei ist die Gewichtung der Fehlerquadrate mit der Güte der Daten sinnvoll, damit das in Nebenrichtungen verschlechterte Signal-zu-Rausch-Verhältnis nicht die Gesamtschätzung verfälscht. Als Gewicht wird daher die integrale Signalstärke $\|h_{\text{co}}(\psi)\|_p$ eingesetzt.⁵ Entsprechend soll für die verfügbaren N Datensätze das Minimum

$$\min_{r_Q, \tau_0, \alpha} \sum_{i=1}^N \left| (\tau_{\text{rad,p-cg}}(\psi_i) - \tau_{\text{rad,Mod}}(\psi_i)) \|h_{\text{co}}(\psi_i)\|_p \right|^2 \quad (2.71)$$

gefunden werden. Dieses Problem ist linear in r_Q und τ_0 , jedoch nicht-linear in α . Es können z.B. nicht-lineare LMS-Algorithmen (z.B. der Levenberg-Marquardt Algorithmus [PTVF92]) angewendet werden. Im Folgenden wird jedoch bevorzugt, dass bereits beim Aufbau von Simulation bzw. Messung die z.B. aus Symmetrieüberlegungen bekannte Vorzugsrichtung der Antenne mit dem Drehpunkt O und dem Beobachtungspunkt B in eine Gerade gebracht werden. Dadurch wird α auf die Werte 0 bzw. π eingeschränkt, und die einfache sowie robuste lineare LMS-Methode zur Bestimmung von Gl. (2.71) [PTVF92] ist anwendbar.

Im Frequenzbereich ist die Betrachtung des Phasenzentrums eine bekannte Aufgabenstellung, die z.B. für die exakte Positionierung von Feed-Hörnern bei Reflektorantennen wichtig ist. Seit kurzem hat die Bestimmung des Phasenzentrums auch für

⁵Die Wahl von p erfolgt entsprechend den bei Gl.(2.68) beschriebenen Kriterien

die Positionierung mit schmalbandigen Antennen an Bedeutung gewonnen, z.B. für hochpräzise GPS-Messungen und für Radaranwendungen. Der Ausgangspunkt der Analyse im Frequenzbereich ist die Fernfeldformulierung für das abgestrahlte elektrische Feld in Kopolarisation entsprechend

$$\frac{E_{\text{co}}^{\text{Tx}}}{\sqrt{Z_{\text{F0}}}} = \frac{j\omega \exp(-jkr)}{2\pi r c_0} H_{\text{co}}^{\text{Tx}} \frac{U^{\text{Tx}}}{\sqrt{Z_{\text{C}}^{\text{Tx}}}}. \quad (2.72)$$

Damit ergibt sich der richtungsabhängige Teil der Phase des elektrischen Feldes zu

$$\phi^{\text{Tx}}(\theta, \psi) = \phi_0(kr) + \angle H_{\text{co}}^{\text{Tx}}(\theta, \psi). \quad (2.73)$$

Anhand der geometrischen Konfiguration aus Bild 2.3 lässt sich für das Phasenzentrum nach derselben Methode ein LMS-Modell finden wie für den Quellpunkt \hat{O}_{Q} . Der wesentliche Unterschied besteht darin, dass für jede Frequenz ein eigenes Phasenzentrum geschätzt wird und somit das dispersive Verhalten einer Antenne auch in der Bewegung des Phasenzentrums über der Frequenz sichtbar wird. Wiederum ist die Existenz eines eindeutigen Phasenzentrums aufgrund der räumlich verteilten Quellen selten. Beispielsweise wird für Hornantennen das Phasenzentrum nur für das Hauptmaximum der Richtcharakteristik definiert [Bal89], da bei den Nebenmaxima Phasensprünge auftreten. Ein annähernd frequenz-konstantes Phasenzentrum ist ein notwendiges, aber kein hinreichendes Kriterium für eine dispersionsarme Antenne, weil eine Impulsverbreiterung z.B. auch durch Filtereigenschaften im Speisetzwerk entstehen kann. Des Weiteren sind im Gegensatz zu absoluten Laufzeitmessungen keine absoluten Phasenmessungen möglich. Damit bleiben bei dieser Methode die internen Verzögerungen durch die Antennenstruktur unbekannt. Abhilfe kann hier der Übergang zur Gruppenlaufzeit τ_{G} nach Gl. (2.44) schaffen. Diese kann auch für schmalbandige Antennen angegeben werden.

Im Zusammenhang mit Lokalisierungs- und Positionierungsanwendungen wird eine möglichst geringe Variation der Gruppenlaufzeit τ_{G} für Frequenzbereichssysteme bzw. der Antennenverzögerung $\tau_{\text{rad,p-cg}}$ für UWB-Impulssysteme über dem Winkel gewünscht, damit die Kalibration des Systems nach Möglichkeit nicht richtungsaufgelöst ausgeführt werden muss.

3 Bestimmung der Antennenübertragungsfunktion

Im Folgenden werden die Methoden zum Erhalt der Antennenübertragungsfunktion bzw. der Antennenimpulsantwort auf analytischem, simulativen und messtechnischem Wege behandelt. Ein besonderer Schwerpunkt liegt hierbei auf der messtechnischen Bestimmung mit Messgeräten, die üblicherweise in Antennenlabors anzutreffen sind. Die Verifikation der neu erarbeiteten Methodik zur vollpolarimetrischen Bestimmung der Antennenimpulsantwort erfolgt dann mit Messungen direkt im Zeitbereich. Zunächst wird jedoch auf die Möglichkeiten zur analytischen Bestimmung eingegangen.

3.1 Analytisches Modell am Beispiel eines Dipols

Basierend auf expliziten Ausdrücken für das Integral in Gl. (2.23), die für einige spezielle Geometrien existieren, kann die Antennenübertragungsfunktion für diese Antennen analytisch angegeben werden. Dafür wird nicht nur die Kenntnis der frequenzabhängigen Richtcharakteristik benötigt, die für viele Antennen in geschlossener Form verfügbar ist [Bal89], sondern auch die Information über die Eingangsimpedanz Z_A bzw. den Reflexionsfaktor S_{11} entsprechend dem Netzwerkmodell aus Abschnitt 2.2.5. Die Methodik zur analytischen Bestimmung der Antennenübertragungsfunktion wird im Folgenden am Beispiel eines Dipols aufgezeigt. Für elektrisch kurze Dipole wird eine Näherung der Übertragungsfunktion in [Poz03] angegeben. Die Übertragungsfunktion eines resonanten, infinitesimal dünnen Dipols wurde in [ZJ03] und [ZO04] betrachtet. Das dort vorgestellte Modell ist fehlerhaft für Frequenzen, bei denen die Dipollänge l dem ganzzahligen Vielfachen einer Wellenlänge $l = n \lambda$ entspricht¹. Im Folgenden wird eine verbesserte Ableitung vorgestellt.

¹sog. Antiresonanz [SF52]

Ausgangspunkt für die Bestimmung des Fernfelds der Antenne ist die Stromverteilung. Für einen dünnen, in z-Richtung orientierten Dipol im Koordinatenursprung O wird nach [Bal89] und [KM02] für die Stromverteilung in guter Näherung

$$\mathbf{I}_{\text{dr}}(z') \approx \begin{cases} \hat{\mathbf{r}}_z I_0 \sin\left(\frac{\omega}{c_0} \left(\frac{l}{2} - z'\right)\right), & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \hat{\mathbf{r}}_z I_0 \sin\left(\frac{\omega}{c_0} \left(\frac{l}{2} + z'\right)\right), & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

angenommen. Mit Anwendung von Gl. (2.6) und Gl. (2.7) auf $\mathbf{J} = \mathbf{I}_{\text{dr}}\delta(x', y')$ ergibt sich für die θ -Komponente des elektrischen Feldes

$$\begin{aligned} E_\theta &= jZ_{F0} \frac{k \exp(-j\frac{\omega}{c_0}r)}{4\pi r} \sin\theta \int_{-l/2}^{l/2} I_{\text{dr}} \exp\left(j\frac{\omega}{c_0}z' \cos\theta\right) dz' \\ &= jZ_{F0} I_0 \frac{k \exp(-j\frac{\omega}{c_0}r)}{4\pi r} \sin\theta \\ &\quad \left(\int_{-l/2}^0 \sin\left(\frac{\omega}{c_0} \left(\frac{l}{2} - z'\right)\right) \exp\left(j\frac{\omega}{c_0}z' \cos\theta\right) dz' \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{l/2} \sin\left(\frac{\omega}{c_0} \left(\frac{l}{2} + z'\right)\right) \exp\left(j\frac{\omega}{c_0}z' \cos\theta\right) dz' \right). \end{aligned} \quad (3.2)$$

Führt man die Integration aus, so ergibt sich das frequenzabhängige elektrische Fernfeld zu

$$E_\theta = jZ_{F0} I_0 \frac{\exp\left(-j\frac{\omega}{c_0}r\right)}{2\pi r} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\omega l}{2c_0} \cos\theta\right) - \cos\frac{\omega l}{2c_0}}{\sin\theta}. \quad (3.3)$$

Die von der Antenne abgestrahlte Leistung ist:

$$\begin{aligned} P_{\text{rad}} &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2Z_{F0}} |\mathbf{E}|^2 r^2 \sin\theta \, d\theta d\psi \\ &= Z_{F0} \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\left(\cos\left(\frac{\omega l}{2c_0} \cos\theta\right) - \cos\frac{\omega l}{2c_0}\right)^2}{\sin\theta} d\theta. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Aus der Leistungsbetrachtung ergibt sich der Strahlungswiderstand R_r als integrale Größe bezogen auf das Strommaximum I_0 gemäß [Bal89]

$$\begin{aligned}
 R_r &= \frac{2P_{\text{rad}}}{|I_0|^2} \\
 &= \frac{Z_{F0}}{2\pi} \left(C + \ln\left(\frac{\omega l}{c_0}\right) - C_i\left(\frac{\omega l}{c_0}\right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\omega l}{c_0}\right) \left(S_i\left(2\frac{\omega l}{c_0}\right) - 2S_i\left(\frac{\omega l}{c_0}\right) \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\omega l}{c_0}\right) \left(C + \ln\left(\frac{\omega l}{2c_0}\right) \right. \right. \\
 &\quad \quad \left. \left. + C_i\left(2\frac{\omega l}{c_0}\right) - 2C_i\left(\frac{\omega l}{c_0}\right) \right) \right). \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

Hierbei bedeuten

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin \tau}{\tau} d\tau \quad (3.6)$$

$$C_i(x) = - \int_x^\infty \frac{\cos \tau}{\tau} d\tau \quad (3.7)$$

$$C = 0,577\dots \quad \text{Euler-Mascheroni-Konstante} \quad (3.8)$$

$S_i(x)$ und $C_i(x)$ werden z.B. durch Reihenentwicklung oder über ihren Zusammenhang mit dem Integral der komplexen Exponentialfunktion nach [AS72], das z.B. in Matlab[®] zur Verfügung steht, ausgewertet:

$$E_i(x) = \int_x^\infty \frac{\exp(-\tau)}{\tau} d\tau \quad (3.9)$$

$$\text{mit} \quad S_i(x) = \frac{1}{2j} (E_i(jx) - E_i(-jx)) + \frac{\pi}{2} \quad (3.10)$$

$$\text{und} \quad C_i(x) = -\frac{1}{2} (E_i(jx) - E_i(-jx)). \quad (3.11)$$

Mit Hilfe der „Methode der induzierten elektro-magnetischen Kraft“ (engl. *induced EMF method*) wird die auf das Strommaximum I_0 bezogene komplexe Antennenim-

pedanz Z_m gefunden [Bal89]

$$Z_m = -\frac{1}{I_0^2} \int_{-l/2}^{l/2} I_{dr}(z = z') E_z(r = r_D, z = z') dz' \quad (3.12)$$

Dabei bezeichnet E_z das quasi-stationäre Feld einer Linienquelle ausgewertet am Ort der zylinderförmigen Dipoloberfläche mit Radius r_D , die den Strom I_{dr} trägt. Das Ergebnis der Integration [Bal82] ist die frequenzabhängige Antennenimpedanz Z_m .

$$Z_m = R_r + jX_m \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \text{mit } X_m = & \frac{Z_{F0}}{4\pi} \left(2S_i \left(\frac{\omega l}{c_0} \right) + \cos \frac{\omega l}{c_0} \left(2S_i \left(\frac{\omega l}{c_0} \right) - S_i \left(2 \frac{\omega l}{c_0} \right) \right) \right. \\ & \left. - \sin \left(\frac{\omega l}{c_0} \right) \left(2C_i \left(\frac{\omega l}{c_0} \right) - C_i \left(2 \frac{\omega l}{c_0} \right) - C_i \left(2 \frac{\omega}{c_0} r_D^2 / l \right) \right) \right) \end{aligned}$$

In dieser Näherung für dünne Dipole $r_D \ll \lambda$ hängt nur der Imaginärteil der Antennenimpedanz vom Drahradius r_D ab und der Realteil stimmt mit dem in Gl.(3.5) bestimmten Strahlungswiderstand R_r überein. Die Eingangsimpedanz am Fußpunkt des Dipols wird unter der Annahme von Verlustlosigkeit über eine Leistungsbilanz bestimmt: Die von der Antenne aufgenommene Leistung ist gleich der abgestrahlten Leistung. Damit ergibt sich die Transformation über das Quadrat der auftretenden Ströme:

$$Z_A = \left(\frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 Z_m \quad (3.14)$$

I_{in} bezeichnet den Strom am Fußpunkt der Antenne bei $z = 0$. Nimmt man die für die Feldberechnung verwendete Gl. (3.1) für die Impedanztransformation an, so tritt für $l = \lambda$ eine Singularität auf: $Z_A \rightarrow \infty$. In der Realität zeigen Messungen jedoch, dass ein $l = \lambda$ Dipol eine endliche Fußpunktimpedanz aufweist. Dies ist auf die Reaktion der Stromverteilung auf die - in der Realität immer vorhandene - endlich breite Lücke zwischen den beiden Dipolarmen zurückzuführen. Schelkunoff und Friis [SF52] haben dies mit einem empirischen Reaktionsterm in der Stromverteilung berücksichtigt:

$$\mathbf{I}_{\text{dr,SF}}(z') = \begin{cases} \hat{\mathbf{r}}_z I_0 \left(\sin \left(\frac{\omega}{c_0} \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right) + jp \left(\cos \left(\frac{\omega}{c_0} z' \right) - \cos \frac{\omega l}{2c_0} \right) \right), & 0 \leq z' \leq \frac{l}{2} \\ \hat{\mathbf{r}}_z I_0 \left(\sin \left(\frac{\omega}{c_0} \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right) + jp \left(\cos \left(\frac{\omega}{c_0} z' \right) - \cos \frac{\omega l}{2c_0} \right) \right), & -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

Der Blindanteil des Stromes am Fußpunkt der Antenne wird dabei über das Verhältnis p

$$p = \frac{R_r(\omega)}{4Z_0} \quad (3.16)$$

$$\text{mit } Z_0 = 60 \left(\ln \left(\frac{c_0}{\omega r_D} \right) + \ln 2 - C + C_i \left(\frac{\omega l}{c_0} \right) - \frac{\sin \left(\frac{\omega l}{c_0} \right)}{\frac{\omega l}{c_0}} \right) \quad (3.17)$$

eingestellt [SF52]. Diese Näherung basiert auf der Berechnung der charakteristischen Impedanz eines einzelnen Drahtes im freien Raum. Die somit erhaltene Stromverteilung $\mathbf{I}_{\text{d,SF}}$ ist im Realteil identisch mit der für die Berechnung der Felder verwendeten Stromverteilung \mathbf{I}_{dr} , die wegen $p \ll 1$ für $r_D \rightarrow 0$ für die Feldberechnung weiter gültig ist. Jetzt wird Gl. (3.15) mit $z' = 0$ in die Berechnung der Eingangsimpedanz eingesetzt:

$$Z_A = \frac{Z_m}{\left(\sin \left(\frac{\omega l}{2c_0} \right) + jp \left(1 - \cos \left(\frac{\omega l}{2c_0} \right) \right) \right)^2}. \quad (3.18)$$

Über den Eingangsreflexionsfaktor $\tilde{r} = \frac{Z_A - Z_C}{Z_A + Z_C}$ ist es möglich, den für die Abstrahlung relevanten Amplitudenterm I_0 in Bezug zu der am Antennentor eintretenden Spannungswelle U_+^{Tx} zu setzen:

$$Z_A = \frac{U_+^{\text{Tx}}}{I_{\text{in}}} = \frac{U_+^{\text{Tx}} (1 + \tilde{r})}{I_0 \left(\sin \left(\frac{\omega l}{2c_0} \right) + jp \left(1 - \cos \left(\frac{\omega l}{2c_0} \right) \right) \right)^2} \quad (3.19)$$

Damit wird

$$\frac{I_0}{U_+^{\text{Tx}}} = \frac{2}{(Z_A + Z_C) \left(\sin \left(\frac{\omega l}{2c_0} \right) + jp \left(1 - \cos \left(\frac{\omega l}{2c_0} \right) \right) \right)^2} \quad (3.20)$$

Ein Vergleich von Gl.(3.3) mit dem aus Gl.(2.25) und Gl. (2.11) im Frequenzbereich resultierenden elektrischen Feld

$$\frac{\mathbf{E}^{\text{Tx}}}{\sqrt{Z_{F0}}} = \frac{\exp(-j\omega r/c_0)}{2\pi r c_0} j\omega \mathbf{H} \frac{U_+^{\text{Tx}}}{\sqrt{Z_C^{\text{Tx}}}} \quad (3.21)$$

ergibt die analytische Näherung in geschlossener Form für die θ -Komponente der Antennenübertragungsfunktion $H_{D,\theta}$ des Dipols mit der Länge l und dem kleinen Radius r_D :

$$H_{D,\theta} = \frac{c_0}{\omega} \frac{\cos\left(\frac{\omega l}{2c_0} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{\omega l}{2c_0}\right)}{\sin\theta} \frac{2\sqrt{Z_{F0}Z_C}}{(Z_A + Z_C) \left(\sin\left(\frac{\omega l}{2c_0}\right) + jp\left(1 - \cos\left(\frac{\omega l}{2c_0}\right)\right)\right)^2}. \quad (3.22)$$

Die Übertragungsfunktion $H_{D,\theta}$ des Dipols gliedert sich in drei wesentliche Faktoren: einen Integrationsterm $\propto 1/\omega$, der den Dipol a priori als nicht-differenzierende Antenne zu kennzeichnen scheint. Des Weiteren einen Strahlungsterm, der proportional zur bekannten Richtcharakteristik des Dipols ist und der quadratisch mit der Frequenz gegen Null geht. Somit werden die Aussagen von Abschnitt 2.2.3 bzgl. $\mathbf{H}(\omega=0) = 0$ eingehalten. Außerdem tritt ein richtungsunabhängiger Impedanzterm auf, der die frequenzabhängige Eingangsimpedanz Z_A der Antenne und ihre Anpassung an die Anschlussleitung mit konstanter Impedanz Z_C berücksichtigt. Der in Bild 3.1 gezeigte Verlauf ist auch im Einklang mit den Simulationen in [Poz03] für den resonanten Fall. Die vorgestellte Methode zur Berechnung der Antennenübertragungsfunktion lässt sich auf alle Antennen übertragen, für die die Richtcharakteristik und die Fußpunktimpedanz analytisch für den betrachteten Frequenzbereich angebar sind. Bild 3.1 zeigt, dass die analytische Näherung mit wachsender Frequenz ungenauer wird, dies hängt im Wesentlichen mit den Annahmen für die Stromverteilung zusammen.

3.2 Numerische Methoden

Der vorangegangene Abschnitt zeigt die Möglichkeiten, aber auch die Grenzen der analytischen Betrachtung von Antennen. Insbesondere können die Annahmen für die Stromverteilung nicht alle Reaktionen auf Effekte, wie z.B. nicht verschwindende

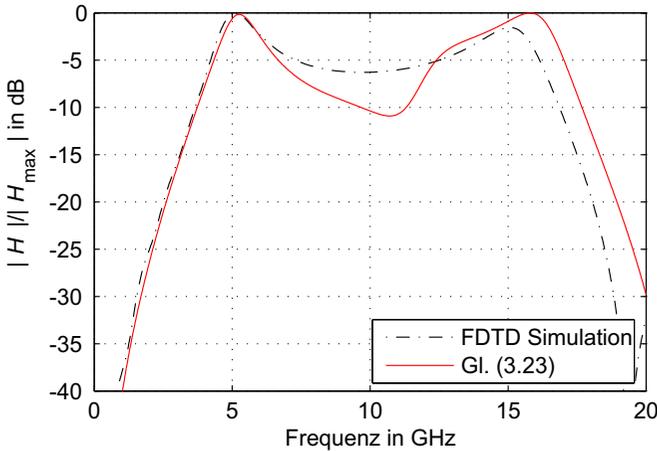


Bild 3.1: Vergleich der analytischen Dipolübertragungsfunktion mit der numerischen FDTD-Simulation für $l = 27$ mm ($\lambda/2$ bei 5,6 GHz) und $r_D = 0,1$ mm.

Abstände der Dipolarme am Speisepunkt, große Drahtdurchmesser oder graduelle Übergänge von einer Geometrie zur anderen (engl. *taper*), berücksichtigen. Diese sind aber für die Behandlung komplexer technischer Antennen-Strukturen wesentlich. Daher ist die Verwendung ausgereifter numerischer Simulationswerkzeuge sehr hilfreich. Hierbei kommen alle Werkzeuge in Frage, die eine akkurate und schnelle Berechnung der abgestrahlten Fernfelder in Verbindung mit einer genauen Bestimmung des Eingangreflexionsfaktors am Antennenotor ermöglichen. Hierzu gehören Verfahren der Momentenmethode [Har68], [Bal89] (engl. *method of moments, MOM*), der Methode der finiten Elemente [vR01] (engl. *finite elements method, FEM*) und der finiten Differenzen im Zeitbereich (engl. *finite difference time domain, FDTD*). Für die genannten Methoden stehen die kommerziellen Programmpakete High Frequency Structure Simulator (HFSS[®]), Feldberechnung bei Körpern mit beliebiger Oberfläche (FEKO[®]) und CST Microwave Studio[®] zur Verfügung. Des Weiteren wird das Finite Integrations Methoden Programm (FIMP) eingesetzt, das am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH) entwickelt wurde [Haa00]. Prinzipiell sind Methoden im Frequenzbereich und Methoden im Zeitbereich gleichwertig, solange das relevante Spektrum der betrachteten Signale abgedeckt wird. Es bietet sich an, jeweils das Programmpaket mit dem

für die Datennachbearbeitung günstigsten Ausgabeformat zu verwenden, wenn nicht anderweitige Vorteile hinsichtlich Genauigkeit, Rechenzeit oder Optimierungsmöglichkeiten überwiegen. Insbesondere wenn viele Frequenzpunkte bei einer MOM oder FEM Lösung benötigt werden, ist eine Lösung mittels FDTD oft aufwandsgünstiger, trotz der Notwendigkeit, den gesamten Raum mit einem kartesischen Gitter zu diskretisieren. Einen einführenden Überblick über die angesprochenen Methoden findet man z.B. in [ABR01], eine tiefer gehendere Darstellung z.B. in [vR01].

Die Hauptfehlerquellen bei numerischen Simulationen sind:

- Fehler aufgrund der endlichen räumlichen Diskretisierung
- Fehler aufgrund einer unzureichenden Modellierung der Anregung
- Fehler aufgrund der endlichen Anzahl von Zeit- bzw. Frequenzpunkten

Um Diskretisierungsfehler auszuschließen bzw. zu minimieren, kann die Diskretisierung variiert werden. Das Ergebnis sollte dann unabhängig von der Variation bleiben. Es können die Ergebnisse von unterschiedlichen Diskretisierungsdichten und -arten miteinander verglichen werden. Bei der Modellierung der Anregung sollte ein realistischer Anschluss mit bekannten und überprüfbaren Feldverteilungen bereits in das Modell integriert werden, z.B. ein Anschluss mit Mikrostreifen- oder Koaxialleitung. Fehler durch eine unzureichende Anzahl von Stützstellen beim Abtasten im Zeitbereich lassen sich leicht durch die Anwendung des Nyquist-Theorems auf den gewünschten Anregungspuls ausschließen. Die Frage nach der ausreichenden Diskretisierung im Frequenzbereich ist nur zu beantworten, wenn das Auftreten eventueller Resonanzen der Struktur bekannt ist und die damit verbundene Verlängerung der Impulsantwort abgeschätzt werden kann. Die Validierung der Simulationsergebnisse kann erfolgen durch die Überprüfung, ob Zwischenergebnisse der Simulation den Erwartungen entsprechen, wie z.B. die Stromverteilung auf der Antenne, die Symmetrien der Felder oder die Leistungsbilanz des Berechnungsvolumens. Des Weiteren ist ein Vergleich von verschiedenen Simulationswerkzeugen möglich, was allerdings nur eine bedingte Aussage über den Wahrheitsgehalt der einzelnen Simulation macht. Diesem Vorgehen überlegen, jedoch mit Aufwand verbunden, ist die messtechnische Verifikation, vgl. Abschnitt 3.3. Folgende Schritte sind notwendig, um die wesentlichen Informationen über die Antennenimpulsantwort h und den Eingangreflexionsfaktor simulativ zu erhalten:

1. Erstellung eines CAD Modells der Antenne einschließlich des Modells der elektrischen Eigenschaften der verwendeten Materialien

2. Modellierung des Antennentors und Anregungsfunktion
3. Erstellung des Fernfeldtor, d.h. Aufzeichnung des abgestrahlten elektrischen Fernfelds entweder reellwertig im Zeitbereich oder nach Betrag und Phase im Frequenzbereich
4. Exportierung der Signale an Fernfeldtor und Antennentor für die externe Datenverarbeitung und Darstellung
5. Entfaltung des Anregungssignals u_+^{Tx} aus den richtungsabhängigen Signalen des Fernfeldtors

In Bild 3.2 wird eine typische Simulationsanordnung gezeigt. Als Eingangssignal wird ein Gauss-Puls mit einer zeitlichen Halbwertsbreite von 50 ps verwendet. Der Spitzenwert h_{\max} der simulierten Antennenimpulsantwort ist in Bild 3.3 für die Antenne Vivaldi 78x75 dargestellt, die in Abschnitt 4.1.1 näher beschrieben wird. In Bild 3.3 ist auf der Abszisse der Azimutwinkel und auf der Ordinate der Elevationswinkel dargestellt. In der Hauptstrahlrichtung $\theta = 90^\circ, \psi = 0^\circ$ ergeben sich die höchsten Spitzenwerte h_{\max} der Antennenimpulsantwort in Kopolarisation (θ -Komponente) und deren niedrigste zeitlichen Breiten τ_{FWHM} . Für die Nebenrichtungen sinkt der Spitzenwert deutlich ab. Eine Verifikation der Simulation mittels Messung im Zeitbereich wird in Bild 4.3(b) gezeigt.

3.3 Messtechnische Bestimmung

Ziel ist die präzise Messung der Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} bzw. der Antennenimpulsantwort \mathbf{h} unter Fernfeldbedingungen. Hierzu wird eine akkurate und handhabbare Messtechnik vorgestellt, die als Grundlage für die Standardisierung in diesem Bereich dienen kann. Dabei werden Messmethoden im Frequenzbereich eingesetzt. Zur Validierung dieser Vorgehensweise werden im Rahmen dieser Arbeit zusätzlich Transmissionsmessungen im Zeitbereich durchgeführt. Ausgangspunkt für die Entwicklung der neuen Methode ist die konventionelle Messung von Antenneneigenschaften, deren Handhabung z.B. in [IEE79] dokumentiert ist. Hierin werden für die Charakterisierung einer Antenne neben der Messung der Fußpunktimpedanz (bzw. des Eingangsreflexionsfaktors S_{11}) u.a. folgende Messungen benannt:

1. Messung der Richtcharakteristiken (engl. *antenna pattern*) für alle Raumrichtungen oder in einzelnen Schnittebenen (engl. *pattern cuts*) an diskreten Frequenzpunkten

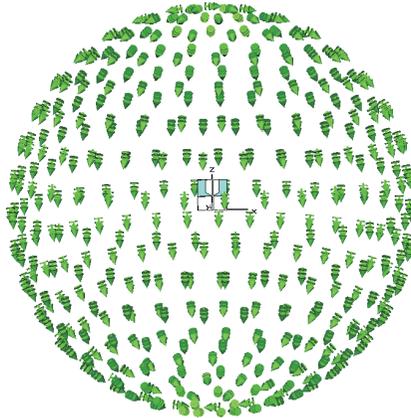
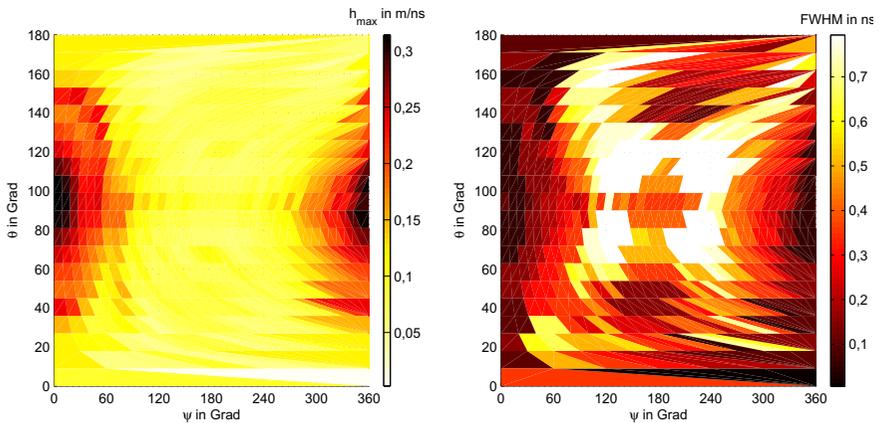


Bild 3.2: Platzierung der Fernfeldaufnehmer (engl. *probes*) in einer Microwave Studio-Simulation der planaren Monopol-Antenne.



(a) Spitzenwert h_{\max}

(b) Breite der Hüllkurve τ_{FWHM}

Bild 3.3: Simulierte Impulsantwort der Antenne Vivaldi 78x75, vgl. Abschnitt 4.1.1.

2. Gewinnmessung für die Vorzugsrichtung mittels
 - Zwei-Antennen-Methode für die Kalibrierung von Gewinnstandards
 - Drei-Antennen-Methode für die Kalibrierung von Gewinnstandards
 - Substitutionsmethode (engl. *gain-transfer measurement*)
3. Messung der Phasencharakteristik (engl. *phase pattern*)
4. Messung der Polarisationsseigenschaften mittels
 - Phasen- und Amplitudenmessung mit einer orthogonal polarisierten Testantenne und Kompensation etwaiger Phasenfehler
 - einer erweiterten Drei-Antennen-Methode

Alle vier angesprochenen Charakteristiken sind in der Messung der Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} vollständig enthalten. Die wesentliche Neuerung besteht darin, dass die Informationen in einer Größe zusammengefasst und konsistent über einen ultra-breitbandigen Frequenzbereich dargestellt wird. Das bedeutet insbesondere, dass die Diskretisierung im Frequenzbereich genügend Stützstellen zur Verfügung stellen muss, so dass ein konsistenter stetiger Phasengang entsteht. Dies ist äquivalent zur Forderung, dass die maximal auftretende Verzögerung kleiner als das Eindeutigkeitsintervall der diskreten Fourier-Transformation sein muss. Damit wird eine Transformation in den Zeitbereich zur Betrachtung des transienten Antennenverhaltens möglich. Dies ist mit der klassischen Antennencharakterisierung nicht möglich, da Phasencharakteristiken jeweils auf die Vorzugsrichtung bezogen wurden und Messungen mit zu geringer Frequenzauflösung durchgeführt werden, die keine Auflösung der Antennenimpulsantwort oder die Trennung von Reflexionen an der nicht-idealen Kammer zulassen.

Nicht im Standard als Messmethode enthalten, jedoch in der Literatur erwähnt, ist die Ein-Antennen-Methode [MRS06] zur Messung des Antennengewinns. Hierbei wird eine einzelne Antenne vor einer reflektierenden Fläche positioniert. Dies kann mit Hilfe des Spiegelungsprinzip an ideal leitenden Flächen als eine Art Zwei-Antennen-Methode mit zwei identischen und identisch orientierten Antennen aufgefasst werden. Allerdings erfordert dieses Vorgehen eine große Spiegelfläche, da der Spiegel sich im Fernfeld befinden muss, und ermöglicht keine Bestimmung der Polarisationsseigenschaften (solange der Spiegel nicht mit einem drehbaren polarisierten Gitter vor einem Absorber realisiert wird!). Aufgrund der Einschränkungen in der Handhabbarkeit wird die Ein-Antennen-Methode nicht weiter betrachtet.

Zusätzlich zu den oben genannten Methoden wird die direkte Messung der Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H}_{AUT} betrachtet. Diese kann angewendet werden, wenn die Übertragungsfunktion der Referenzantenne bekannt ist und somit aus der Messung entfaltet werden kann. Im Folgenden werden der Messaufbau, die verwendeten Messgeräte und die Einflussgrößen auf die Messung betrachtet.

3.3.1 Messaufbau

Zur Bestimmung der Antennenübertragungsfunktion ist die richtungsaufgelöste und vektorielle, d.h. komplexe Messung des Übertragungsfaktors S_{21} zwischen zwei Antennen, der zu vermessenden Antenne (engl. *antenna under test*, AUT) und einer Referenzantenne, erforderlich. Die Messung wird in einem reflexionsfreien Raum, der Antennenmesskammer, ausgeführt. Die AUT wird auf einem Drehtisch in der ruhigen Zone der Antennenmesskammer aufgebaut, in der eine gleichmäßige Beleuchtung durch die Referenzantenne erfolgt. Die im Rahmen dieser Arbeit genutzte Messkammer hat die Abmessungen von $3800 \times 2800 \times 2500 \text{ mm}^3$ gemessen von Absorberspitze zu Absorberspitze. Die verwendeten pyramidenförmigen Absorber aus kohlenstoffgetränktem Polyurethan-Schaummaterial haben eine Höhe $h_{\text{abs}} = 90 \text{ mm}$. Die untere Grenzfrequenz für die Nutzung der Kammer für eine brauchbare Reflektivität der Absorber liegt nach [Wie05] bei $c_0 / (4h_{\text{abs}}) \approx 860 \text{ MHz}$.

Der Abstand von der Drehachse des Drehturms zur Apertur der Referenzantenne beträgt $2,64 \text{ m}$ für das Breitbandhorn Model 6100 von Singer Dalmo Victor Division, EM Systems Coporations (heute geführt als Model AS-48461 des Herstellers EDO corporation). Auf der Basis der Fernfeldbedingung im Frequenzbereich $r > \frac{2D^2}{\lambda}$ [Bal82] folgt für den maximal zulässigen Einhüllendenradius r_A der AUT für eine Frequenz von 10 GHz : $r_A < 10 \text{ cm}$. Die Höhe der Referenzantenne beträgt $1,15 \text{ m}$. Die Höhe des Drehtisches ist variabel für die Aufnahme der verschiedenen Testantennen, die mit der Vorzugsrichtung auf die Symmetrie-Achse des Referenzhorns ausgerichtet werden. Wenn die Lage des Quellpunkts der AUT bekannt ist, wird dieser zur Deckung mit der Drehachse des Drehtisches und auf die gleiche Höhe mit der Symmetrie-Achse des Referenzhorns gebracht. Ist die Lage des Quellpunktes unbekannt oder nicht eindeutig (z.B. bei einer Antennengruppe) wird ein zu definierender Bezugspunkt O' , z.B. die geometrische Mitte der Antennenstruktur, zentriert auf der Drehachse, auf das Referenzhorn ausgerichtet. Wichtig ist hierbei die Gewährleistung einer hohen Reproduzierbarkeit durch die Verwendung standardisierter Antennenhalterungen und die Ausrichtung mittels einer Laserwasserwaage oder

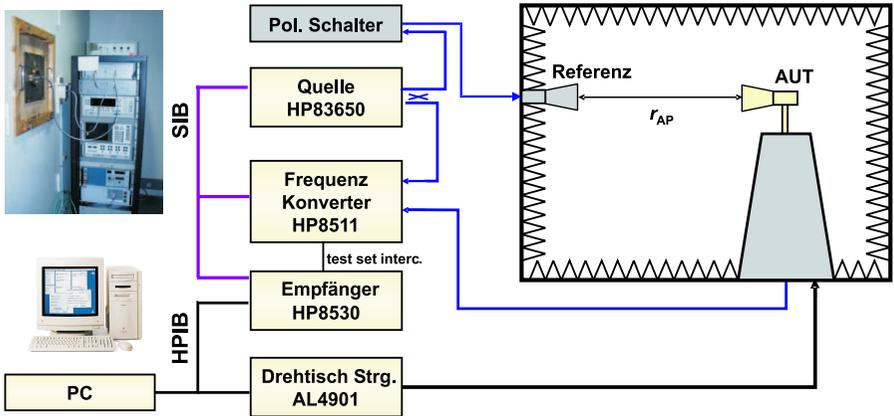


Bild 3.4: Konfiguration des Antennenmessraums für Messungen im Frequenzbereich.

Nivelliereinheiten. Der Messaufbau ist in Bild 3.4 dargestellt. Die dazugehörigen Messgeräte sind in Tabelle 3.1 beschrieben.

3.3.2 Kalibration

Zur Kalibration der Messung stehen zwei Methoden zur Verfügung: zum einen die Kalibration mit Thru-Standard, d.h. Durchverbindung von Quelle und Empfänger (absolute Methode), zum anderen der Bezug der Messdaten auf eine bekannte Antennenimpulsantwort (Substitutionsmethode). Die Referenzimpulsantwort des Substitutionsstandards (sog. „golden device“) muss zuvor mit der absoluten Methode gemessen worden sein. Bei der absoluten Methode ist bei der in Bild 3.4 dargestellten Konfiguration keine Messung der Eingangsreflexionsfaktors S_{11} möglich. Da für den Aufbau in der Kammer lange Zuleitungen benötigt werden (die Gesamtleitungslänge beträgt 10,5 m), reduziert die unvermeidliche Dämpfung die Genauigkeit einer S_{11} Messung sehr stark gegenüber einem separaten Aufbau. Der Eingangsreflexionsfaktor S_{11} wird daher separat mit einem zweiten kalibrierten Netzwerkanalysator aufgenommen. In der Kammer selbst wird zunächst der AUT-Anschluss des NWA auf den Referenzantennenanschluss durchverbunden. Dann wird der System-

frequenzgang $S_{21,\text{sys}}$ aufgezeichnet und als Referenz abgelegt. Die Rohdaten einer Transmissionsmessung $S_{21,\text{raw}}$ werden dann hierauf bezogen:

$$S_{21} = \frac{S_{21,\text{raw}}}{S_{21,\text{sys}}} \quad (3.23)$$

Der Systemfrequenzgang $S_{21,\text{sys}}$ verhält sich in der Regel gutmütig, d.h. es treten keine Nullstellen auf und das SNR der Messung liegt in der Größenordnung 30-40 dB. Somit ist die Ausführung der komplexen Division in Gl. (3.23) problemlos möglich. Die bei einer evtl. fehlangepassten Referenzantenne auftretenden Reflexionen stellen für die Messung von S_{21} kein Problem dar, da die Quelle HP 83650 kurzschlussfest einen Eingangsreflexionsfaktor von $\tilde{r}_G < -17$ dB aufweist und eventuelle Vielfachreflexionen zwischen Quelle und Referenzantenne hinreichend gedämpft werden. Die Anpassung des Frequenzkonverters HP 8511A an den Empfangspfad ist $\tilde{r}_L < -20$ dB. Damit beträgt der Fehler der Transmissionsmessung durch Reflexionen am Frequenzkonverter-Eingang maximal 0,04 dB und liegt damit weit unterhalb der absoluten Genauigkeit. Die Fehler durch Langzeitdrift und die Reflexionen am Frequenzkonverter-Eingang können durch eine aktuelle Kalibration in die Größenordnung der Kurzzeitwiederholgenauigkeit gebracht werden. Bei größeren Abständen zwischen Sendeantenne und AUT muss die Verbindung zwischen Sende- und Empfangstor mit einer zusätzlichen Leitungsverlängerung ausgeführt werden, die separat zu charakterisieren ist, dies wird mit zunehmender Leitungslänge ungenauer.

Eine Alternative zum Bezug auf die evtl. nicht immer realisierbare Durchverbindung stellt die Substitutionsmethode dar: hier wird in Erweiterung der Gewinn-Substitutionsmethode bei der Datenverarbeitung die bekannte Antennenübertragungsfunktion $H_{\text{gold,co}}$ des Substitutionsstandards für Ausrichtung in Kopolarisation zur Bestimmung der Übertragungsfunktion der AUT herangezogen:

$$H_{\text{AUT,co}} = \frac{S_{21,\text{AUT,raw}}}{S_{21,\text{gold,raw}}} H_{\text{gold,co}} \quad (3.24)$$

Zur Bestimmung der Kreuzpolarisationskomponente wird eine zweite Messung mit um 90° im Uhrzeigersinn gedrehter Referenzantenne durchgeführt. Gleichung (3.24) wird entsprechend sinngemäß auf die Kreuzpolarisation $H_{\text{AUT,x}}$ der AUT angewandt; die Kreuzpolarisationseigenschaften der Referenzantenne werden so nicht berücksichtigt. Daher ist bei dieser einfachen Methode eine hohe Kreuzpolarisationsentkopplung sowohl des Übertragungsfunktionsstandards als auch der Referenzantenne wichtig. Des Weiteren sollten die Übertragungsfunktion von Substitutions-

Messgerät	Beschreibung
HP 8530	vektorieller Empfänger auf der Basis des HP 8510 Netzwerkanalysators, Aufzeichnung von $S_{21} = b_2/a_1$ für bis zu 801 Frequenzpunkten in einem Durchlauf
HP 83650	Quelle mit max. 10 dBm Ausgangsleistung im Frequenzbereich 50 MHz bis 40 GHz
HP 8511A	Frequenz-Konverter 50 MHz bis 40 GHz mit Eingängen für die gesendete Leistungswelle a_1 und die empfangene Leistungswelle b_2 absolute Genauigkeit bedingt durch Langzeitdrift für ein komplexes Verhältnis zwischen zwei Eingängen ohne zusätzliche Kalibration: $\pm 0,5$ dB (Amplitude) und $\pm 5^\circ$ (Phase) Wiederholgenauigkeit zwischen zwei Messungen: 0,012 dB RMS (Amplitude) und 0,1° RMS (Phase) maximale Eingangsleistung 0 dBm Dynamikbereich von typisch 90 dB rel. zur maximalen Eingangsleistung
Orbit AL4901	Drehtisch mit bis zu 0,001° Winkelauflösung und 0,1° Wiederholgenauigkeit

Tabelle 3.1: Verwendete Messgeräte zur Bestimmung der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich.

standard \mathbf{H}_{gold} und Referenzantenne \mathbf{H}_{ref} ohne Nullstellen im betrachteten Bereich verlaufen und den gesamten Frequenzbereich der AUT abdecken.

Der Substitutionsmethode gegenüber steht die direkte Messung bei bekannter Übertragungsfunktion der Referenzantenne. In diesem Fall kann die Referenzantenne aus der absolut kalibrierten Messung der Transmission S_{21} entfaltet werden (vgl. Abschnitt 3.3.5). Diese absolute Kalibration wird mit Bezug auf die Messung der Durchverbindung zwischen Sender und Empfänger durchgeführt. Die Durchverbindung zur genauen Charakterisierung des Systemfrequenzgangs ist aufgrund der niedrigeren Gesamtdämpfung genauer und erfordert abhängig von der Messkonfiguration häufig einen geringeren Aufwand.

Die typischen Fehlerquellen, die bei der Messung der Antennenübertragungsfunktion auftreten, sind in Tabelle 3.2 dargestellt. Diese Fehlerquellen betreffen alle Antennenmessungen, insbesondere diejenigen zur Kalibrierung der Standards, die im Folgenden mit der Zwei- und der Drei-Antennen-Methode eingesetzt werden.

Fehlerart	Abhilfe
Einfluss der verwendeten <i>Antennenhalterung</i> auf die Stromverteilung	Fixierung der Antenne an Stellen mit geringen Strömen (sog. „kalte“ Flächen), Verwendung von einsatznahen Halterungen
<i>Mantelwellen</i> (unerwünschte Abstrahlung der Anschlussleitung)	Einsatz geeigneter Baluns, Chokes oder Absorber
<i>Mehrwegeausbreitung</i> (nichtideale Messkammer)	zusätzliche Absorber an den Reflexionsstellen und Nachbearbeitung der Daten mittels Fensterung im Zeitbereich
<i>Fehler bei der Ausrichtung</i>	Einsatz von Laser-Spiegel-Positioniersystemen
<i>Mangelnde Formstabilität</i> von Antenne und Halterung während der Drehung z.B. aufgrund der Zugkräfte an der Anschlussleitung	Abfangen von Scherkräften durch zusätzliche Halterung z.B. durch Fixierung der Anschlussleitung
<i>Phasenstabilität</i> der verwendeten Leitungen bei Drehung des Turms	Verwendung hochwertiger Leitungen
<i>Empfängergenauigkeit</i> und Dynamikbereich	Mittelung über mehrere Frequenzdurchläufe bzw. Zwischenfrequenzmittellung (engl. <i>IF averaging</i>) am Empfänger
<i>Alterung</i> der Substitutionsstandards	regelmäßige Kalibrierung der Substitutionsstandards mit einer absoluten Methode

Tabelle 3.2: Typische Fehlerquellen und ihre Beseitigung bei der Messung der Antennenübertragungsfunktion.

3.3.3 Zwei-Antennen-Methode

Im Folgenden wird die Zwei-Antennen-Methode zur Bestimmung der Antennenübertragungsfunktion beschrieben, die verwendet wird, um einen Standard, das sog. „golden device“ sowie die Referenzantenne zu charakterisieren. Bei der Zwei-

Antennenmethode wird angenommen, dass AUT und Referenzantenne aus baugleichen Antennen mit identischer Übertragungsfunktion bestehen und mit ihrer Vorrungsrichtung aufeinander ausgerichtet sind. Die Zwei-Antennen-Methode kann in zwei Varianten ausgeführt werden: zum einen ohne Kompensation der Kreuzpolarisationskomponenten der verwendeten baugleichen Antennen und zum anderen mit der vollpolarimetrischen Berücksichtigung der Kreuzpolarisationskomponenten. Dies erfordert zusätzlich zur polarisationsangepassten Ausrichtung der Antennen eine zweite Messung mit einer orthogonalen Polarisation einer der beiden Antennen.

3.3.3.1 Zwei-Antennen-Methode ohne Kreuzpolarisationskompensation

Gl. (2.37) vereinfacht sich unter Vernachlässigung der kreuzpolaren Anteile und mit $Z_C^{\text{Rx}} = Z_C^{\text{Tx}}$ zu [SAV00]

$$S_{21} = \frac{\exp(-j\omega r/c_0)}{2\pi r c_0} j\omega H_{\text{ref,co}}^2(\theta_{\text{bs}}, \psi_{\text{bs}}). \quad (3.25)$$

An dieser Stelle sei betont, dass eine Fehlanpassung der Antenne hierbei korrekt in die Bestimmung der Antennenübertragungsfunktion eingeht. Die Voraussetzung, dass der Generatorreflexionsfaktor \tilde{r}_G und der Empfängerreflexionsfaktor \tilde{r}_L vernachlässigbar sind, ist durch die Anpassung des Netzwerkanalysators an die charakteristische Impedanz Z_C gegeben. Mit Gl. (3.25) wird die Übertragungsfunktion $H_{\text{ref,co}}$ bestimmt zu

$$H_{\text{ref,co}} = \sqrt{\frac{2\pi r c_0}{j\omega}} S_{21} \exp(j\omega r/c_0) \quad (3.26)$$

Für die numerische Auswertung erfolgt die Berechnung der Quadratwurzel mit $\sqrt{z} = \sqrt{|z|} \exp(j\phi/2)$ mit dem entwickelten (engl. *unwrapped*) Phasengang ϕ , um sicher zustellen, dass für jeden Frequenzpunkt der jeweils korrekte Zweig der komplexen Wurzel gefunden wird, damit ein konsistenter Phasengang erhalten bleibt und die Wurzelziehung dem Ergebnis keine unphysikalischen hinzufügt. Dies ist wesentlich für die Transformation in den Zeitbereich. Diese erfolgt mit der inversen diskre-

ten Fourier-Transformation (IDFT) [Loc95]:

$$h_{\text{ref,co}}^+(k\Delta t) = \frac{1}{N\Delta t} \sum_{n=0}^{N-1} H_{\text{F}}(k\Delta f) H_{\text{ref,co}}^+(n\Delta f) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (3.27)$$

$$h_{\text{ref}}(k\Delta t) = \Re \{h^+(k\Delta t)\} \quad (3.28)$$

Da die Messwerte für S_{21} nur für positive Frequenzen zur Verfügung stehen, bietet sich eine Verwendung analytischer Signale in der Prozessierung an: Damit ist die diskrete analytische Impulsantwort $h_{\text{ref,co}}^+(k\Delta t)$ nach Gl. (2.55) komplex. Bei der Berechnung des analytischen Signals $H_{\text{ref,co}}^+$ ist die Verdopplung der Amplitude im Frequenzbereich gemäß Gl. (2.56) zu beachten. Die Vektorverarbeitung bei der Prozessierung ist in Anhang A.2 dargestellt.

Mittels der Symmetrieeigenschaften der inversen Fourier-Transformation [Mar99] bzw. der Hilbert-Transformation kann diese in eine reelle Impulsantwort mit verdoppelter Zeitauflösung [Ive91] oder durch einfache Realteilbildung gemäß Gl. (3.28) direkt in eine physikalische Impulsantwort umgewandelt werden. Neben der DFT wird noch eine zusätzliche Fensterung $H_{\text{F}}(k\Delta f)$ im Frequenzbereich bei der Prozessierung vorgenommen, die zum einen das Signal zur oberen Grenzfrequenz der Messung hin beschränkt, um den Leckeffekt² eines rechteckförmigen Spektrums zu vermeiden und um Effekte aus parasitären Kopplungen bei Frequenzen unterhalb der unteren Grenzfrequenz der Referenzantenne zu unterdrücken. Als Fenster wird eine *raised cosine*-Funktion im Frequenzbereich eingesetzt, das in der Datenprozessierung sehr einfach zu realisieren ist und eine konstante Gruppenlaufzeit von 0 ns aufweist, da die Fensterfunktion $H_{\text{F}}(f)$ nur reelle Werte annimmt:

$$H_{\text{F}}(f) = \begin{cases} 0 & \text{für } f < f_{\text{u}} - b \\ 1/2 - 1/2 \cos\left(\pi \frac{f - f_{\text{u}} + b}{b}\right) & \text{für } f_{\text{u}} - b \leq f < f_{\text{u}} \\ 1 & \text{für } f_{\text{u}} \leq f < f_{\text{o}} \\ 1/2 - 1/2 \cos\left(\pi \frac{f_{\text{o}} - f - b}{b}\right) & \text{für } f_{\text{o}} \leq f < f_{\text{o}} + b \\ 0 & \text{für } f_{\text{o}} + b \leq f \end{cases} \quad (3.29)$$

²Der Leckeffekt bezeichnet das Auftreten von $\sin(\pi Bt)/\pi Bt$ Schwingungen bei einer rechteckigen Fensterung des Spektrums. Das Rechteckfenster entsteht durch die Begrenzung des Messbereichs des NWA.

Abhängig von der verwendeten Referenzantenne und dem eingestellten Messbereich werden f_o und f_u für alle Messungen gleich gewählt, um die Vergleichbarkeit der Daten sicherzustellen und gleichzeitig eine gute Unterdrückung des Leckeffekts und parasitärer Kopplungen bei tiefen Frequenzen zu ermöglichen. Die für die verwendeten Referenzantennen verwendeten Einstellungen für die Filterfunktion H_F sind in Tabelle 3.3 dargestellt.

Die im Zeitbereich erhaltene diskrete Impulsantwort $h_{\text{ref,co}}$ wird nicht hinsichtlich der auftretenden Reflexionen in der Messkammer korrigiert, da zum einen die Reflexionen wegen der Richtwirkung der Referenzantennen relativ gering sind und zum anderen die zeitliche Fensterung bei der Prozessierung der Impulsantwort der AUT immer noch ohne Einschränkung vorgenommen werden kann.

In Bild 3.5(a) ist die frequenzabhängige Standardabweichung von 11 Messungen der logarithmierten Antennenübertragungsfunktion $H_{\text{ref,co}}$ des Breitbandhorns Model 6100 dargestellt. Dabei teilen sich die 11 Messungen in zwei Gruppen bezüglich der Verzögerungszeit ihrer Spitzenwerte auf. Dies ist durch zwei unterschiedliche Montagemöglichkeiten der Antennenhalterung zu erklären. Die Lage der Spitzenwerte in Bild 3.5(b) verdeutlicht die Unsicherheit in der Bestimmung des Abstands r zwischen den beiden Breitbandhörnern. Die Übertragungsfunktion des Breitbandhorns im Frequenzbereich wird in Bild 3.6 gezeigt. Diese Werte wurden ohne die IF-Averaging Funktion des HP 8530 aufgenommen, die ggf. eine weitere Verbesserung auf Kosten der Messzeit ermöglicht.

Referenzantenne	f_u	f_o	b
dualpolarisiertes Breitbandhorn Model 6100	800 MHz	19500 MHz	171,5 MHz
Vivaldi 153x151	500 MHz	19500 MHz	171,5 MHz

Tabelle 3.3: Filtereinstellungen in Abhängigkeit von der verwendeten Referenzantenne.

3.3.3.2 Zwei-Antennen-Methode mit Kreuzpolarisationskompensation

Es werden zwei Messungen durchgeführt: zuerst die Messung mit polarisationsangepassten, baugleichen Antennen mit dem Ergebnis $S_{21,\text{co}}$ und die hierzu orthogonale Polarisationsausrichtung einer der beiden Antennen mit dem Ergebnis $S_{21,\text{x}}$. Unter

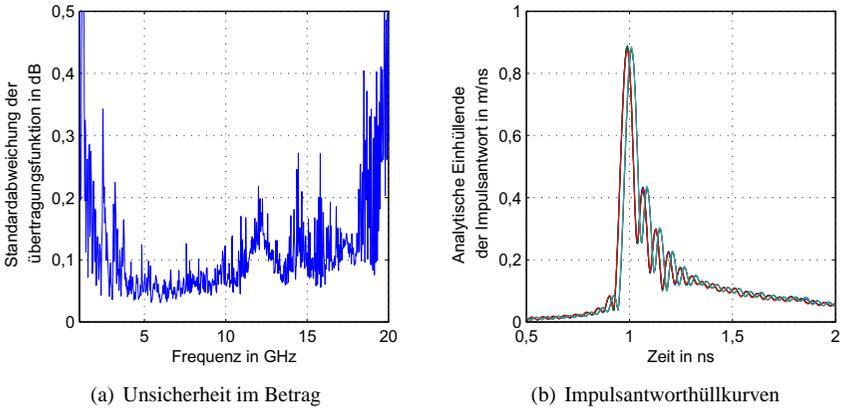


Bild 3.5: Wiederholgenauigkeit von 11 unabhängigen Messungen der Impulsantwort des Breitbandhorns.

Berücksichtigung von Gl. (2.31) kann Gl. (2.37) hierauf angewendet werden:

$$S_{21,co} = \gamma (H_{co}^2 - H_x^2) \quad (3.30)$$

$$S_{21,x} = -2\gamma H_{co}H_x \quad (3.31)$$

$$\text{mit } \gamma = \sqrt{\frac{Z_C^{Rx}}{Z_C^{Tx}}} \frac{\exp(-j\omega r/c_0)}{2\pi r c_0} j\omega. \quad (3.32)$$

Dieses Gleichungssystem lässt sich nach H_{co} und H_x auflösen:

$$H_{co} = \sqrt{\frac{S_{21,co}}{\gamma} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{S_{21,x}^2}{S_{21,co}^2}} \right)} \quad (3.33)$$

$$H_x = -\frac{S_{21,x}}{2\gamma H_{co}} \quad (3.34)$$

So kann die Übertragungsfunktion der Referenzantenne vollpolarimetrisch bestimmt werden. Für das verwendete Breitbandhorn Model 6100 zeigt sich, dass aufgrund der Kreuzpolarisationsentkopplung von besser 20 dB die Abweichung zwischen der nach Gl. (3.26) und der nach Gl. (3.33) bestimmten Referenzübertragungsfunktion $H_{ref,co}$ im Mittel nur 0,05 dB beträgt. Vergleicht man die nach Gl. (3.34) bestimmte Kreuzpolarisationskomponente $H_{ref,x}$ mit der nach der einfacheren direkten Messung (vgl. Abschnitt 3.3.5), so erkennt man eine 6 dB höhere Empfindlichkeit bei

der Bestimmung der Kreuzpolarisation, da in Gl. (3.34) die Kreuzpolarisation der Referenzantenne im Faktor $1/2$ berücksichtigt wird. Für die numerische Evaluierung der Quadratwurzel des komplexen Frequenzgangs in Gl. (3.33) ist wie schon im vorangegangenen Abschnitt wichtig, dass im Ergebnis ein konsistenter Phasengang erzeugt wird.

3.3.4 Drei-Antennen-Methode

Eine weitere absolute Messmethode ist die Drei-Antennen Methode. Diese macht keine Voraussetzungen über die Gleichheit der verwendeten Antennen. Es ist lediglich sicherzustellen, dass alle Antennen im betrachteten Frequenzbereich einsatzfähig sind, d.h. insbesondere, dass der Betrag der Übertragungsfunktion der einzelnen Antenne hier keine Nullstellen aufweist.

3.3.4.1 Drei-Antennen-Methode ohne Kreuzpolarisationskompensation

Die drei Antennen werden im Folgenden mit Antenne 1, Antenne 2 und Antenne 3 und ihre Übertragungsfunktionen in Ko-Polarisation mit $H_{co,1}$, $H_{co,2}$ und $H_{co,3}$ bezeichnet. Die kalibrierte Gesamtübertragungsfunktion zwischen Antenne i und Antenne j wird mit S_{ji} bezeichnet. Für die Bestimmung der Antennenübertragungsfunktionen werden die Kombinationen S_{21} , S_{31} und S_{23} gemessen.

$$\begin{aligned} \frac{S_{21}}{\gamma_{21}} &= H_{co,2} H_{co,1} \\ \frac{S_{31}}{\gamma_{31}} &= H_{co,3} H_{co,1} \\ \frac{S_{23}}{\gamma_{23}} &= H_{co,2} H_{co,3} \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\text{mit } \gamma_{ij} = \sqrt{\frac{Z_C^{Rx}}{Z_C^{Tx}}} \frac{\exp(-j\omega r_{ij}/c_0)}{2\pi r_{ij} c_0} j\omega$$

Damit werden die $H_{\text{co},i}$ bestimmt zu

$$\begin{aligned} H_{\text{co},1} &= \frac{S_{21}S_{31}\gamma_{23}}{S_{23}\gamma_{21}\gamma_{31}} \\ H_{\text{co},2} &= \frac{S_{21}S_{23}\gamma_{31}}{S_{31}\gamma_{21}\gamma_{23}} \\ H_{\text{co},3} &= \frac{S_{23}S_{13}\gamma_{12}}{S_{12}\gamma_{23}\gamma_{13}} \end{aligned} \quad (3.36)$$

3.3.4.2 Drei-Antennen-Methode mit Kreuzpolarisationskompensation

Die in Abschnitt 3.3.3.2 vorgestellte Zwei-Antennen-Methode zur Kreuzpolarisationskompensation lässt sich auf die Drei-Antennen-Methode übertragen. Dazu wird jedes Antennenpaar in Ko-Polarisation und Kreuz-Polarisation, d.h. mit der Referenzantenne (vgl. Bild 3.4) um 90° im Uhrzeigersinn gedreht, vermessen. Beide Messungen sind über die Kreuzpolarisationskomponenten der beiden Antennen miteinander verknüpft. Dies kommt in der polarimetrischen Bestimmungsgleichung für die „doppelte“ Transmissionsmessung zwischen zwei Antennen zum Ausdruck:

$$\begin{pmatrix} S_{ij,\text{co}} \\ S_{ij,\text{x}} \end{pmatrix} = \gamma_{ij} \begin{pmatrix} H_{\text{co},i} & -H_{\text{x},i} \\ -H_{\text{x},i} & -H_{\text{co},i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{\text{co},j} \\ H_{\text{x},j} \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

Diese Gleichung lässt sich bei Kenntnis von $\mathbf{H}_i = (H_{\text{co},i} \ H_{\text{x},i})^T$ umkehren zu:

$$\begin{pmatrix} H_{\text{co},j} \\ H_{\text{x},j} \end{pmatrix} = \frac{1}{\gamma_{ij} (H_{\text{co},i}^2 + H_{\text{x},i}^2)} \begin{pmatrix} H_{\text{co},i} & -H_{\text{x},i} \\ -H_{\text{x},i} & -H_{\text{co},i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{ij,\text{co}} \\ S_{ij,\text{x}} \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

Die Lösung der sich bei drei Antennenpaaren ergebenden sechs Gleichungen für sechs Unbekannte führt über die bereits in der Literatur bekannten komplexen Polarisationsverhältnisse ξ_i bzw. M_{ij} nach [JP73] auf:

$$\xi_i = \frac{H_{\text{co},i}}{H_{\text{x},i}} \quad (3.39)$$

$$M_{ij} = \frac{S_{ij,\text{x}}}{S_{ij,\text{co}}} \quad (3.40)$$

Aus den Messergebnissen M_{12} , M_{13} und M_{23} kann das Polarisationsverhältnis ξ_3 wie folgt bestimmt werden:

$$\xi_3 = \frac{\sqrt{M_{12}^2 + 1} \sqrt{M_{13}^2 + 1} \sqrt{M_{23}^2 + 1} + (M_{13} - M_{12}) M_{23} - M_{12} M_{13} - 1}{(M_{12} M_{13} + 1) M_{23} + M_{13} - M_{12}} \quad (3.41)$$

Die Polarisationsverhältnisse ξ_i lassen noch keinen Rückschluss auf die tatsächliche Größe der Komponenten H_{co} und H_x zu. Dies erfolgt erstmalig in dieser Arbeit durch Einsetzen der ξ_i in die polarimetrische Bestimmungsgleichung (3.38) für die Transmission. Damit ergibt³ sich für die komplexe Kreuzpolarisationskomponente der Antenne 3 folgender mit Gl. (3.41) vollständig bestimmter Ausdruck:

$$H_{x,3} = \frac{\sqrt{S_{23,x}^2 + S_{23,co}^2}}{\sqrt{\xi_3^2 + 1}} \dots \left(\frac{\xi_3 S_{31,co}}{\xi_3 S_{21,x} S_{23,x} - S_{21,co} S_{23,x} + \xi_3 S_{21,co} S_{23,co}} - \dots \frac{S_{31,x}}{\xi_3 S_{21,x} S_{23,x} - S_{21,co} S_{23,x} + S_{21,x} S_{23,co} + \xi_3 S_{21,co} S_{23,co}} \right)^{1/2} \quad (3.42)$$

$$H_{co,3} = \xi_3 H_{x,3} \quad (3.43)$$

Wie bei allen vorangegangenen Berechnungen der Übertragungsfunktion ist der Zweig der komplexen Wurzel frequenzabhängig so zu wählen, dass sich für $H_{x,3}$ ein konsistenter Phasengang ergibt. Mit der Kenntnis von \mathbf{H}_3 können sowohl \mathbf{H}_2 als auch \mathbf{H}_1 aus Gl. (3.38) berechnet werden.

Die resultierenden Übertragungsfunktionen für die drei verwendeten Breitbandhörer Modell 6100 sind in Bild 3.6 dargestellt.

3.3.5 Direkte Messung mit bekanntem Standard

Die einfachste Messung ergibt sich, wenn ein bekannter Standard verwendet wird. Dieser kann entweder im Sinne der Substitutionsmethode eingesetzt werden oder im Sinne einer direkten Messung bei der die Referenzantenne aus der Messung entfaltet wird. Die Substitutionsmethode wurde bereits in Abschnitt 3.3.2 entsprechend Gl. (3.24) dargestellt. Für die direkte Messung sind wieder die einfache und die vollpolarimetrische Messung voneinander zu unterscheiden. Für die einfache Messung der Übertragungsfunktion in Ko-Polarisation wird der Übertragungsfaktor S_{21} unter

³Die algebraischen Umformungen wurden unter Zuhilfenahme des Freeware Programmpakets Maxima, <http://maxima.sourceforge.net>, vorgenommen.

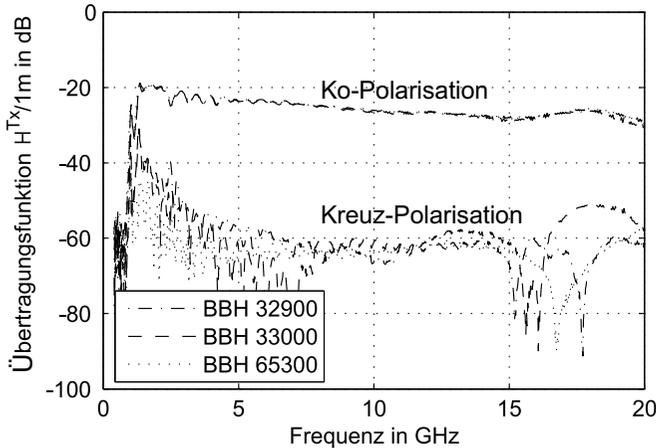


Bild 3.6: Übertragungsfunktionen der vorhandenen Referenzantennen Breitbandhorn Modell 6100 in Ko- und Kreuzpolarisation.

Vernachlässigung der Kreuzpolarisationskomponenten modelliert mit

$$S_{21}(\theta, \psi) = \frac{\exp(-j\omega r/c_0)}{2\pi r c_0} j\omega H_{AUT,co}(\theta, \psi) H_{ref,co}(\theta_{bs}, \psi_{bs}). \quad (3.44)$$

Somit ergibt sich für $H_{AUT,co}$

$$H_{AUT,co}(\theta, \psi) = 2\pi r c_0 \exp(+j\omega r/c_0) \frac{S_{21}(\theta, \psi)(j\omega H_{ref,co})^*}{|j\omega H_{ref,co}|^2 + K} \quad (3.45)$$

Die komplexe Division wird hier in Form eines vereinfachten Wiener-Filters durchgeführt, das das Rauschen an den Stellen begrenzt, an denen die Amplitude von $H_{ref,co}$ klein wird. Hierzu wird die Konstante K auf die Größe der Rauschleistung von $j\omega H_{ref,co}^2$ eingestellt.

Die weitere Prozessierung folgt demselben Schema wie in den Gl. (3.27) und (3.29) bei der Zwei-Antennen-Methode beschrieben.

Werden zwei Messungen mit der Referenzantenne in Ko- und in Kreuzpolarisation durchgeführt und ist die Referenzantenne vollpolarimetrisch bekannt, so erfolgt die Entfaltung der Referenzantenne entsprechend Gl. (3.38). Hier kann zusätzlich eine Begrenzung des Rauschens bei Einbrüchen im Amplitudengang durch die Addition einer Konstante K' zur Determinante im Nenner erfolgen. Aufgrund der sehr guten

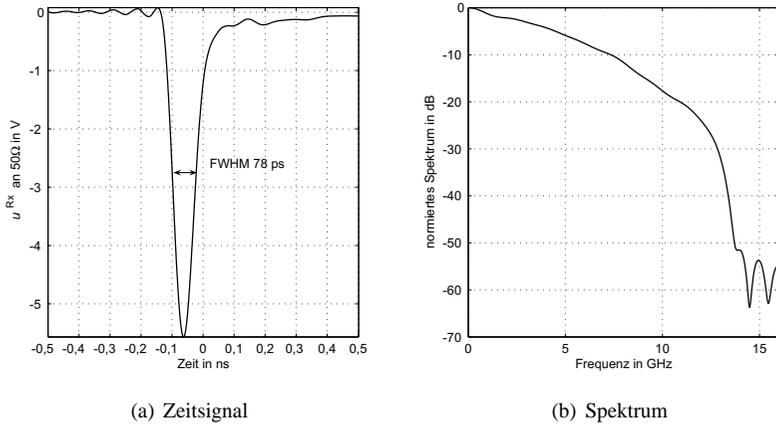


Bild 3.7: Anregungsimpuls und Spektrum des Impulsgenerators PSPL 3600.

Eigenschaften der Referenzantennen im betrachteten Frequenzbereich wurde hierauf verzichtet.

3.3.6 Verifikation im Zeitbereich

Die Messung im Frequenzbereich der einzelnen Antennenübertragungsfunktionen wird im Folgenden verglichen mit den Ergebnissen einer direkten Transmissionsmessung im Zeitbereich. Der Messaufbau besteht aus der Triggerquelle Agilent 33250A (80 MHz Function/Arbitrary Waveform Generator), dem Impulsgenerator PSPL 3600 der Firma Pico Second Pulse Labs, der Sendeantenne, der Empfangsantenne und dem Oszilloskop Agilent Infinium DCA mit 40 GSa/s. Das Oszilloskop weist einen Dynamikbereich von ca. 60 dB (12 bit) bei einer Nutzbandbreite von 12 GHz auf. Die wählbaren Eingangsspannungsbereiche sind von 2 mV bis 5 V aufgeteilt. Die Triggerung des Oszilloskops erfolgt direkt mit dem Empfangssignal. Damit fällt ein Jitter des Impulsgenerators und seiner Triggerung nicht ins Gewicht, da die Signalform selbst stabil bleibt. So kann über 16–64 Einzelereignisse ohne Einbußen gemittelt werden. Der Anregungsimpuls des Generators hat näherungsweise Gaußform mit einer zeitlichen Breite von 78 ps. Die Signalform nach 1 m HF-Zuleitung und ihr normiertes Spektrum sind in Bild 3.7 dargestellt.

Das Empfangssignal wird für eine gegebene Anordnung aus zwei Antennen mit dem Oszilloskop aufgezeichnet. Dieses wird mit einer Modellierung der Übertragungs-

strecke verglichen, die auf den NWA-Messungen der jeweiligen Antennenimpulsantworten \mathbf{h}^{Tx} und \mathbf{h}^{Rx} basiert. Hierfür wird der Impuls aus Bild 3.7 als Eingangssignal für $u_{\text{+}}^{\text{Tx}}$ für die Übertragung gemäß $u_{\text{-}}^{\text{Rx}} = s_{21} * u_{\text{+}}^{\text{Tx}}$ mit s_{21} entsprechend Gl. (2.38) verwendet. Die Antennenimpulsantworten, die zur Bestimmung von s_{21} benötigt werden, wurden in unabhängigen Messungen nach der Zwei-Antennen-Methode aus Abschnitt 3.3.3.2 für das Breitbandhorn (BBH) durchgeführt. Weitere Verifikationsmessungen nach Gl. (3.38) und Gl. (3.44) sind im Anhang A.1 dargestellt. Der Signalverlauf der Modellierung und der direkt im Zeitbereich vorgenommenen Messung ist in für das BBH in Bild 3.8 dargestellt. Der Kreuzkorrelationskoeffizient der beiden zu vergleichenden Signale beträgt bis zu $\rho = 99,02\%$ für die vollpolarimetrische Modellierung der Übertragungsstrecke von BBH zu BBH. Die sehr gute Übereinstimmung beweist die Eignung des gewählten Modellansatzes.

Das verbleibende Spitzenwertfehlerverhältnis

$$\delta p = \max_t \Delta u^{\text{Rx}} / \max_t |u^{\text{Rx}}| \quad (3.46)$$

beträgt in diesem Fall noch $\delta p = 17\%$. Dabei erfolgt die Übertragung über einen Freiraumabstand von $r = 2,63$ m. Auch dies belegt die Leistungsfähigkeit der vorgestellten Methode zur Bestimmung der Antennenimpulsantwort über die Messung der Antennenübertragungsfunktion im Frequenzbereich.

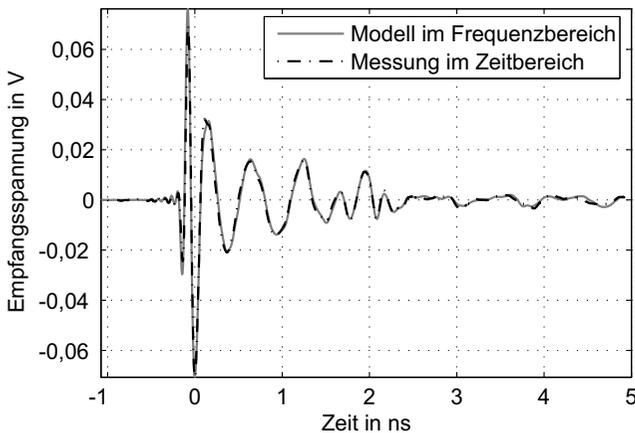


Bild 3.8: Übertragung von Breitbandhorn zu Breitbandhorn mit $\rho = 99,02\%$ und $\delta p = 17\%$ bei vollpolarimetrischer Modellierung.

4 Antennenkonzepte für Basisstationen

Für Geräte, die als ortsfeste Zugangspunkte dienen, können Antennen mit größeren Abmessungen zugelassen werden als bei tragbaren Geräten. Damit werden die Gestaltungsfreiräume für den Antennenentwurf größer. Im Folgenden werden drei ultrabreitbandige Antennenkonzepte, die von ihrem Platzbedarf her in diese Kategorie fallen, jeweils exemplarisch anhand von Entwurfbeispielen vorgestellt. Ihre Eigenschaften werden entsprechend der in den Kapiteln 2 und 3 vorgestellten Methoden diskutiert.

4.1 Vivaldi-Antennen

Die Vivaldi-Antenne ist eine exponentiell getaperte Schlitzantenne. Sie hat die Eigenschaft einer Wanderwellenantenne und ihre Abstrahlung erfolgt am Ende der aufgetaperten Schlitzleitung. Der Name "Vivaldi-Antenne" wurde von Gibson in [Gib79] geprägt. Die Vivaldi-Antenne kann in zwei funktionale Einheiten gegliedert werden: zum einen die strahlende Schlitzleitung und zum anderen das Speisetzwerk, das die leitungsgebundene Welle an die Schlitzleitung koppelt. Die obere Berandung der getaperten Schlitzleitung wird durch eine Exponentialfunktion $y(x)$ beschrieben, die mit Vorfaktoren an den gewählten Anfangspunkt (x_1, y_1) und Endpunkt (x_2, y_2) angepasst wird [SS99]:

$$\begin{aligned} y(x) &= A \exp(r_K x) + B \\ \text{mit } A &= \frac{y_2 - y_1}{\exp(r_K x_2) - \exp(r_K x_1)} \\ B &= \frac{y_1 \exp(r_K x_2) - y_2 \exp(r_K x_1)}{\exp(r_K x_2) - \exp(r_K x_1)} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Die untere Berandungslinie erhält man durch Spiegelung an der x-Achse. Die wesentlichen Parameter der Schlitzleitung sind die Länge des Tapers $x_2 - x_1$, die Breite der Apertur $2y_2$, die Breite der Schlitzleitung am Fußpunkt der Antenne $b_S = 2y_1$

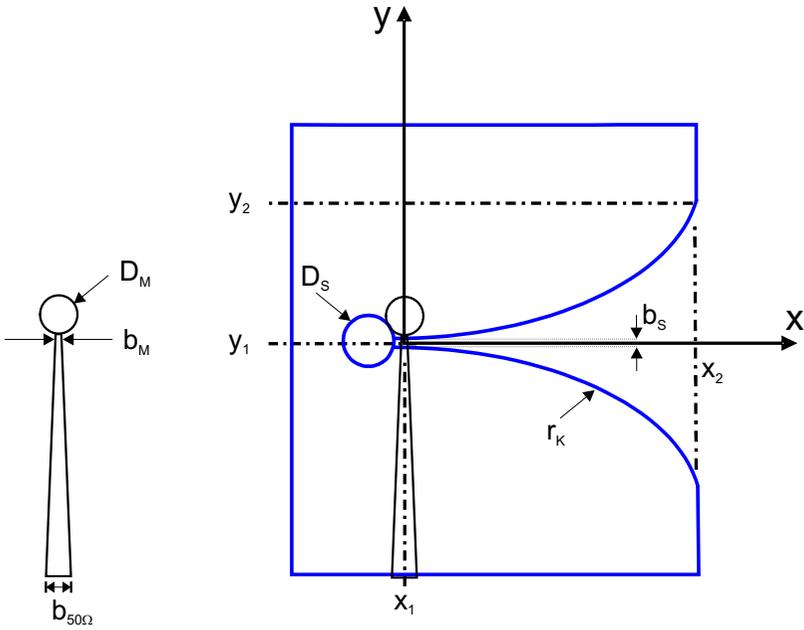


Bild 4.1: Entwurf der Antenne Vivaldi 78x75 mit Speisetzwerk.

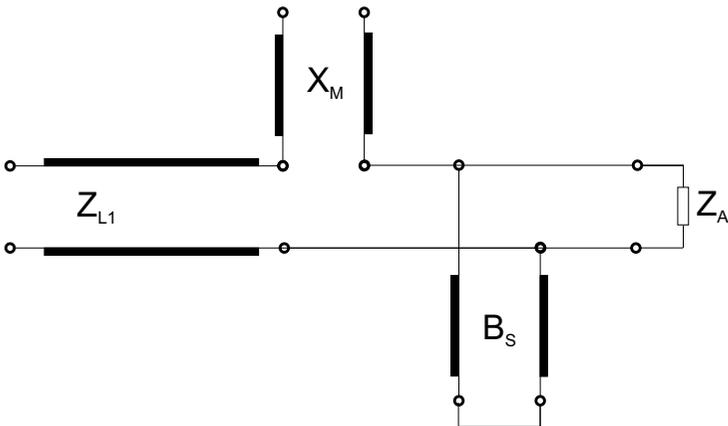


Bild 4.2: Elektrisches Ersatzschaltbild der Vivaldi-Antenne mit Apertur-Kopplung.

und die Krümmung r_K . Für kleine $r_K \rightarrow 0$ öffnet sich der Taper erst kurz vor der Apertur, für große $r_K \rightarrow \infty$ geht der Taper in eine gerade Verbindung zwischen Anfangs- und Endpunkt über. Mit r_K wird sowohl die Fußpunktimpedanz Z_A als auch der Spitzenwert der Impulsantwort $h_{\max,co}$ beeinflusst. Dabei sind die optimale Eingangsanpassung und der maximale Spitzenwert nicht für denselben Wert von r_K erzielbar [Mül05]. Der Antennenentwurf stellt vielmehr einen Kompromiss zwischen erzielbaren Abstrahleigenschaften, Eingangsanpassung und äußeren Randbedingungen, wie den vorgegebenen Abmessungen, dem Material und dessen mechanischen Eigenschaften dar.

4.1.1 Kompakte Vivaldi-Antenne

In Bild 4.1 ist ein kompakter Entwurf für eine aperturgekoppelte Vivaldi-Antenne gezeigt [Nga04]. Die äußeren Abmessungen des Antennensubstrates DUROID 5880 mit $\epsilon_r = 2,2$ betragen $78 \times 75 \times 1,57 \text{ mm}^3$. Das Speisernetzwerk ist als Aperturkopplung mittels eines planaren Marchand-Baluns [TJ94] ausgeführt. Aperturkopplung bedeutet, dass die Leistungswelle von der Mikrostreifenleitung durch das Substrat in die Apertur des Schlitzes gekoppelt wird. Der Kopplungsmechanismus erfolgt dabei primär über die Streufelder der Mikrostreifenleitung, deren Masse-Metallisierung durch den Schlitz unterbrochen ist. Das Akronym Balun steht für den Übergang von einer symmetrischen (balancierten) Leitung zu einer unsymmetrischen (unbalancierten) Leitung. Der Balun unterdrückt Gleichtaktströme auf der Schlitzleitung und trägt damit zur Polarisationsreinheit und zum Erhalt der Symmetrie der Antennencharakteristik bei.

Das elektrische Ersatzschaltbild des Kopplungsmechanismus ist in Bild 4.2 dargestellt. Es besteht aus drei Leitungstransformationselementen, daher wird es auch als planarer Marchand-Balun¹ 3. Ordnung bezeichnet [Zri01]. Die Ersatzleitungsgrößen werden wie folgt zugeordnet: Z_{L1} steht für die Mikrostreifenleitung, die für diesen Entwurf getapert, d.h. mit einer graduellen Verjüngung zum Kopplungspunkt hin ausgeführt wurde, X_M steht für die offene, kreisförmige Mikrostreifenstichleitung und B_S für den kreisförmigen Schlitzleitungs Kurzschluss. Aufgrund der geometrischen Ausformung sind diese Größen, insbesondere auch der Wellenwiderstand Z_{L1} frequenzabhängig. Eine Besonderheit bei dem vorliegenden Entwurf ist die Verwendung einer kreisförmigen Mikrostreifenstichleitung. In der Literatur [SS99],[TJ94] wurde diese bislang sektorförmig ausgeführt. Die Wirkungsweise des Baluns in Bild

¹Nathan Marchand entwickelte 1944 einen breitbandigen Übergang von der Koaxialleitung auf die Zweidrahtleitung.

4.2 entspricht einer Breitbandkompensation [Wie97] (Kompensation durch das duale Element). Das Optimum wird erzielt, wenn Serienelement $X_M(f)$ und Parallelelement $B_S(f)$ denselben Frequenzgang $F(f)$ haben. Folglich wird für beide die gleiche geometrische Form gewählt. Die unterschiedlichen Durchmesser der beiden kreisförmigen Stichelungen kann man mit dem unterschiedlich hohen Anteil des Feldes im Dielektrikum erklären: dieser ist für die Mikrostreifenstichelung höher als für den Schlitzleitungskurzschluss. Entsprechend ist die effektive Permittivität für die Mikrostreifenstichelung höher und somit der notwendige Durchmesser kleiner. Die gezeigte Vivaldi-Antenne ist auch sehr gut als Element einer Gruppenantenne zu verwenden, wie in Kapitel 6 gezeigt wird.

Der Entwurf der Antenne erfolgt in mehreren Schritten. Dabei werden Optimierungen als Variationen einzelner der in Bild 4.1 gezeigten Parameter vorgenommen:

1. Definition der Randbedingungen, insbesondere von
 - Beschränkungen für die geometrischen Abmessungen und das Material
 - Zielfrequenzbereich für die Eingangsanpassung $|S_{11}| < \text{const.}$
 - Anforderungen an die Strahlungscharakteristik
2. Festlegung des Platzbedarfs für das Speisennetzwerk
3. Bestimmung der unteren Grenzfrequenz für die Wanderwellenmode mit der Aperturbreite $2y_2 = \lambda/2$
4. Wahl der Schlitzleitungsbreite für $Z_L \approx 100\Omega$. Dieser Wert ergibt gut ätzbare Leiter- und Schlitzbreiten für niedrige Permittivitäten.
5. Optimierung des exponentiellen Tapers für die gewünschte Strahlungscharakteristik, z.B. für den maximalen Spitzenwert der Impulsantwort in Hauptstrahlrichtung, möglichst rotationssymmetrischen Beam (d.h. gleiche Halbwertsbreiten in E- und H-Ebene) oder möglichst hohe Dämpfung der Nebenmaxima
6. Optimierung der Aperturkopplung für die Anpassung des Antennenfußpunkts an eine 50Ω Mikrostreifenleitung. Dies kann eine weitere Optimierung des exponentiellen Tapers erforderlich machen, da dieser ebenfalls die Fußpunktimpedanz der Antenne beeinflusst.

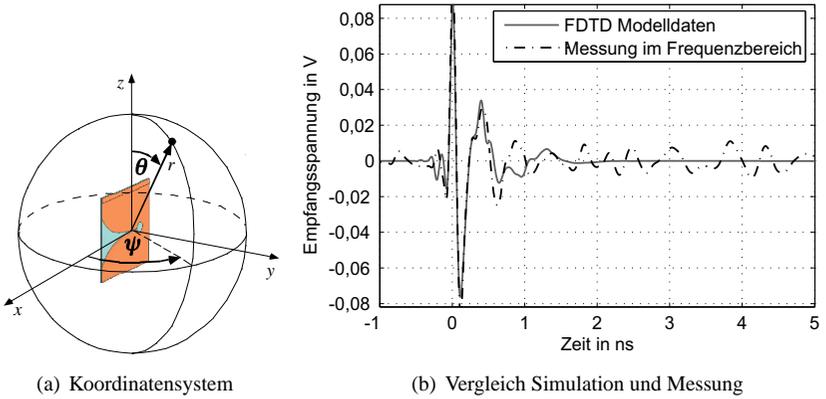


Bild 4.3: Simulation und Messung einer Übertragungsstrecke bestehend aus zwei Antennen des Typs Vivaldi 78x75 mit Abstand 68 cm.

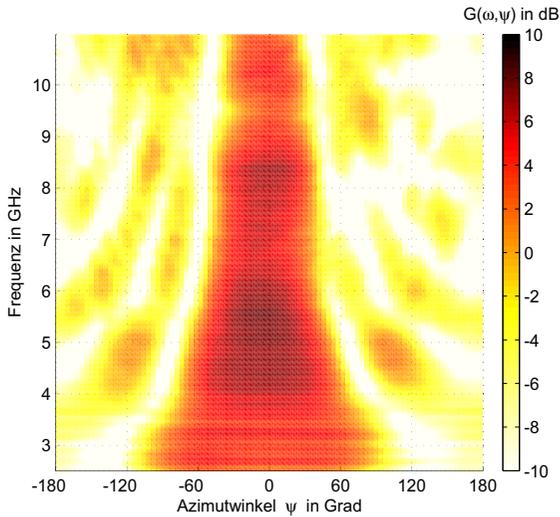


Bild 4.4: Antenne Vivaldi 78x75: Gewinn azimutaler Schnitt

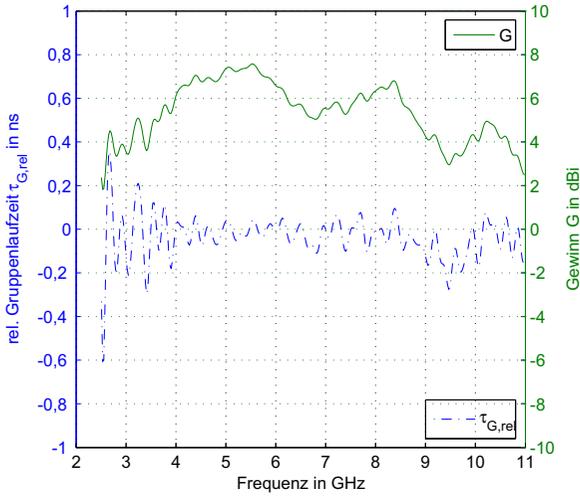


Bild 4.5: Antenne Vivaldi 78x75: Gewinn Hauptstrahlrichtung

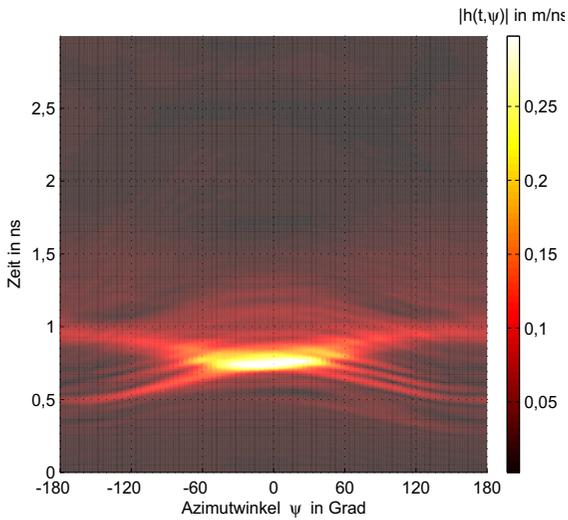


Bild 4.6: Antenne Vivaldi 78x75: Impulsantwort azimutaler Schnitt

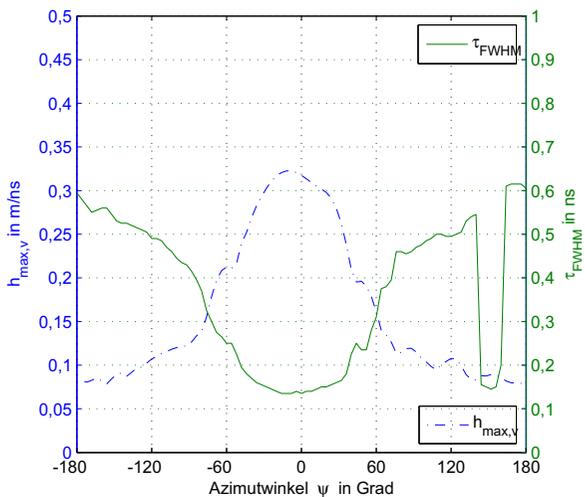


Bild 4.7: Antenne Vivaldi 78x75: Spitzenwert und FWHM

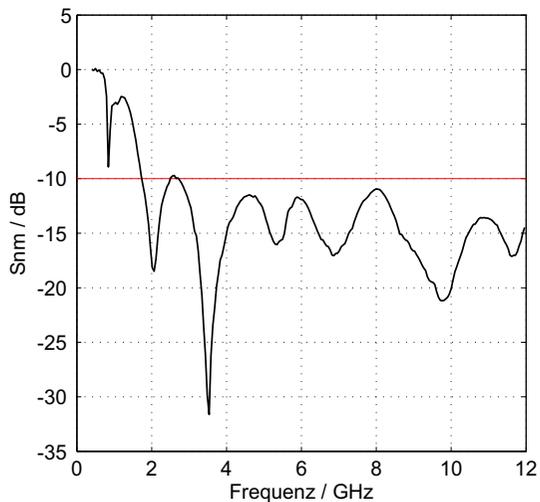


Bild 4.8: Antenne Vivaldi 78x75: Eingangsreflexionsfaktor

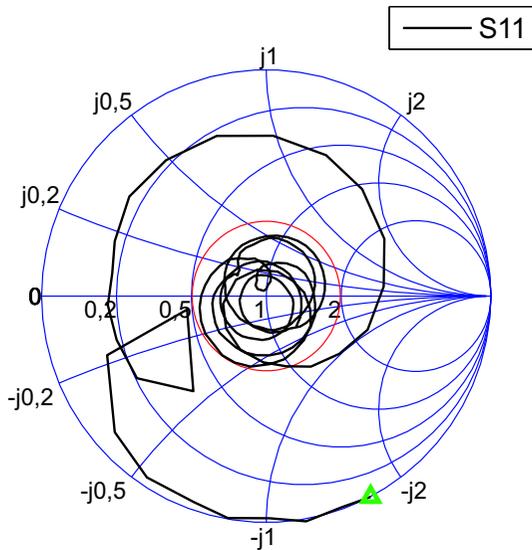


Bild 4.9: Antenne Vivaldi 78x75: Smith-Diagramm

Das in den Bildern 4.1 und 4.3(a) gezeigte Modell wurde mit CST Microwave Studio® simuliert. In Bild 4.3(b) werden Messung und Simulation einer Übertragungsstrecke bestehend aus zwei Antennen des Typs Vivaldi 78x75 mit einem Abstand von 68 cm gezeigt. Als Eingangsimpuls wird der in Bild 3.7 in Abschnitt 3.3.6 vorgestellte Impulsverlauf verwendet. Die Antennen sind polarisationsangepasst mit ihrer Hauptstrahlrichtung aufeinander ausgerichtet. Die Kreuzkorrelation zwischen der Messung und dem auf FDTD basierten Modell beträgt $\rho = 95\%$ und der maximale Spitzenwertfehler beträgt $\delta p = 20\%$.

Die Messergebnisse der Antenne Vivaldi 78x75 sind in Bild 4.9 dargestellt [SW05]. Für die Hauptstrahlrichtung ($\psi = 0^\circ$, $\theta = 90^\circ$) ergibt sich ein logarithmisch gemittelter Gewinn von $\bar{G} = 5,7$ dBi. Dabei schwankt der Gewinn von 2,0 dBi – 7,8 dBi im betrachteten Frequenzbereich von 2,5 – 11 GHz. Die mittlere Halbwertsbreite beträgt $\approx 100^\circ$ sowohl in der H-Ebene² ($\psi = 0^\circ$), ($\theta = 90^\circ$) wie auch in der E-Ebene. Die relative Gruppenlaufzeit $\tau_{G,rel}$ schwankt zwischen -280 ps und 200 ps und weist einen sehr konstanten Verlauf auf. Das Maximum der Antennenimpuls-

²Die H-Ebene wird aufgespannt von der Hauptstrahlrichtung ($\theta = 0^\circ$, $\psi = 0^\circ$) und dem magnetischen Feldvektor. Die E-Ebene steht entsprechend senkrecht auf der H-Ebene

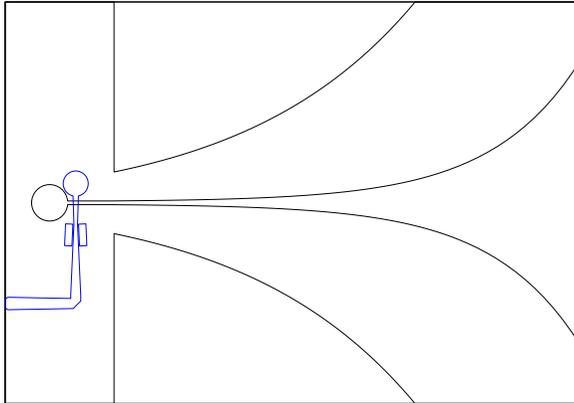


Bild 4.10: Entwurf der Antenne Vivaldi 183x125 mit optimiertem Speisensetzwerk.

antwort $\max |h|$ beträgt 0,32 m/ns. Die Messergebnisse für den Azimut-Schnitt für den Spitzenwert der Impulsantwort h_{\max} in Bild 4.1.1 stimmen sehr gut mit den Simulationsergebnissen in Bild 3.3 überein. Die zeitliche Breite der komplexen Einhüllenden beträgt $\tau_{\text{FWHM}} = 115$ ps. Im Frequenzbereich von 1,9–12,5 GHz wird ein Eingangsreflexionsfaktor $|S_{11}| \leq -10$ dB erzielt, siehe Bild 4.1.1. Im Smith-Diagramm in Bild 4.1.1 wird die Frequenzabhängigkeit des komplexen Eingangsreflexionsfaktors gezeigt. Als Orientierungshilfe ist zusätzlich der Kreis mit VSWR 2:1 (-9,54 dB) eingezeichnet. Die wesentlichen Schleifen der Ortskurve des Eingangsreflexionsfaktors passen in diesen Kreis, obwohl sie verschiedene Mittelpunkte aufweisen. Hieraus lässt sich schlussfolgern, dass bei der Beschränkung auf Schleifen mit einem festen Mittelpunkt, also einer Einschränkung des Frequenzbereichs, eine bessere Anpassung durch eine zusätzliche Leitungstransformation zu erzielen wäre. Für den gesamten hier betrachteten Frequenzbereich stellt die simulativ optimierte Kompensation einen sehr guten Kompromiss dar.

4.1.2 Optimiertes Speisensetzwerk

Zum Aufbau der größeren Antenne Vivaldi 183x125 wurde das Substrat Arlon AD320 mit $\varepsilon_r = 3,2$ verwendet. Der exponentielle Taper dieser Antenne ist länger und die Öffnung mit $2y_2 = 87$ mm größer als die der Antenne Vivaldi 78x75 mit $2y_2 = 53$ mm. Daher liegt die untere Grenzfrequenz mit 1,4 GHz entspre-

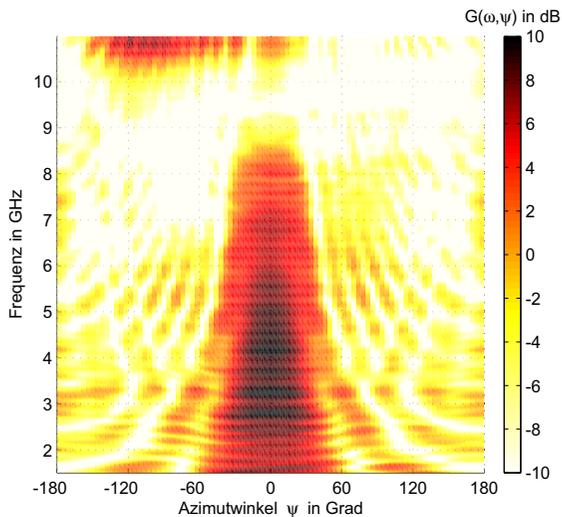


Bild 4.11: Antenne Vivaldi 183x125: Gewinn azimutaler Schnitt

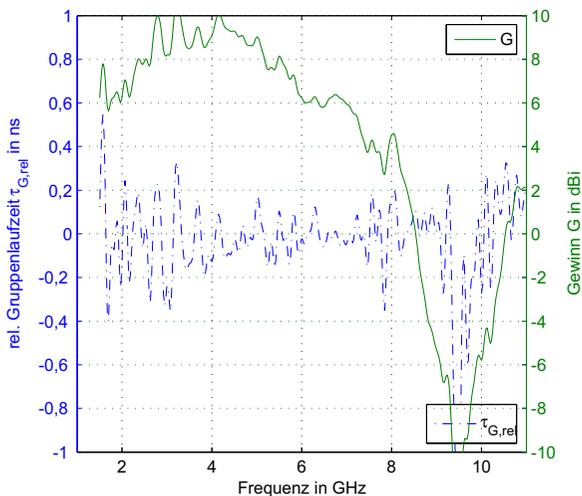


Bild 4.12: Antenne Vivaldi 183x125: Gewinn Hauptstrahlrichtung

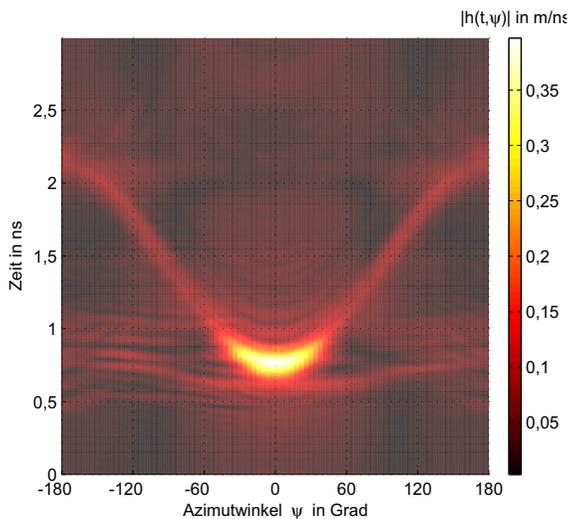


Bild 4.13: Antenne Vivaldi 183x125: Impulsantwort azimutaler Schnitt

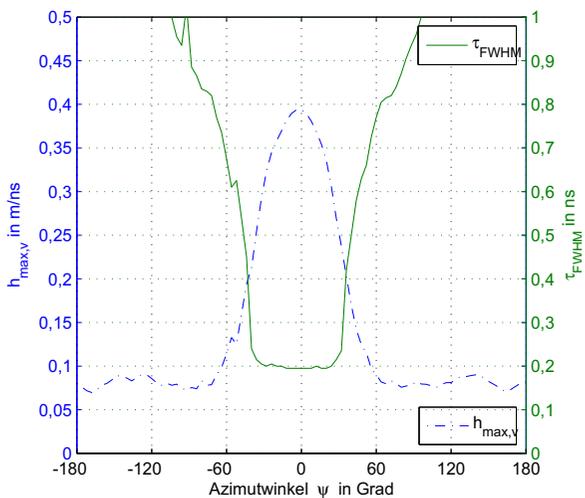


Bild 4.14: Antenne Vivaldi 183x125: Spitzenwert und FWHM

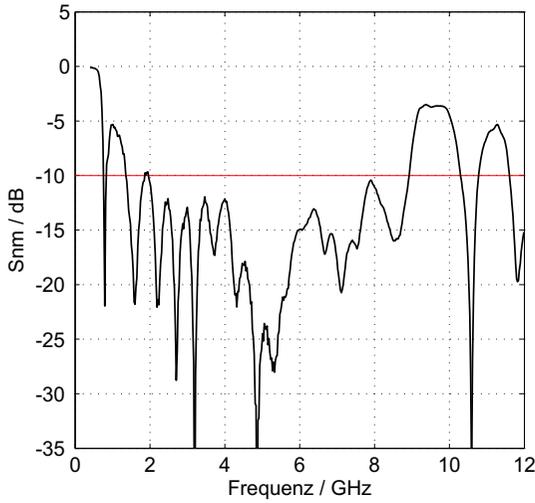


Bild 4.15: Antenne Vivaldi 183x125: Eingangsreflexionsfaktor

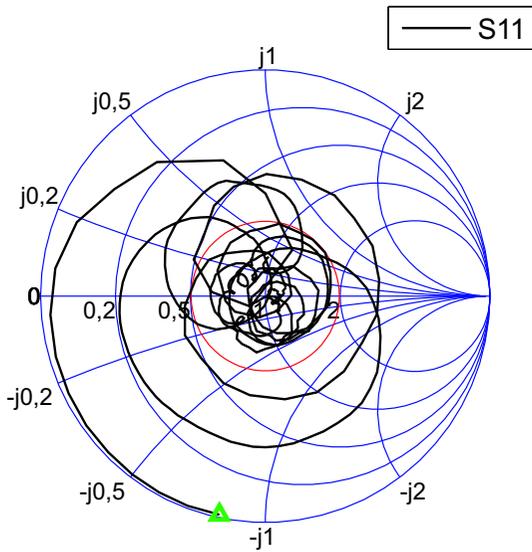


Bild 4.16: Antenne Vivaldi 183x125: Smith-Diagramm

chend tiefer. Eine Besonderheit dieser Antenne ist die dem Kopplungspunkt parallel geschaltete Kapazität, die mit zwei $7 \times 2 \text{ mm}^2$ großen Metallisierungstreifen in $0,2 \text{ mm}$ Abstand zur Speiseleitung realisiert ist. Mit diesen zusätzlichen Kapazitäten, wird wie in Bild 4.1.2 zu sehen ist, im gesamten Frequenzbereich von $1,4 - 9,1 \text{ GHz}$ eine Eingangsanpassung von $S_{11} \leq -10 \text{ dB}$ erreicht. Ohne die zusätzlichen Kapazitäten kommt es bei 2 GHz zu einer schlechteren Anpassung von $S_{11} \approx -7 \text{ dB}$. Dies legt nahe, dass durch die zusätzliche Kapazität eine Kompensation des induktiven Einflusses des Übergangs vom Bereich des Speisernetzwerks in den Bereich der Flügel erfolgt. Am Fußpunkt der Flügel werden Ströme konzentriert, was für die tieferen Frequenzen eine induktive Wirkung erwarten lässt. Bei den höheren Frequenzen bindet der auftretende Skin-Effekt die Ströme stärker an die Kanten der Schlitzleitung, so dass der Einfluss der Einschnürung geringer wird. Die Form des neu entwickelten Mikrostreifenspeisernetzwerkes erinnert an einen Engel. Darum wird diese Antenne hier auch "angel feed Vivaldi" genannt. Die Strahlungseigenschaften der Antenne Vivaldi 183x125 zeichnen sich durch eine mittlere Halbwertsbreite von ca. 70° aus. Wie in Bild 4.1.2 zu sehen ist, treten im Frequenzbereich Nebenzipfel auf, die für den Spitzenwert der Impulsantwort im Zeitbereich (siehe Bild 4.1.2) keine Rolle spielen. Das Entstehen der Nebenzipfel kann als Überlagerung der Abstrahlung von zwei Quellpunkten auf der Antennenstruktur erklärt werden: dies ist zum einen der Bereich der Apertur, d.h. das vordere Ende des Tapers, und der rückwärtige Bereich des Speisernetzwerkes, der eine quasi omnidirektionale, Dipol-ähnliche Strahlung aufweist. Diese Interpretation wird von Bild 4.1.2 gestützt, bei dem im Winkelbereich $|\psi| > 100^\circ$ zwei Spitzen der Impulsantworthüllkurve $|h^+(t)|$ zu beobachten sind. Bei der dargestellten Messung befand sich der Drehpunkt auf der Symmetrieachse der Antenne am rückwärtigen Ende. Das schwächere Maximum ist hinsichtlich seiner Verzögerungszeit invariant gegenüber der Drehrichtung bei ca. 1 ns , während die Verzögerungszeit des stärkeren Maximums für die Rückwärtsrichtung $|\psi| \approx 180^\circ$ von 1 ns auf 2 ns stark zunimmt. Damit lässt sich das Auftreten von Nebenmaxima dämpfen, wenn die Abstrahlung des Speisernetzwerkes vermieden werden kann. Dies ließ sich im Experiment mit Hilfe eines Absorbers an der rückwärtigen Kante bestätigen. In dieser Konfiguration befindet sich eine Antennengruppe aus 40 Elementen der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Antenne Vivaldi 183x125 im Einsatz für Radiometriemessungen beim DLR Oberpfaffenhofen.

Für das Maximum wurde der Abstand des Quellpunkts r_Q nach Gl. (2.71) bestimmt: Er beträgt $r_Q = 180 \text{ mm}$ von der hinteren Kante der Antenne beginnend bei einer isotrop konstanten Verzögerungszeit von $\tau_0 = 1,37 \text{ ns}$. Das bedeutet, dass die we-

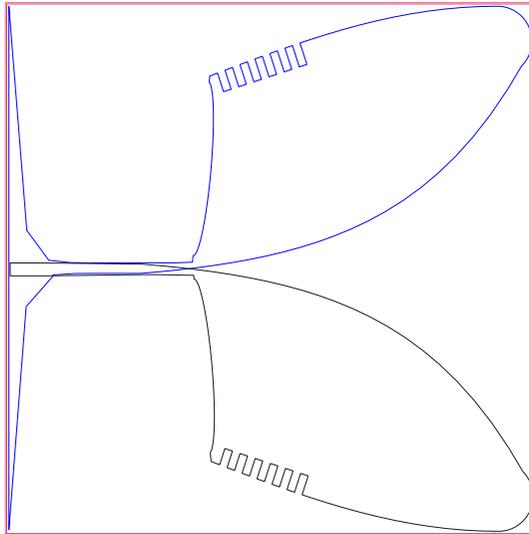


Bild 4.17: Entwurf der Antenne Vivaldi 153x151 mit Speisennetzwerk.

sentliche Abstrahlung der Antenne an der vorderen Kante des Tapers erfolgt. Der Quellpunkt liegt also nicht etwa innen in der Taperöffnung, sondern an deren vorderen Rand. Dieses Ergebnis wurde mit einer zweiten Messung bestätigt, bei der der Drehpunkt zur geometrischen Mitte der Antenne hin verschoben wurde.

4.1.3 Antipodaler Vivaldi-Antennen Entwurf

Alternativ zur Ausführung mit Aperturkopplung wird im Folgenden noch eine Variante mit direkter Kopplung (engl. *tapered line balun*) vorgestellt. Hierbei benötigt das Speisennetzwerk mehr Platz als bei der Aperturkopplung und die Unterdrückung von Gleichtaktmoden ist nicht so stark ausgeprägt. Aufgrund der direkten galvanischen Kopplung gibt es keine untere Grenzfrequenz für das Speisennetzwerk selbst. In Bild 4.17 ist ein kompakter Entwurf mit den Substratabmessungen 153 x 151 x 1,57 mm³ abgebildet. Als Trägermaterial wurde das Material Rogers 4003 mit einer Permittivität von $\epsilon_r = 3,38$ verwendet. Die Kamm-förmige Struktur an der Seite der Flügel unterdrückt Ströme an dieser Kante. So wird die Richtcharakteristik der Antenne Vivaldi 153x151 bzgl. des Auftretens von Nebenmaxima und der Strahlung in Rückwärtsrichtung verbessert. Wie in Bild 4.19 zu sehen ist, schwankt der Ge-

winn in Hauptstrahlrichtung zwischen 4,1 dBi und 8,7 dBi im Frequenzbereich 1,5 – 11 GHz. Der zuerst logarithmierte und dann gemittelte Gewinn beträgt $\bar{G} = 6,4$ dBi. Die im logarithmischen Maß bestimmte Standardabweichung des Gewinns beträgt 1,2 dBi. Die Standardabweichung der Gruppenlaufzeit beträgt $\sigma_{\tau_G} = 1,6$ ns. Der Spitzenwert der Impulsantwort fällt mit $h_{\max} = 0,50$ m/ns höher aus als bei der flächengleichen Antenne Vivaldi 183x125 mit $h_{\max} = 0,40$ m/ns und der kleineren Vivaldi 78x75 mit $h_{\max} = 0,32$ m/ns. In Bild 4.22 ist der Eingangsreflexionsfaktor S_{11} dargestellt. Im Frequenzbereich 1,1 – 11,3 GHz gilt $S_{11} \leq -9,5$ dB oder VS-WR $\leq 2:1$. Damit bietet diese Antenne eine gute Impedanzanpassung im Bereich von über einer Dekade.

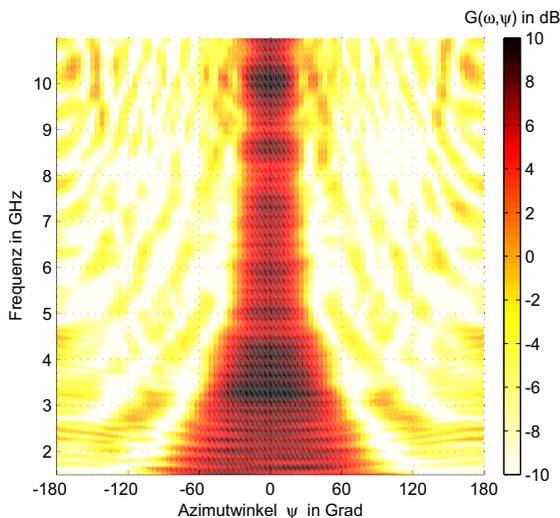


Bild 4.18: Antenne Vivaldi 153x151: Gewinn azimutaler Schnitt

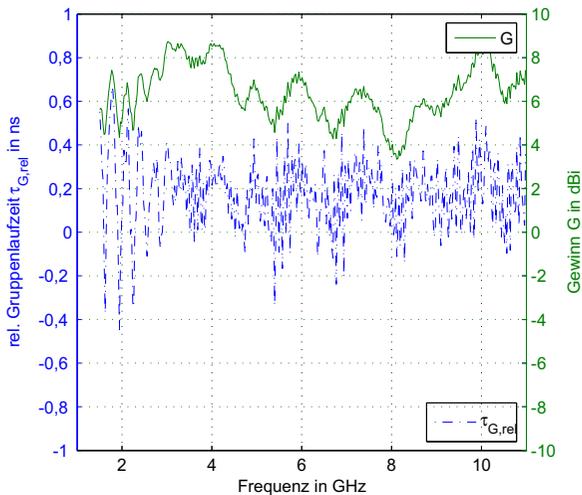


Bild 4.19: Antenne Vivaldi 153x151: Gewinn Hauptstrahlrichtung

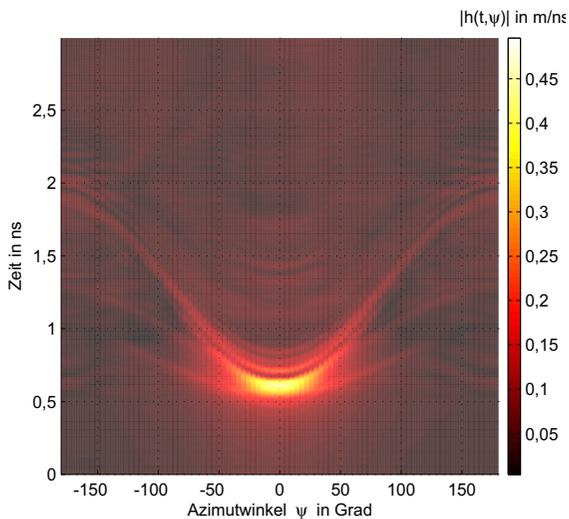


Bild 4.20: Antenne Vivaldi 153x151: Impulsantwort azimutaler Schnitt

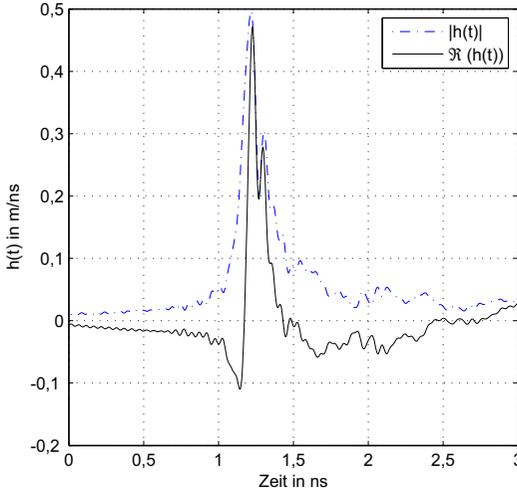


Bild 4.21: Antenne Vivaldi 153x151: Impulsantwort Hauptstrahlrichtung

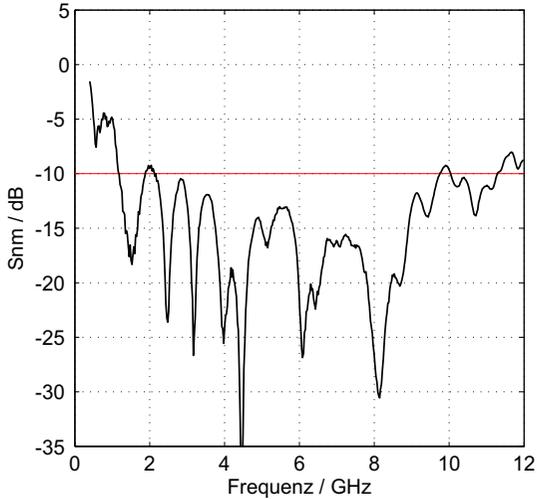


Bild 4.22: Antenne Vivaldi 153x151: Eingangsreflexionsfaktor

4.2 Logarithmisch-periodische Dipolgruppen-Antenne

Die logarithmisch-periodische Antenne (LogPer-Antenne) in ihrer Ausführung als logarithmisch periodische Dipolgruppe (logarithmic periodic dipole array, LPDA) besteht aus einzelnen $\lambda/2$ -Dipolen, die über eine Speiseleitung miteinander verbunden sind. Der Antennenentwurf beruht auf dem Prinzip der Verhältnismäßigkeit zwischen zwei Elementarzellen. Diese werden in diesem Fall durch die Dipole gebildet. Drei Dipole bilden dabei zusammen eine Elementargruppe abstrahlender Elemente, die in ihrer Verkopplung wie Direktor, speisendes Element und Reflektor einer Drei-Element Yagi-Antenne wirken [Bal82].

Grundsätzlich ist eine lineare LogPer-Antenne aus zwei komplementären Hälften aufgebaut, die im Falle einer planaren Struktur auf den gegenüberliegenden Seiten des Substrats angebracht sind. Auf der Oberseite des Substrats befindet sich eine Hälfte der Antennenstruktur aus Dipolhälften und einer Speiseleitung, auf der Unterseite die andere Hälfte mit der komplementären Struktur (siehe Bild 4.23 links). Die beiden Speiseleitungen bilden eine symmetrische Bandleitung, die von vorne gespeist wird. Die elektromagnetische Welle läuft zunächst im Substrat auf der Bandleitung, bis die Dipolhälften mit entsprechender Resonanzfrequenz gespeist werden. Diese strahlen Energie ab, wenn sie in Resonanz kommen.

4.2.1 Entwurf für reduzierte Größe

Die Länge der Dipole hängt direkt vom Frequenzbereich ab. Betreibt man die Antenne bei einer bestimmten Frequenz, so ergibt sich eine aktive Zone auf der Antenne, die aus einigen benachbarten Dipolen entsteht. In der Mitte dieser Zone wird eine $\lambda/2$ -Resonanz erzeugt, die zusammen mit der Richtwirkung der benachbarten Dipole die eingespeiste Energie abgestrahlt. Daraus ergibt sich auch der Größen-Bereich, in dem die Länge der Dipole liegen muss. Die maximale Länge L_1 der Dipole berechnet sich aus der unteren Grenzfrequenz:

$$L_1 \approx \frac{\lambda_{\max}}{2} = \frac{c}{2f_{\min}} \quad (4.2)$$

Entsprechend ergibt sich für den kleinsten Dipol (L_N bei N Dipolen):

$$L_N \approx \frac{\lambda_{\min}}{2} = \frac{c}{2f_{\max}} \quad (4.3)$$

4.2.1.1 Längenverhältnis benachbarter Dipole

Hat man die Dimension der Antenne wie im vorherigen Abschnitt grob bestimmt, wird im Folgenden das grundlegende Aussehen festgelegt. Dabei beschreibt der Parameter τ die Verjüngung der Dipole, also wie stark die Dipole nach vorne hin verkürzt werden. Genauer gesagt bezeichnet er das Verhältnis benachbarter Dipollängen zueinander und ist für alle benachbarten Dipole konstant:

$$\tau = \frac{L_{i+1}}{L_i} \quad (4.4)$$

$$\text{Daraus folgt: } L_i = L_1 \tau^{i-1} \quad \text{bzw.} \quad \log \frac{L_i}{L_1} = (i-1) \log \tau \quad (4.5)$$

In Gl. (4.5) wird die logarithmische Gestalt der Antenne deutlich, die durch das konstante τ entsteht. Damit ist dieser Parameter dafür verantwortlich, wie viele Dipole zur Abstrahlung eines gewissen Frequenzbereichs beitragen. Wählt man τ klein (z.B. 0,80), so werden die Dipole stark verkürzt. Wählt man dagegen ein großes τ (z.B. 0,97), so nimmt die Größe der Dipole nur langsam ab und die Anzahl N der Dipolarme ist in Gleichung 4.6 entsprechend groß.

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \approx \frac{L_{\min}}{L_{\max}} = \tau^{(N-1)} \quad (4.6)$$

Vergrößert man beispielsweise τ von 0,80 auf 0,85, so nimmt die Anzahl der Dipole um 37 % zu. Das Verhältnis von oberer Grenzfrequenz f_{\max} zu unterer Grenzfrequenz f_{\min} bestimmt ist durch das Längenverhältnis von längstem zu kürzestem Dipol. Dieses bestimmt zusammen mit der Anzahl der Dipole den Parameter τ .

4.2.1.2 Relativer Abstand der Dipole

Während mit τ die Längen der Dipole bestimmt werden, wird mit dem Parameter σ der relative Abstand zwischen den einzelnen Dipolen beschrieben. Es gilt:

$$\sigma = \frac{d_i}{2L_i}. \quad (4.7)$$

Mit d_i wird der Abstand zwischen den Dipolen i und $i-1$ bezeichnet. 2σ bezeichnet somit das Verhältnis von Dipolabstand zu Dipollänge. Damit ist die Länge der Speiseleitung direkt proportional zu σ , vgl. Gl.(4.8). Gebräuchliche Werte für σ liegen im Bereich von 0,10 bis 0,20, der Abstand zwischen den Dipolen beträgt dann also etwa 20–40 % der Länge der Dipole.

4.2.1.3 Länge und Art der Speiseleitung

Je größer τ und σ gewählt werden, umso länger wird die Antenne: Erhöht man τ , so nimmt die Anzahl der Dipole zu, erhöht man σ , so wird der Abstand zwischen den Dipolen größer. Die Länge der Antenne ergibt sich mit Gl. (4.7) und Gl.(4.5) zu:

$$S = \sum_{i=1}^N d_i = \sum_{i=1}^N 2\sigma L_1 \tau^{i-1} = 2\sigma L_1 \frac{1 - \tau^{N-1}}{1 - \tau} \quad (4.8)$$

Grundsätzlich hat die Länge der Speiseleitung großen Einfluss auf die Halbwertsbreiten und somit auch auf den Gewinn der Antenne. Nimmt diese Länge zu (und damit die Größe der Apertur), so ist mit einer stärkeren Richtwirkung und damit auch mit einem höheren Gewinn zu rechnen.

Der Kompromiss zwischen schmaler Halbwertsbreite und kleiner Antennenstruktur wird hier sehr weit in Richtung kleiner Abmessungen verschoben [Win02], d.h. es wird eine größere Halbwertsbreite akzeptiert, um die Antenne auch flexibel in portablen Kommunikationssystemen einsetzen zu können. Eine große Halbwertsbreite im Bereich von 100° ist dann erwünscht, wenn ganze Sektoren ausgeleuchtet werden sollen.

Das komplette Modell wurde in HFSS (Ansoft High Frequency Structure Simulator) simuliert und optimiert. Für die Optimierung wurden die Startwerte aus der Literatur [vW98] entnommen.

Es wurde beispielhaft eine logarithmisch-periodische Antenne für den Frequenzbereich von 3 GHz – 10 GHz entworfen und aufgebaut. Der entsprechende Bereich der Wellenlänge erstreckt sich von 3,3 cm – 10 cm. Damit beträgt $\lambda/2$ max. 5 cm, womit in etwa die Breite der Antenne gegeben ist, während die Länge der Antenne maßgeblich von der Anordnung der Einzelelemente abhängt. Da ein möglichst kompaktes Design angestrebt wird, wird als Kompromiss zwischen Größe und elektrischen Eigenschaften ein Ansatz mit quadratischen Abmessungen verfolgt. Damit liegt die Länge der Speiseleitung ebenfalls im Bereich von 5 cm. Eine weitere Stauchung der Antenne ist denkbar, beeinflusst jedoch die Richtwirkung und den maximal erreichbaren Gewinn negativ.

Es ergibt sich hier eine Anzahl von elf Dipolen, woraus sich nach Gl. (4.8) eine Länge der Speiseleitung von $S = 41,7$ mm ergibt. Im vorherigen Abschnitt wurde die Dimensionierung der Antennenstruktur vorgestellt. Allerdings wurde dabei nur der Teil der Antenne betrachtet, der die Leistung abstrahlt. Dazu muss aber diese Leistung erst in die Antenne eingespeist werden, dabei sind möglichst wenig Reflexionen zu verursachen. Die Eingangs-Reflexionen der Antenne verhindern einerseits

eine effiziente Abstrahlung der Leistung, andererseits stören sie die Funktionalität des Ausgangsverstärkers.

Die Einspeisung muss von vorn, d.h. bei den kürzesten Dipolelementen erfolgen, da sonst höhere Moden auf den längeren Dipolen angeregt werden. Damit ginge die breitbandige Charakteristik der Antenne verloren. Speist man die Antenne am vorderen Ende, muss man sicherstellen, dass die Speisung die Abstrahlung nicht behindert, da die Leistung nach vorn abgestrahlt werden soll.

Als Lösung bietet sich also eine Speisemethode an, bei der die Leistung entkoppelt von der Antenne von hinten nach vorne geführt wird und dann dort in die Antenne eingekoppelt wird.

Eine Möglichkeit ist die Verwendung einer Koaxialleitung, mit der die Welle an das vordere Ende der gedruckten logarithmisch periodischen Antenne geführt wird. Der praktische Aufbau dieser Variante zeigt allerdings, dass die Anpassung noch verbesserungsbedürftig ist, insbesondere zu den hohen Frequenzen hin wird die Ankopplung schlechter und der Eingangsreflexionsfaktor der Antenne nimmt zu. Ein weiteres Problem des Koax-Baluns ist die sehr aufwändige Fertigungsweise (Abmanteln des Semirigid-Kabels, Montage des Steckeranschlusses, thermische Spannungen durch flächiges Lötten und die sich daraus ergebende geringe Reproduzierbarkeit). Bereits das definierte Biegen des Innenleiters für die Durchkontaktierung erweist sich als schwierig.

Alternativ wurde die Einspeisung mittels Triplate-Leitung nach [PSF87] untersucht: Bei dieser Art der Speisung wird ein dritter Layer eingeführt, auf dem mit einer Mittelleitung eine Triplate-Struktur aufgebracht ist, wie dies in Bild 4.24 gezeigt wird. Auf dieser wird die Welle hinten eingespeist, läuft innerhalb der Triplate-Struktur nach vorn, d.h. die Ober- und Unterseite der Antenne bilden die Massefläche und liegen auf dem gleichen Potenzial, daher greift die Energie beim Hinlaufen (nach vorn) noch nicht auf die Dipolstruktur über.

Am vorderen Ende der Antenne wird die Welle dann an einem partiellen Kurzschluss reflektiert. Dadurch läuft sie auf der Bandleitung zwischen der oberen und unteren Speiseleitung zurück. Durch den dabei entstehenden Potentialunterschied werden die Dipolareme gespeist und es findet die gewünschte Abstrahlung statt. Dabei stört die in der Mitte liegende Triplate-Leitung nicht mehr, sie liegt für die zurücklaufende Welle auf einer Äquipotentialfläche und hat somit keinen Einfluss auf die Feldverteilung.

Die resonante Struktur der Antenne wird also dabei wie gewünscht von vorne gespeist, während der Koaxialanschluss der Antenne einfach mit einem SMA-Stecker an der Rückseite der Antenne erfolgen kann [PSF87].

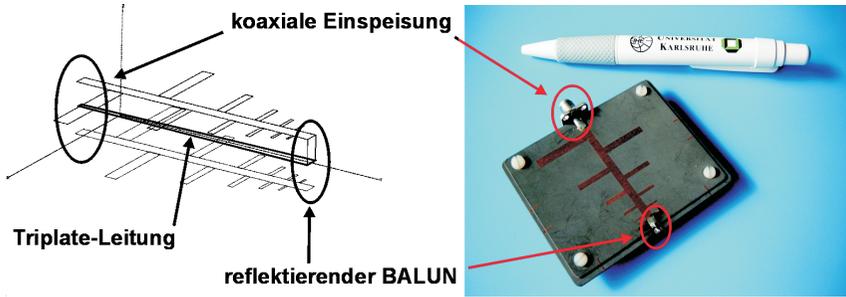


Bild 4.23: Balun Transformator.

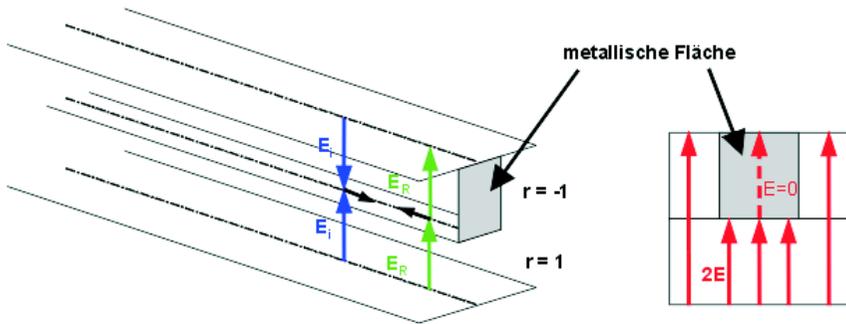


Bild 4.24: Speisung mit Triplate-Leitung.

Die Struktur mit den drei Layern erfordert die Kombination einer doppel- und einer einseitig kupferkaschierten Platine, die miteinander verschraubt werden. Dabei ist der Einsatz von Pass-Marken notwendig, um reproduzierbare Messergebnisse zu erhalten. Für den Kurzschluss des Baluns wurde zuerst ein Kupferblech verwendet, um diesen möglichst flächig auszuführen. Dies erwies sich aber bei der Messung der Anpassung als nachteilig. Der Eingangsreflexionsfaktor S_{11} betrug im günstigsten Fall -7 dB. Eine Messung der Reflexionen mit der Zeitbereichsoption des NWA ergab den Balun als mit Abstand stärkste Reflexionsstelle.

Die Anpassung konnte durch die induktive Ausführung des Kurzschlusses am Balun stark verbessert werden. Es ergab sich schließlich eine sehr gute Anpassung im gesamten Frequenzbereich wie in Bild 4.29 gezeigt. Dabei wurde zur Realisierung des Kurzschlusses ein 0,8 mm dicker Metalldraht benutzt.

4.2.2 Transiente Eigenschaften

Im Zeitbereich erreicht der Anregungspuls auf der Speiseleitung die Dipole mit höherer Resonanzfrequenz zuerst, damit entziehen sie dem Anregungssignal die Energie bei hohen Frequenzen. Danach werden die Elementardipole mit größeren Abmessungen zum Schwingen angeregt. Dieses Verhalten wird in den Bildern 4.27 und 4.30 deutlich: Betrachtet man die Nulldurchgänge der Antennenimpulsantwort $h(t)$, so entspricht das Zeitsignal $h(t)$ einem Chirp-Impuls, bei dem die hohen Frequenzen zuerst gesendet werden und die tieferen Frequenzen mit einer zeitlichen Verzögerung folgen [SWW03]. So wird die Energie eines konzentrierten Anregungsimpuls über eine zeitliche Halbwertsbreite von $\tau_{\text{FWHM}} = 900$ ps verschmiert. Damit ist der von der Antenne abgestrahlte Impulszug im Raum mit ca. 30 cm Länge³ wesentlich länger als die Antenne selbst. Dies zeigt, dass die logarithmisch periodische Antenne nicht für die Impuls-Abstrahlung geeignet ist.

Im Frequenzbereich überträgt sich dies in eine sich mit der Frequenz verändernde relative Gruppenlaufzeit $\tau_{G,\text{rel}}$, die für tiefere Frequenzen groß ist und zu den höheren Frequenzen abnimmt, wie man in Bild 4.26 sehen kann.

Entsprechend fällt der Spitzenwert mit $h_{\text{max,co}} = 0,12$ m/ns deutlich niedriger aus als z.B. bei der Antenne Vivaldi 78x75. Der Gewinn in Hauptstrahlrichtung liegt jedoch durchaus in der gleichen Größenordnung mit $\bar{G} = 4,5$ dBi im logarithmischen Mittel und einer Standardabweichung von $\sigma_G = 0,97$ dBi. Die in der Frequenz periodischen Gewinninbrüche lassen sich mit der Anregung höherer Moden auf dem jeweils längsten Dipol der aktiven Zone erklären. Dies führt bei diesen Frequenzen zu einer verstärkt omnidirektionalen, Dipol-artigen Abstrahlung.

Der dargestellte Gewinnverlauf ist typisch für logarithmisch-periodische Antennen, da sich hier die Periodizität der eingangs erwähnten Elementarzellen direkt in der Frequenz darstellt. Eine Analyse des Phasenzentrums nach Gl. (2.73) in Abschnitt 2.3.4 ergibt wie erwartet eine logarithmische Veränderung der Lage r_Q des Phasenzentrums mit der Frequenz, wie in Bild 4.31 dargestellt. Der Bezugspunkt für r_Q ist dabei die Mitte des größten Dipols.

³Dies entspricht 1 ns Zeitdauer bei Lichtgeschwindigkeit.

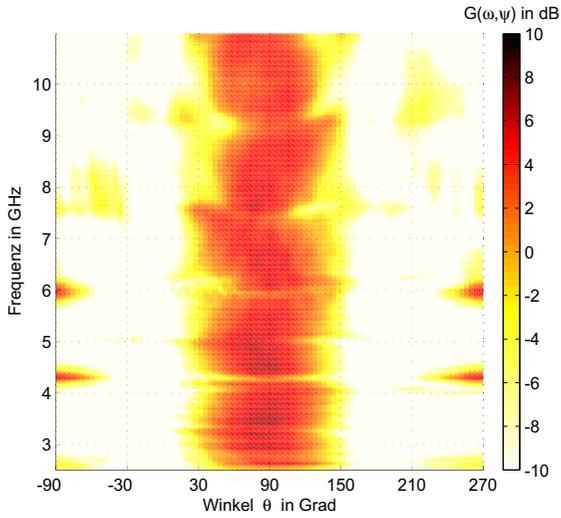


Bild 4.25: Gewinn azimutaler Schnitt

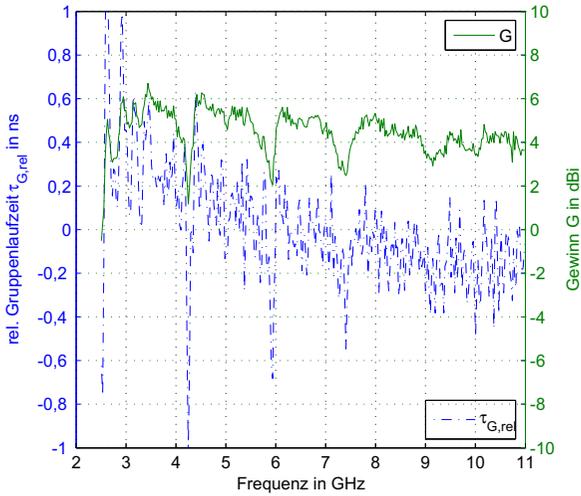


Bild 4.26: Gewinn Hauptstrahlrichtung

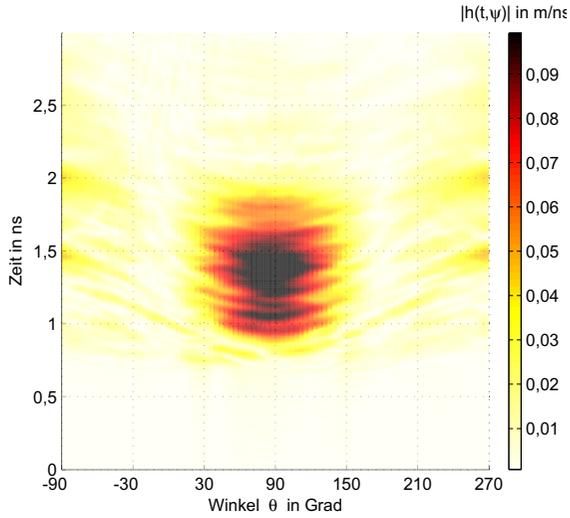


Bild 4.27: Impulsantwort azimutaler Schnitt

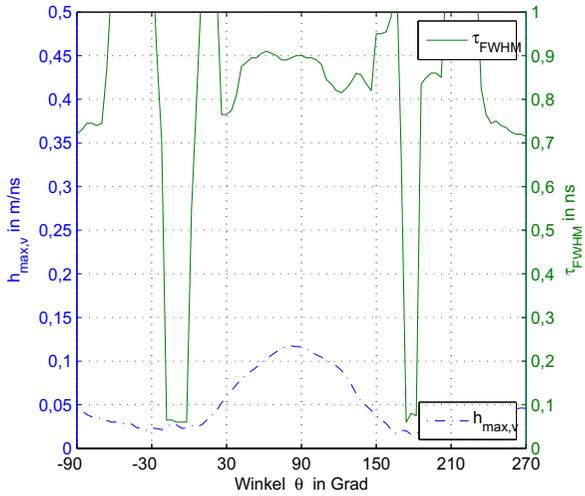


Bild 4.28: Spitzenwert und FWHM

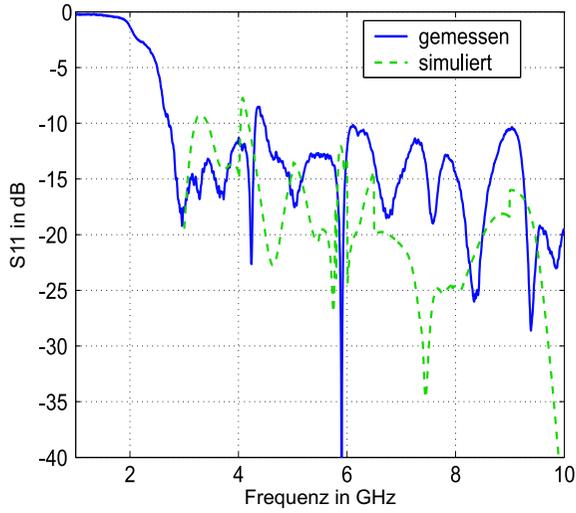


Bild 4.29: Eingangsreflexionsfaktor

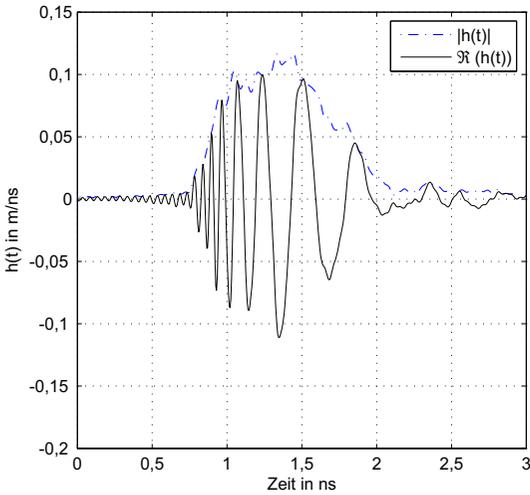


Bild 4.30: Impulsantwort Hauptstrahlrichtung

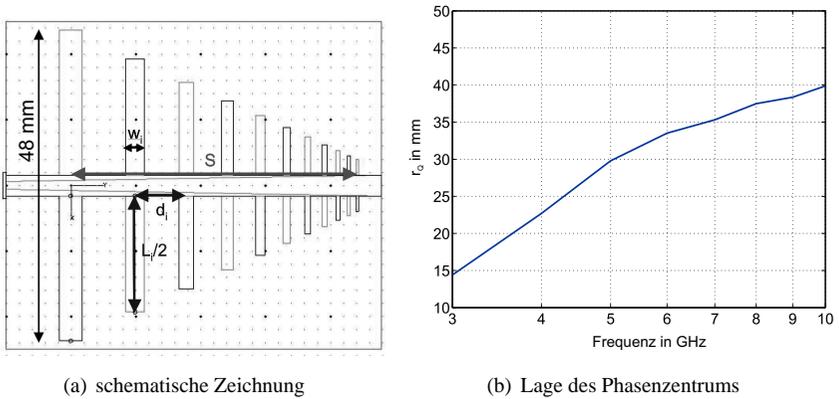


Bild 4.31: Lineare Logarithmisch Periodische Antenne und die frequenzabhängige Lage des Phasenzentrums.

4.3 Spiralantennen

Spiral-Antennen sind seit ca. 1954 [Gsc01] als ultra-breitbandige Antennenelemente bekannt. Sie basieren auf einem Wanderwellenprinzip, bei dem die Energie entlang der spiralförmigen Metallisierungstreifen propagiert und in frequenzabhängigen Zonen zur Abstrahlung gelangt. Das Kriterium im Frequenzbereich für den mittleren Radius der ringförmigen aktiven Zone lautet:

$$2\pi r_{akt} = \lambda \tag{4.9}$$

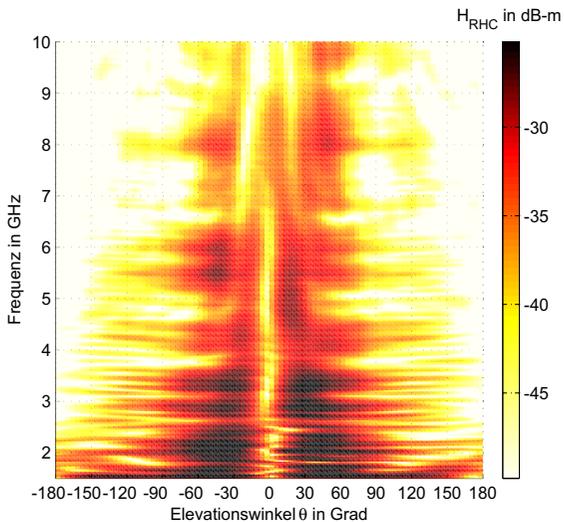
Dort sind die Ströme der sich auf der Spiralstruktur ausbreitenden Welle in Phase, so dass die abgestrahlten Fernfelder einer einfachen zwei-armigen Spirale konstruktiv in der Richtung der Flächennormalen superponieren. Die Reflexionen an den Enden der Spiralantenne ergeben eine rücklaufende Welle, die zusammen mit der vorlaufenden Welle eine stehende Welle bildet. Wesentliche Parameter der Spiralantenne sind neben dem Durchmesser die Anzahl der Arme, die Steigung der Arme und der Füllfaktor, der das Verhältnis von metallisiertem zum Gesamtgebiet der Spiralantenne angibt. Für gute Anpassungen werden häufig viele Windungen für die Spiralantenne gewählt, da jede Windung für sich zusätzlich zur Abstrahlung beiträgt. Dies führt auf kleine Steigungen und hohe Füllfaktoren.

4.3.1 Transiente Polarimetrie am Beispiel einer Spiralantenne

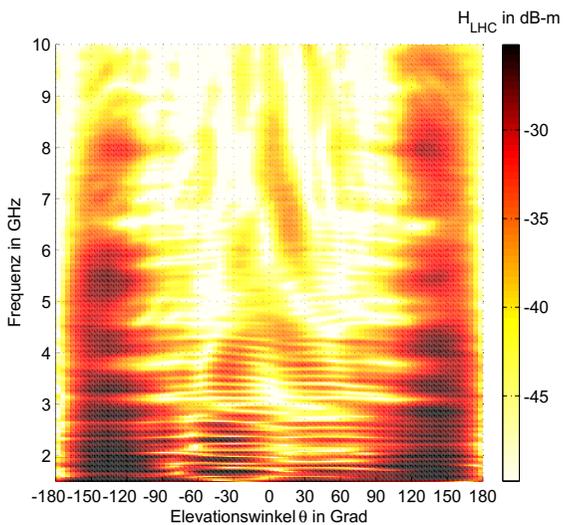
Für die Verifikationsmessungen, die in Abschnitt 3.3.6 und im Anhang A.1 in Bild A.4 dargestellt sind, wurde eine am Institut bereits verfügbare 4-armige Spirale mit Durchmesser 12 cm, Füllfaktor 62 % und 5 Windungen verwendet. Die Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} dieser Antenne wurde entsprechend Abschnitt 3.3.5 mit der polarimetrischen Messmethode nach Gl. (3.38) mit bekannter Referenzantenne Breitbandhorn gemessen. Die orthogonal lineare Polarisationsbasis in horizontaler und vertikaler Komponente der Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} lässt sich nach Gl. (2.29) in rechts zirkulare und links zirkulare Komponenten zerlegen. Die beiden Komponenten von \mathbf{H} sind in Bild 4.32 dargestellt. Das Ergebnis entspricht der Erwartung, dass die Antenne auf ihrer Oberseite in Richtung $|\theta| = 35^\circ$ rechtszirkulare Polarisation abstrahlt und spiegelsymmetrisch von der Unterseite linkszirkulare Polarisation gesendet wird. Dies entspricht der Mode 2 der 4-armigen Spiralantenne, wie sie in [Wal04] (S. 93) als Simulationsergebnis dargestellt ist. Wie in Bild A.4 zu sehen ist, schwingt die empfangene Spannung sehr lange nach und hat einen ausgeprägten Chirp-artigen Charakter, bei dem hohe Frequenzen zuerst abgestrahlt werden und tiefe Frequenzen nachfolgen. Das lange Nachschwingen weist dabei eine relativ konstante Periodendauer von 0,7 ns auf. Dies ist insbesondere auch durch Resonanzen zu begründen, die sich am unteren Ende des nutzbaren Frequenzbereichs von 1,4 – 12 GHz ausbilden. Die Amplitude der Empfangsspannung ist trotz optimaler Ausrichtung der Antenne sehr gering im Vergleich zu den anderen getesteten Antennen. Aufgrund dieses Verhaltens eignen sich Spiralantennen nicht für die Abstrahlung von Impulsen mit hoher Amplitude, aber sie weisen eine Eignung für Multibandbetrieb auf. Die abgestrahlte zirkulare Polarisation kann in diesem Fall vorteilhaft sein, da das Auftreten einer totalen Polarisationsfehlانpassung geringer ist als bei linear polarisierten Sende- und Empfangsantennen.

Im Folgenden wird ein Beispiel mit hoher Steigung und geringem Füllfaktor gewählt, um möglichst optimale impulsabstrahlende Eigenschaften für die Spiralantenne zu erzielen [SW04]. In Bild 4.33(a) ist das Simulationsmodell dieser Spirale mit einem Durchmesser von 10 cm zu sehen. Die Simulation erfolgt mit dem FDTD Programm FIMP [Haa00]. Daher ergibt sich die Annäherung der Spirale in stufiger Approximation. Die Diskretisierung wird so gewählt, dass die Stufen mit $\lambda_{\min}/15$ gegenüber der minimal auftretenden Wellenlänge vernachlässigbar sind. Die Anregung wird dabei mit einer konzentrierten 188 Ω Spannungsquelle modelliert, die zwischen den inneren Enden der ideal elektrisch leitenden Spiralarms geschaltet ist.

Das Zeitsignal der Anregung besteht aus einem Gaußschen Puls der zeitlichen Halbwertsbreite $\tau_{\text{FWHM}} = 88$ ps. Das Maximum der Anregungsspannung wird nach 160 ps erreicht. Der Impuls breitet sich gleichmäßig auf der Spiralstruktur aus und wird nach und nach abgestrahlt. In Bild 4.33(b) ist eine Momentaufnahme der elektrischen Feldstärkeverteilung in der Antennenebene nach 430 ps dargestellt. Die Reflexionen von den offenen Enden der Spiralarms ergeben nach der Abstrahlung des starken Hauptpulses ein gewisses Nachschwingen der elektrischen Feldstärke. Diese wurde in 24 cm Höhe in Hauptstrahlrichtung direkt über der Spiralmittte aufgenommen und ist in Bild 4.34 dargestellt. Dabei ist in Bild 4.34(a) die Zeitabhängigkeit der kartesischen Komponenten des elektrischen Feldstärkevektors abgebildet. Die Zeitverzögerung des ersten signifikanten Anstiegs der elektrischen Feldstärke korreliert gut mit dem tatsächlichen Abstand der simulierten Feldstärke-sonde mit $c_0/240$ mm = 800 ps. Zwischen den Komponenten E_x und E_y wird eine deutliche Verzögerung wahrgenommen, die die sich durch zirkulare Polarisation der Spiralantenne begründet. Dagegen ist die E_z -Komponente im Gesamtzeitverlauf konstant Null, was darauf hindeutet, dass sich der ausbreitende TEM-Mode der abgestrahlten Welle entsprechend der Betrachtung in Abschnitt 2.1 bereits geformt hat. Im rechten Bild 4.34(b) wird die Ortskurve des elektrischen Feldvektors gezeigt. Der Radius der Polardarstellung gibt die lineare Amplitude des elektrischen Feldes an. Die Richtung des Pfeils stellt die momentane Polarisation der elektrischen Feldstärke dar. Der Betrachter schaut dabei entsprechend der IEEE Definition der Polarisation in Richtung der Wellenausbreitung [IEE79], d.h. hier in die Zeichenebene hinein. So ergibt sich eine rechtshändig zirkulare Polarisation der Antenne für den kurzen Moment des Impulsmaximums. Während des Reflexions-bedingten Nachschwingens der Antenne verschlechtert sich das Achsenverhältnis der Ortskurve. Daraus kann gefolgert werden, dass durch Absorption der Endreflexionen der Spiralantenne ihre Polarisationsreinheit verbessert werden kann. Die momentane Richtung des elektrischen Feldstärkevektors wird in der ultra breitbandigen Betrachtung auch vom Anregungssignal mitbestimmt, wie dies im Sinne der vektoriellen Faltung von Gl. (2.38) zu erwarten ist.



(a) Rechtshändig Zirkulare Komponente



(b) Linkshändig Zirkulare Komponente

Bild 4.32: Gemessene Komponenten H_{RHC} und H_{LHC} der Übertragungsfunktion einer 4-armigen Spiralantenne.

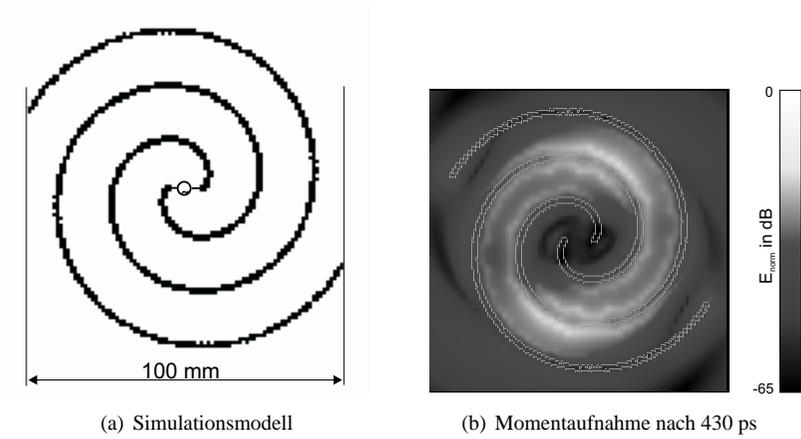


Bild 4.33: Archimedische Spiralantenne.

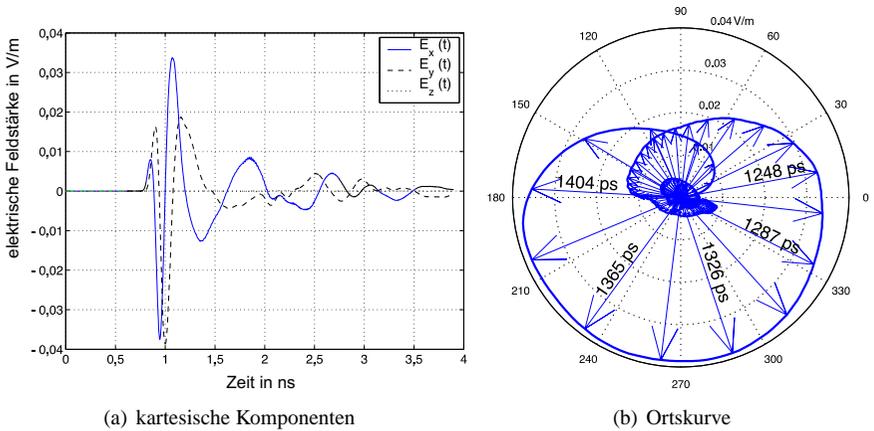


Bild 4.34: Elektrische Feldstärke 240 mm oberhalb des Mittelpunkts der Spiralantenne.

4.4 Bewertung der vorgestellten Konzepte

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die Vivaldi-Antennen, die logarithmisch-periodischen Antenne und die Spiral-Antenne beschrieben. Diese Antennen eignen sich von ihren Abmessungen für den Einbau in UWB-Basisstationen oder in größere tragbare UWB-Geräte. Diese Strahlerelemente ermöglichen das Ausleuchten einzelner Sektoren bzw. den Einsatz in RADAR- bzw. Radiometrie-Anwendungen mit vorgegebener Vorzugsrichtung. Zusammenfassend kann man

Antenne	h_{\max} in m/ns	τ_{FWHM} in ps	\bar{G} in dBi	G_{\max} in dBi
Vivaldi 78x75	0,32	115	5,7	7,8
Vivaldi 183x125	0,40	195	4,1	10,7
Vivaldi 153x151	0,51	125	7,3	10,4
log.-per. Antenne	0,12	900	4,5	6,8
Spiral-Antenne	0,06	2950	-2	4

Tabelle 4.1: Zusammenfassung der Kennwerte

festhalten, dass die Vivaldi Antennen als Wanderwellenstrukturen die besten impuls-abstrahlenden Eigenschaften der aufgebauten planaren Antennen aufweisen. Dies wird in Tabelle 4.1 anhand des Spitzenwerts der Antennenimpulsantwort deutlich. Die logarithmisch-periodische Antenne ist mit ihren Abmessungen von 65 x 75 mm vergleichbar mit der Antenne Vivaldi 78x75. Sie weist im Frequenzbereich über weite Strecken ein ähnliches Verhalten des Gewinns auf. Jedoch verschmiert sie im Zeitbereich die Energie des abgestrahlten Impulses über 900 ps. Dies macht sie nur für Anwendungen interessant bei denen, die Impulslängen des Sendesignals deutlich länger sind, z.B. für einen Multiband-OFDM Betrieb [Ree05] oder RADAR Anwendungen mit Chirp-Signalen langer Dauer. Die in Abschnitt 4.3 vorgestellte Spiralantenne ist für die Übertragung kurzer Impulse ungeeignet, da der Spitzenwert der Antennenimpulsantwort mit 0,06 m/ns sehr niedrig ausfällt. Gleichzeitig verursachen Resonanzen bei der unteren Grenzfrequenz der Antenne ein sehr anhaltendes Klingeln, wie man auch in Bild A.4 gut erkennen kann. Aufgrund der Eigenschaften der zirkularen Polarisation ergeben sich für Spiralantennen prinzipielle Nachteile für die Übertragung kurzer Impulse: Beim Empfang wird immer eine Projektion des sich drehenden Feldstärkevektors auf die Empfangsspannung abgebildet. Dies wirkt Impuls-spreizend.

5 Antennenkonzepte mit reduzierten Abmessungen

Um der UWB-Technologie die breite Anwendung in der Konsum-Elektronik zu ermöglichen, werden kleine Antennenkonzepte mit reduzierten Abmessungen für mobile Endgeräte benötigt. Wie bereits in Abschnitt 2.3.1 dargestellt wurde, steigt mit abnehmender Antennengröße die Güte Q der Antenne, so dass sowohl die Anpassung der Antenne im UWB-Frequenzbereich schwieriger wird, als auch die Effizienz der Antenne sinkt. Im Folgenden werden exemplarisch Antennenkonzepte untersucht, die ohne zusätzliche Verluste die geforderte Anpassung erreichen und daher in der Größenordnung der in Abschnitt 2.3.1 betrachteten theoretischen unteren Grenze der maximalen Antennenabmessung von $2r_A = 27 \text{ mm}$ liegen¹.

Als Kandidaten kommen zunächst alle Monopol- und Dipol-artigen Antennen und deren duale Schlitzantennenstrukturen in Frage, mit denen sich eine ultrabreitbandige Impedanzanpassung realisieren lässt. Dies führt auf monokonische und bikonische Antennenelemente [Bal82]. Diese haben exzellente UWB Eigenschaften, weisen jedoch den Nachteil auf, dass sie als dreidimensionale Antennenstrukturen einen ungünstigeren Formfaktor besitzen als planare Antennenstrukturen. Mittels eines Querschnitts durch die rotationssymmetrischen dreidimensionalen Strukturen erhält man die Formen des planaren breitbandigen Monopols und der planaren Bowtie-Antenne. Dabei bedeutet englisch „Bowtie“ soviel wie „Fliege“ und bezieht sich auf die Form aus zwei Dreiecken. In Bild 5.1 sind der planare Monopol und die Bowtie-Antenne schematisch dargestellt. Zunächst erscheint der Monopol aufgrund der halbierten Länge (bezogen auf die größte Wellenlänge) als das günstigere Konzept. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass die Wirkungsweise der Antenne auf dem Spiegelungsprinzip basiert und daher die elektrisch leitende Grundfläche theoretisch unendlich groß sein muss. Das bedeutet, dass in der Praxis eine ausreichend große, elektrisch leitende Grundfläche in die Betrachtung einbezogen werden muss. Auf-

¹Mit einer zusätzlichen resistiven Beladung der Antennen bzw. dem Ankoppeln an weitere strahlende Elemente (z.B. Gehäuseteile und leitende Grundflächen) sind kleinere Antennenstrukturen denkbar.

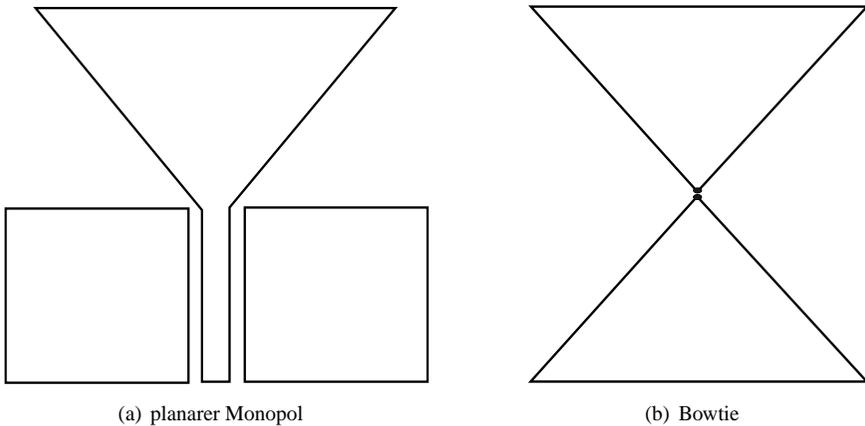


Bild 5.1: Schematische Darstellung der Metallisierung eines planaren Monopols und einer Bowtie -Antenne.

grund der begrenzten Ausdehnung der Antenne weist der planare Monopol genauso wie die dreidimensionale monokonische Antenne eine Verkippung der Antennenrichtcharakteristik zur Konusachse hin auf. Aus diesem Grund wurde das symmetrische Konzept der Bowtie-Antenne weiter betrachtet. Hierbei ist die Ankopplung der Antenne mit einer unsymmetrischen Leitung, wie z.B. einer Mikrostreifenleitung oder einer Koaxialleitung, aufwändiger als beim planaren Monopol. Diese Problematik wird mit dem neuartigen, im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Antennenkonzept der planaren aperturgekoppelten Bowtieantenne ACB (engl. *aperture coupled bowtie*) gelöst. Dies wird im Folgenden vorgestellt.

5.1 Aperturgekoppelte Bowtie-Antennen

Ausgangspunkt für die Entwicklung der ACB ist die einfache Version der Bowtie-Antenne (siehe Bild 5.1(b)), diese ist bestimmt durch die Breite und die Höhe eines der beiden spiegelsymmetrischen Dreiecke. Die Speisung erfolgt mit einer Zweidrahtleitung, bzw. einer Bandleitung senkrecht zur Zeichenebene. Damit wird das Gesamtgebilde dreidimensional und der Formfaktor verschlechtert sich. Für den Fall der Speisung mit einer unsymmetrischen Leitung tritt an die Stelle der Zweidrahtleitung ein Balun-Transformator aus einer getaperten Leitung. Um den Nachteil einer dreidimensionalen Struktur zu umgehen, wird für die Speisung der strahlenden

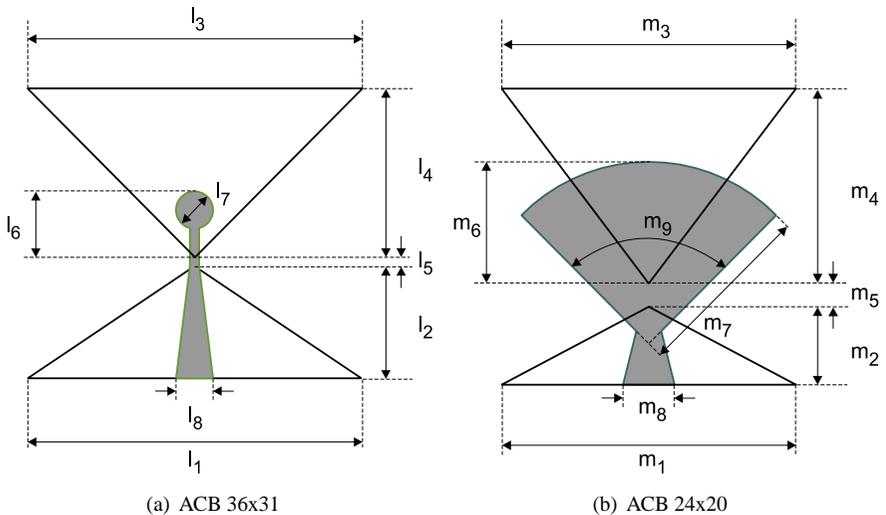


Bild 5.2: Schematische Darstellung der Metallisierung der aperturgekoppelten Bowtie-Antennen (ACB). Die Rückseite des Substrats ist grau unterlegt gekennzeichnet.

Dreieck-Elemente eine Aperturkopplung wie bei der Antenne Vivaldi 78x75 (siehe Abschnitt 4.1.1) implementiert. So bleibt die Gesamtstruktur flach und wird von der unteren Seite her gespeist. Der Anschluss erfolgt durch eine Mikrostreifenleitung, deren Fußpunkt eine Impedanz von 50Ω aufweist und die sich zum Kopplungspunkt hin verjüngt. Die Leitung wird durch einen breitbandigen Leerlauf abgeschlossen. Die Spitzen der beiden Dreiecke auf der Oberseite formen die Kopplungsapertur, durch die die Energie von der Mikrostreifenleitung auf die abstrahlenden Elemente geleitet wird. Das resultierende Konzept ist in Bild 5.2 dargestellt. Die fertigen Antennen zeigt Bild 5.3. Im Zeitbereich kann der Kopplungsmechanismus wie folgt erklärt werden: die Leistung des Anregungssignals tritt am Fußpunkt der Mikrostreifenleitung in die Antennenstruktur ein. Am Kopplungspunkt tritt ein wesentlicher Teil durch die von den Dreieckspitzen gebildete Apertur auf die Oberseite der strahlenden Dreieck-Elemente ein. Der verbleibende Rest wird an dem breitbandigen Leerlaufabschluss der Mikrostreifenleitung reflektiert. Wiederum tritt ein großer Teil der reflektierten Energie durch die Aperturkopplung und superponiert sich dort konstruktiv mit der von den Dreiecksenden reflektierten Energie. Dies wird dadurch unterstützt, dass die Welle auf der Mikrostreifenleitung langsamer läuft als

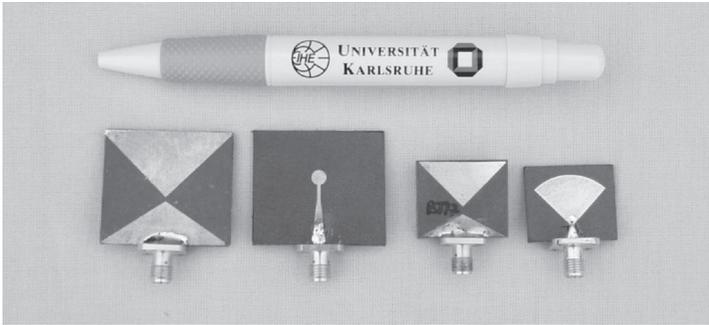


Bild 5.3: Foto der Antennen ACB 36x31 und ACB 24x20.

auf den abstrahlenden Elementen selbst. Entsprechend ist der Leerlaufabschluss näher am Kopplungspunkt als die reflektierende breite Seite der Dreiecke. Somit fügt die Aperturkopplung der Gesamtanordnung kein wesentliches Nachschwingen zu. Die Aperturkopplung verfügt über mehr Freiheitsgrade als die direkte galvanischen Kopplung. Dies erleichtert die Kompensation der Fußpunktimpedanz, was zur Verbesserung der Anpassung im UWB Frequenzbereich beiträgt.

Als Antennensubstrat wird DUROID 5880 mit einer relativen Permittivität von $\epsilon_r = 2,2$ verwendet. Die Dicke des Substrates beträgt 1,57 mm und die Dicke der Kupfereauflage beträgt $17 \mu\text{m}$. In Bild 5.2 sind zwei unterschiedliche Varianten des Konzeptes dargestellt: in Bild 5.2(a) wurde ein kreisförmiger Leerlaufabschluss für die Mikrostreifenleitung verwendet und in Bild 5.2(b) ein sektorförmiger. Mit dem kreisförmigen Abschluss konnte eine aperturgekoppelte Bowtie-Antenne mit den Abmessungen $36 \times 31 \times 1,57 \text{ mm}^3$ realisiert werden, die eine Impedanzanpassung von $S_{11} < -10 \text{ dB}$ im gesamten FCC-UWB Frequenzbereich aufweist. Diese Realisierung wird im Folgenden als ACB 36x31 bezeichnet. Der sektorförmige Abschluss hat sich als vorteilhaft erwiesen, um die Antenne noch weiter verkleinern zu können: Es wurde eine Antenne mit den Abmessungen $24 \times 20 \times 1,57 \text{ mm}^3$ realisiert. Diese wird im Folgenden als ACB 24x20 bezeichnet. Die in Bild 5.2 verwendeten geometrischen Parameter l_i und m_i haben für den gleichen Indexwert dieselbe Funktion bis auf die Parameter des Leitungsabschlusses l_7 (Durchmesser des kreisförmigen Abschlusses) und m_7 (Radius des sektorförmigen Abschlusses) sowie m_9 (Winkel des sektorförmigen Abschlusses).

Die geometrischen Abmessungen der Antenne wurden mittels numerischer Simulationen mit dem Programm CST Microwave Studio® optimiert. Dabei wurde der

koaxiale Anschluss mittels eines Standard-SMA-Steckers mit einem quadratischen Flansch der Abmessungen $12 \times 12 \text{ mm}^2$ in das Simulationsmodell integriert. Dies hat die Genauigkeit der Simulationsergebnisse in Bezug auf die Messergebnisse wesentlich verbessert. Das Hauptoptimierungsziel war das Erreichen einer Impedanzanpassung von $S_{11} < -10 \text{ dB}$ im Frequenzbereich von $3,1\text{--}10,6 \text{ GHz}$. Die sich jeweils ergebenden Abstrahleigenschaften im Hinblick auf Gewinn G und Impulsantwort h wurden ebenfalls simuliert und bewertet. Während der Entwicklung wurden folgende Beobachtungen hinsichtlich des Einflusses der einzelnen geometrischen Parameter gemacht: Die Entwicklung beginnt mit der Festlegung der Gesamtabmessungen unter der Vorgabe, dass die Gesamtantennenfläche ungefähr quadratische Form annimmt: $l_1 \approx l_2 + l_4 + l_5$. Erwartungsgemäß beeinflusst die Gesamtabmessung stark die untere Grenzfrequenz der Anpassung und ebenso den Gewinn, insbesondere bei den tieferen Frequenzen. Im nächsten Schritt werden die Höhen der abstrahlenden Dreieck-Elemente gesetzt: l_2 ist kleiner als l_4 , da das untere Dreieck mit Höhe l_2 zusätzlich den kapazitiven Einfluss des Steckerflanschs kompensiert. Der 50Ω SMA Stecker wird später direkt an die Mikrostreifenleitung gelötet, die eine Breite von $l_8 = 4 \text{ mm}$ aufweist. Dann wird die Aperturkopplung optimiert: Die untere Grenzfrequenz der Gesamtanordnung wird von dem Abstand l_5 zwischen den Spitzen der abstrahlenden Dreieck-Elemente auf der Oberseite der Struktur mitbestimmt und kann durch dessen Variation fein-abgestimmt werden. Gute Resultate wurden mit einer Spaltbreite l_5 erzielt, die ungefähr genauso breit ist wie die darunter liegende Mikrostreifenleitung. Der Parameter l_5 beeinflusst ebenfalls wesentlich die In-Band-Anpassung, die bei geeigneter Abtimmung einen flachen Verlauf annimmt. Die obere Grenzfrequenz der Anordnung und ebenso die In-Band-Anpassung werden wesentlich bestimmt von den Leitungsabschlussparametern l_6, l_7 bzw. m_6, m_7, m_9 . Als Startwert wird für die Stichelungslänge l_6 bzw. m_6 typischerweise ein Wert von $l_6 \approx \lambda_m/4 = 11 \text{ mm}$ angenommen. Je kleiner die Gesamtabmessungen der Antenne werden, um so empfindlicher reagiert die Impedanzanpassung auf die Veränderung der Antennenparameter. Die Messergebnisse für den azimutalen Schnitt in Bild 5.10 zeigen für die Antenne ACB 36x31 eine sehr gute Omnidirektionalität sowohl in Bezug auf den Gewinn als auch im Hinblick auf den Spitzenwert der Impulsantwort $h_{\text{co,max}}$. Der Gewinn G in Hauptstrahlrichtung schwankt im Frequenzbereich von $3 \text{ GHz} - 11 \text{ GHz}$ zwischen -4 dBi und 4 dBi . Der logarithmisch gemittelte Gewinn für den Frequenzbereich $2,5 \text{ GHz} - 11 \text{ GHz}$ beträgt $\overline{G} = 0,57 \text{ dBi}$. Die Standardabweichung des Gewinns beträgt $2,52 \text{ dB}$. Die Gruppenlaufzeit schwankt mit einer Standardabweichung von $0,58 \text{ ns}$ stärker, als die im Azimut vergleichsweise

konstante und geringe zeitliche Halbwertsbreite der Impulsantwort mit 120 ps erwarten lässt. Dies ist vermutlich auf die Beeinflussung der Gruppenlaufzeit durch verbleibende Reflexionen der nicht perfekten Antennenmesskammer zurückzuführen. Diese Reflexionen werden in der Impulsantwort zum Zeitpunkt 2,5 ns sichtbar. Die Impulsantwort selbst weist ein Maximum von 0,15 m/ns auf.

Für die Antenne ACB 24x20 sind die Messergebnisse in den Bildern 5.10 bis 5.15 dargestellt. Aufgrund der geringeren Größe fällt der mittlere Gewinn mit $\bar{G} = -1,64$ dBi kleiner aus als bei der größeren Antenne ACB 36x31. Der Gewinn G in Hauptstrahlrichtung steigt dabei kontinuierlich von den tiefen Frequenzen an, um bei 9 GHz wieder abzufallen. Im Frequenzbereich von 6 GHz – 9,5 GHz ist der Gewinn $G \geq 0$ dBi.

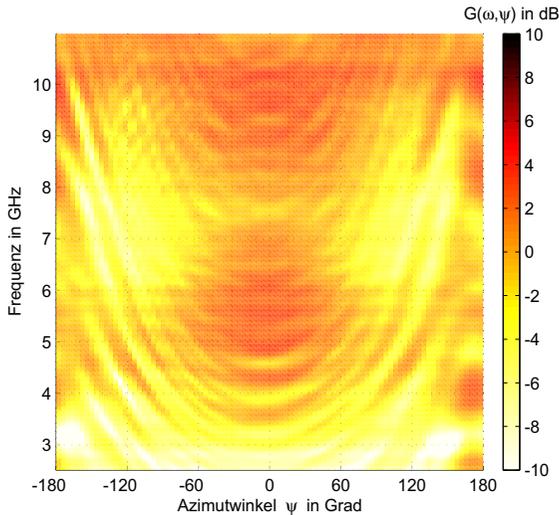


Bild 5.4: Antenne ACB 36x31: Gewinn azimutaler Schnitt

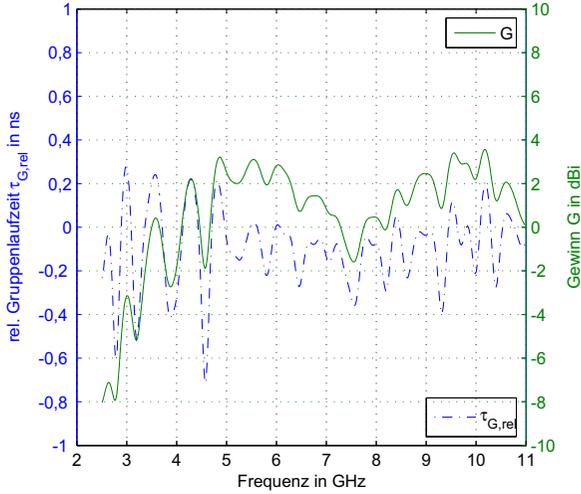


Bild 5.5: Antenne ACB 36x31: Gewinn Hauptstrahlrichtung

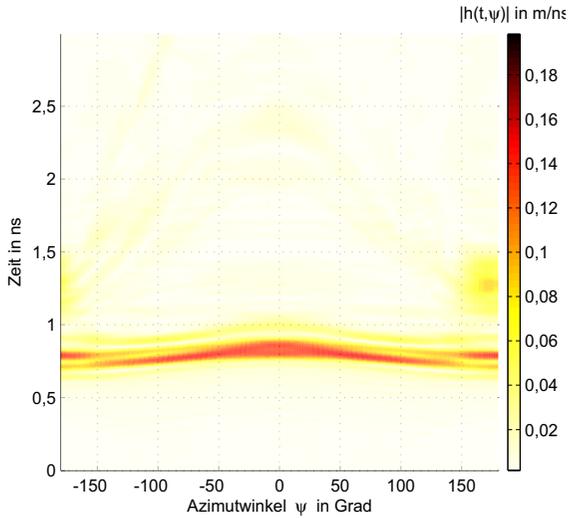


Bild 5.6: Antenne ACB 36x31: Impulsantwort azimutaler Schnitt

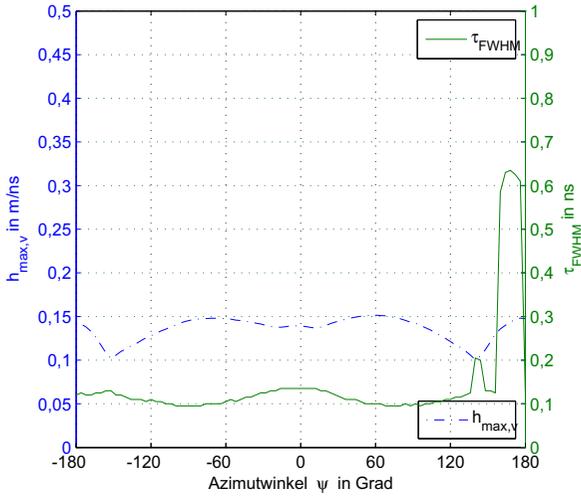


Bild 5.7: Antenne ACB 36x31: Spitzenwert und FWHM

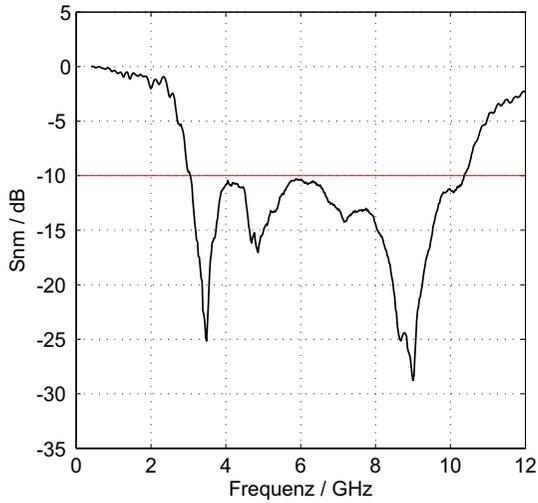


Bild 5.8: Antenne ACB 36x31: Eingangsreflexionsfaktor

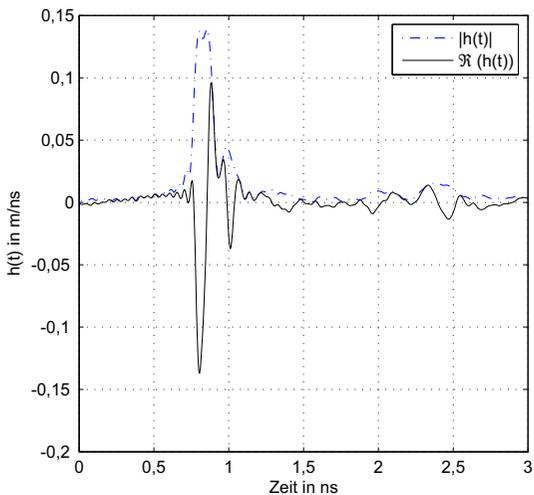


Bild 5.9: Antenne ACB 36x31: Impulsantwort Hauptstrahlrichtung

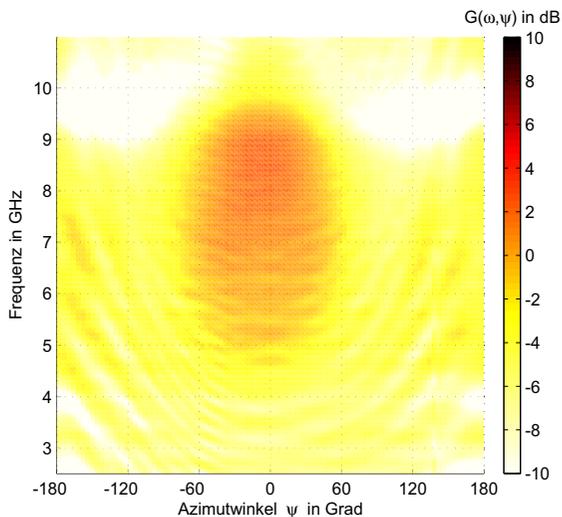


Bild 5.10: Antenne ACB 24x20: Gewinn azimutaler Schnitt

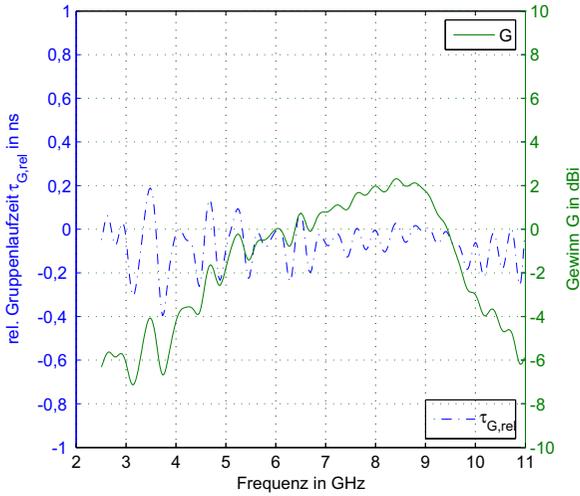


Bild 5.11: Antenne ACB 24x20: Gewinn Hauptstrahlrichtung

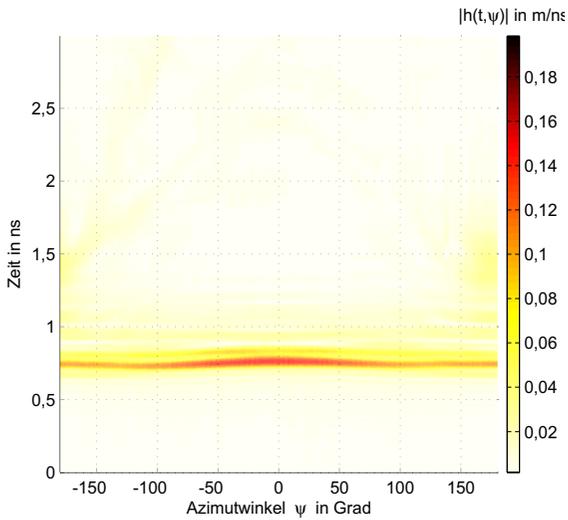


Bild 5.12: Antenne ACB 24x20: Impulsantwort azimutaler Schnitt

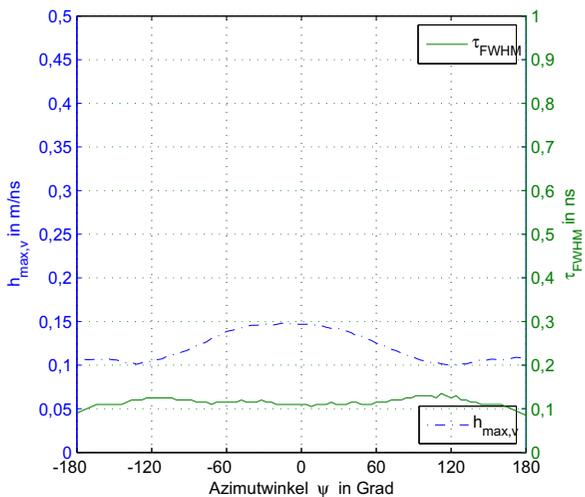


Bild 5.13: Antenne ACB 24x20: Spitzenwert und FWHM

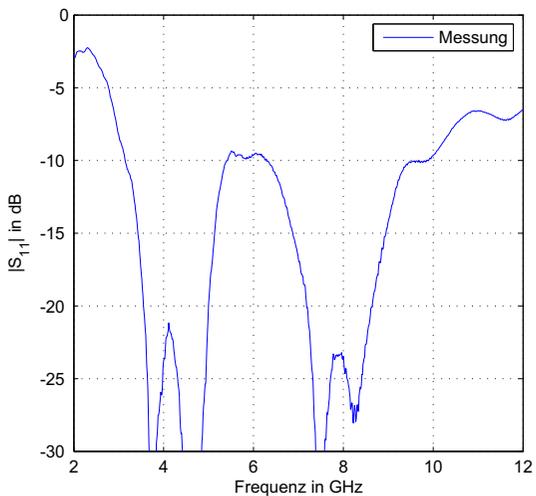


Bild 5.14: Antenne ACB 24x20: Eingangsreflexionsfaktor

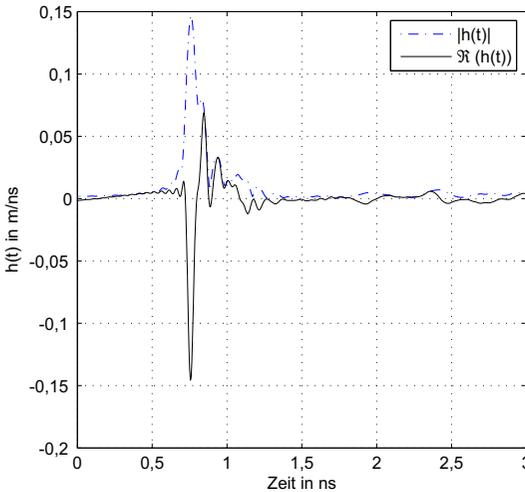
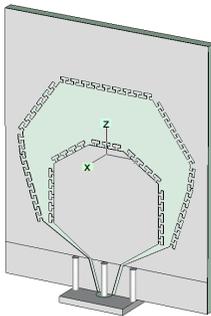


Bild 5.15: Antenne ACB 24x20: Impulsantwort Hauptstrahlrichtung

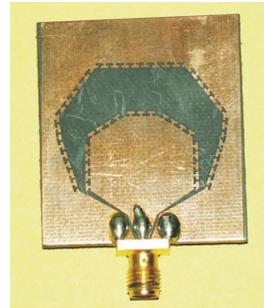
5.2 Diamantförmige Schlitzantennen

In [HSW06] wurde die diamantförmige Schlitzantenne (engl. *diamond shaped slot antenna*, *DSA*) vorgestellt und der Einfluss einer periodischen Strukturierung des Schlitzrandes untersucht. Diese Antenne ist verwandt mit der planaren Volcano-Smoke-Antenne, deren elliptische Berandungslinien bei der DSA durch Geraden angenähert werden. In Bild 5.16 sind das Simulationsmodell und die realisierte Antenne dargestellt. Die Abmessungen betragen $35 \times 42 \text{ mm}^2$. Bei der numerischen Optimierung des Antennenkonzeptes wurde wiederum der koaxiale Anschluss in das Simulationsmodell integriert. Dieser führt direkt auf eine Koplanar-Leitung, die sich zu dem abstrahlenden Metallisierungsschlitz aufweitet. Das Hinzufügen der periodischen Strukturierung verbessert die Anpassung S_{11} der Antenne, so dass im Frequenzbereich $2,7 \text{ GHz} - 9,2 \text{ GHz}$ eine Anpassung mit $S_{11} < -10 \text{ dB}$ erreicht wird. Die Hauptstrahlrichtung der Antenne liegt mit $\psi = 0^\circ, \theta = 90^\circ$ senkrecht zur Metallisierungsebene. Der Gewinn G in Hauptstrahlrichtung liegt für den Frequenzbereich $3 \text{ GHz} - 6 \text{ GHz}$ im Bereich $G > 0 \text{ dBi}$ und erreicht bei $4,5 \text{ GHz}$ sein Maximum mit 4 dBi . Bei Frequenzen oberhalb 6 GHz verändert sich die Stromver-

teilung auf der Antenne, und die Richcharakteristik spaltet sich in weitere Maxima auf, so dass der Gewinn in Hauptstrahlrichtung stark abnimmt. Damit kommt es zu einer starken Schwankung des Gewinns G in Hauptstrahlrichtung, der sich in einer logarithmischen Standardabweichung von 3,49 dB bemerkbar macht. Die Gruppenlaufzeit τ_G schwankt ebenfalls sehr stark, insbesondere in den Frequenzbereichen, in denen der Gewinn $G < 1$ klein wird. Der Spitzenwert der Impulsantwort $h_{\max,co}$ beträgt in Hauptstrahlrichtung 0,15 m/ns wie bei der vergleichbar großen Antenne ACB 36x31. Die zeitliche Breite der Impulsantwort τ_{FWHM} liegt jedoch deutlich höher bei $\tau_{FWHM} = 250$ ps. Die Antenne DSA stellt ein weiteres Antennenkonzept mit reduzierter Größe dar, mit dem eine UWB-Impedanzanpassung mit einem koplanaren Speisekonzept zu erzielen ist. Die transienten Eigenschaften, insbesondere die zeitliche Breite der Antennenimpulsantwort, bleiben jedoch hinter denen der Antenne ACB 36x31 zurück, die mit einer aufwändigeren Aperturkopplung ausgestattet ist.



(a) Simulationsmodell



(b) Foto

Bild 5.16: Simulationsmodell und Foto der Antenne DSA mit den Abmessungen $35 \times 42 \text{ mm}^2$.

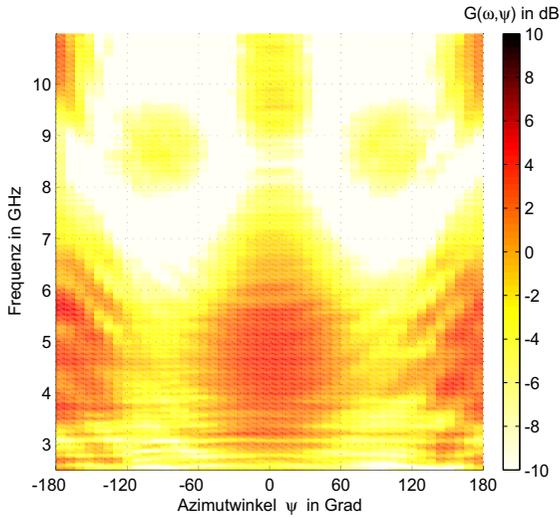


Bild 5.17: Antenne DSA: Gewinn azimutaler Schnitt

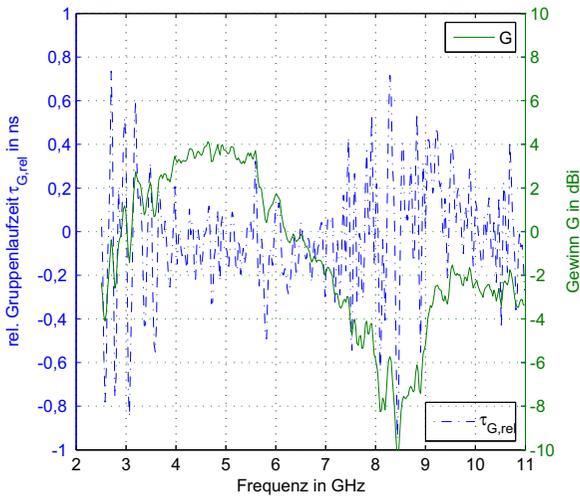


Bild 5.18: Antenne DSA: Gewinn Hauptstrahlrichtung

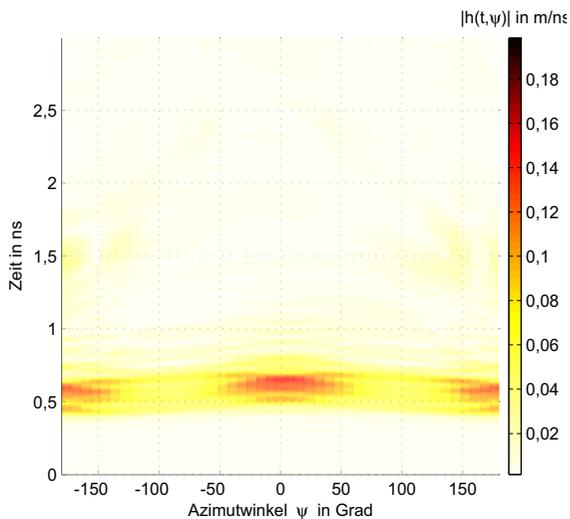


Bild 5.19: Antenne DSA: Impulsantwort azimutaler Schnitt

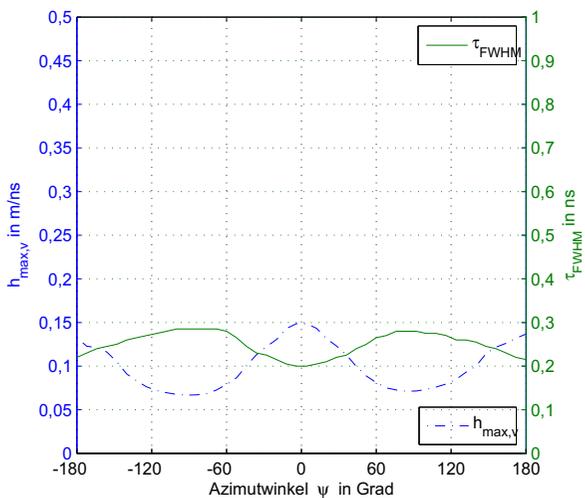


Bild 5.20: Antenne DSA: Spitzenwert und FWHM

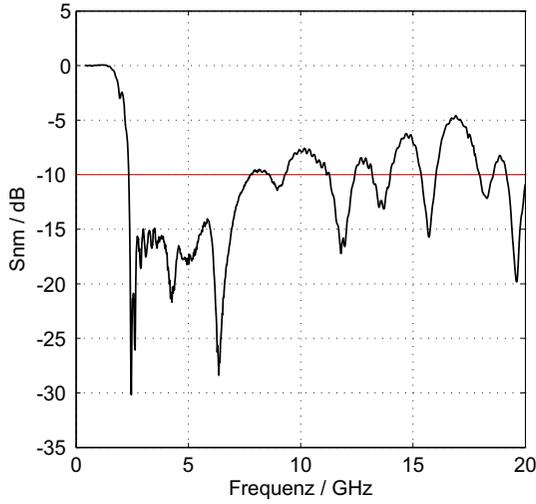


Bild 5.21: Antenne DSA: Eingangsreflexionsfaktor

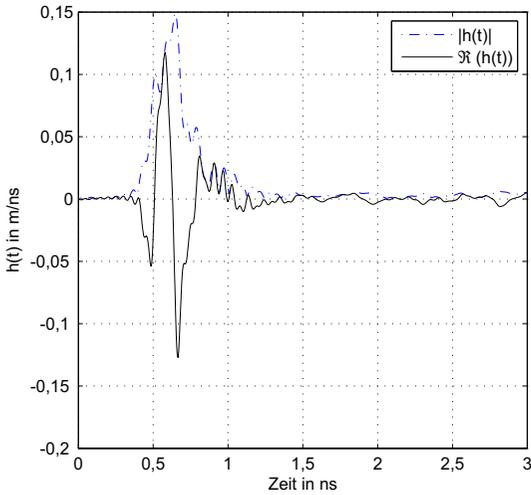


Bild 5.22: Antenne DSA: Impulsantwort Hauptstrahlrichtung

5.3 Bewertung der vorgestellten Konzepte

In Tabelle 5.1 sind noch einmal die wesentlichen Gütekriterien aller in diesem Kapitel vorgestellter Antennen zusammengefasst. Es wird deutlich, dass mit kleinen Antennen ein geringerer Antennengewinn zu erzielen ist als mit den größeren Antennen im vorangegangenen Kapitel. Dennoch überzeugen sowohl die aperturgekoppelten Bowtie-Antennen als auch die diamantförmige Schlitzantenne im Hinblick auf ihre transienten Eigenschaften: alle erreichen mit einem Spitzenwert von 0,15 m/ns immer noch etwa die Hälfte des Spitzenwertes der Antenne Vivaldi 78x75 die immerhin das Fünffache an Fläche einnimmt.

	Antenne ACB 36x31	Antenne ACB 24x20	Antenne DSA
h_{\max} in m/ns	0,15	0,15	0,15
τ_{FWHM} in ps	135	110	250
\bar{G} in dBi	0,57	-1,6	-1,1
G_{\max} in dBi	4,1	2,3	4,0

Tabelle 5.1: Zusammenfassung der Werte für Spitzenwert h_{\max} , zeitliche Breite τ_{FWHM} der Antennenimpulsantworten und des mittleren Gewinns \bar{G} sowie des maximalen Gewinns G_{\max} .

6 Ultrabreitband-Antennengruppen

Die Verwendung von Antennengruppen ist eine wichtige Option, um trotz der strikten Regulierung der maximalen EIRP Sendeleistung eines UWB Gerätes eine höhere Reichweite durch die Verbesserung der Empfangsempfindlichkeit zu erhalten [SSW05]. Zur Anwendung elektronisch gesteuerter Antennengruppen gehören die elektronische Strahlschwenkung (engl. *beam forming*) für die Richtungsfindung bei der Lokalisierung elektronischer Baken (engl. *tags*) und die Störunterdrückung durch räumliche Diversität. Grundlage für eine erfolgreiche Anwendung dieser Techniken ist das Verständnis für die Charakteristiken von UWB-Antennengruppen und ihrer Besonderheiten bei der Ansteuerung mittels kurzer Impulse. Die Ergebnisse für die richtungsabhängige Impulsantwort gesamter Antennengruppen werden im Folgenden anhand der Gruppenimpulsantwort dargestellt und sowohl im Frequenzbereich als auch im Zeitbereich diskutiert. Hierbei geht sowohl die Charakteristik des Einzelements als auch die Topologie der gesamten Antennengruppe in das Gesamtergebnis ein. Besondere Bedeutung für die Auswertung haben dabei der Spitzenwert der Antennenimpulsantwort $h_{\max,co}$ und die Breite der Hüllkurve τ_{FWHM} , die ein Maß für die Dispersion darstellt. Diese Effekte werden anhand einer linearen Topologie besprochen. Eine einfach anzuwendende Entwurfsmethodik für die Zeitbereichs-Strahlschwenkung wird mit experimentellen Ergebnissen für eine Gruppe von Vivaldi-Antennen untermauert.

6.1 Modellbildung

Aufbauend auf den in Kapitel 2 dargestellten Grundlagen besteht das wesentliche Ziel darin, die richtungsabhängige Antennenimpulsantwort für eine bestimmte Konfiguration der Antennengruppe angeben zu können. Hierzu wird ausgehend von den physikalischen Gegebenheiten ein vereinfachtes Modell abgeleitet, das die Antennenimpulsantwort des Einzelements voll berücksichtigt. Aufgrund der Linearität der Maxwell-Gleichungen werden die Feldstärkebeiträge jedes einzelnen Antennen-

elements superponiert. Unter Berücksichtigung des Sendefalls in Abschnitt 2.2.1 mit Gl. (2.9) und des Reziprozitätstheorems mit Gl. (2.28) führt dies auf

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{\text{ges}}(t) &= \sum_{i=1}^N \mathbf{e}_i(t) \\ &= \sum_{i=1}^N \frac{1}{r_i} \delta\left(t - \frac{r_i}{c_0}\right) * \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{h}_i(\theta, \psi) * \sqrt{\frac{Z_{F0}}{Z_{L0}}} u_i^{\text{Tx}}. \end{aligned} \quad (6.1)$$

Um die Summation korrekt ausführen zu können, müssen die einzelnen Antennenimpulsantworten mit einer gemeinsamen Polarisationsbasis und in einem gemeinsamen Koordinatensystem dargestellt sein. Die Eingangsspannung u_i^{Tx} an Element i wird dabei bestimmt von den Eigenschaften der Signalquelle, dem Speisetzwerk der Antennengruppe (und zwar insbesondere durch dessen dispersive Eigenschaften), den auftretenden Verzögerungen und der Anpassung des Speisetzwerks an die einzelnen Elemente. Des Weiteren werden die u_i^{Tx} beeinflusst von der Verkopplung der Zweige des Speisetzwerkes und somit auch durch die Verkopplung der Antennen selbst. Das Vorhandensein von Kopplungseffekten zwischen den einzelnen Antennenelementen führt zu einer Reduktion der gesamten abgestrahlten Leistung, da ein Teil der Leistung von den benachbarten Antennenelementen empfangen und in der angepassten Signalquelle absorbiert wird. Ist die Signalquelle nicht vollständig angepasst, so kommt es zur Wiederabstrahlung der dort reflektierten Leistung. Weitere Effekte der Beeinflussung der Nahfelder aufgrund der Kopplung der Elemente sind Abschattungen und die damit verbundenen Veränderungen der Richtcharakteristiken. Letztere Effekte lassen sich durch numerische Simulation oder direkte Messungen der Gesamtanordnung in ein komplexes lineares Mehrformmodell überführen [Wal04]. Die ultra-breitbandige Betrachtung solcher Modelle und ihre Bedeutung für die räumlichen und zeitlichen Korrelationseigenschaften sind Gegenstand laufender Forschungen im Bereich UWB-MIMO. Im hier betrachteten Fall stehen die transienten Effekte bei der impulsförmigen Anregung von Antennengruppen im Vordergrund: unter Vernachlässigung störender Kopplungs- und Abschattungseffekten der Antennen untereinander kann unter der Annahme von gleichartigen und gleich-orientierten Antennenelementen Gl. (6.1) umgeschrieben werden zu

$$\mathbf{e}_{\text{tot}} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{h}(\theta, \psi) * \sqrt{\frac{Z_{F0}}{Z_{L0}}} u^{\text{Tx}} * \sum_{i=1}^N \delta\left(t - \frac{r_i}{c_0}\right) * W_i(t). \quad (6.2)$$

Dabei wird eine Antennengruppe aus N Einzelementen angenommen, deren Speisetzwerk durch die Gewichtungsfunktionen $W_i(t)$ dargestellt ist. Diese beinhalten sowohl die Leistungsaufteilung und die Zeitverzögerung durch das Speisetzwerk als auch die unvermeidliche Filterwirkung, die bei realen Speisetzwerken aufgrund der Zusammenschaltung frequenzabhängiger Leitungstransformationen auftritt. Zusätzlich können in den $W_i(t)$ auch allgemeine Verluste durch Kopplung der einzelnen Pfade und der Elemente selbst dargestellt werden. Des Weiteren wird in Gl. (6.2) angenommen, dass der Beobachter sich im Fernfeld der Anordnung befindet, so dass die abstandsabhängigen Dämpfungsterme für alle Elemente ungefähr gleich sind: $1/r_i \approx 1/r$. Diese Voraussetzung ist typischerweise erfüllt für Anwendungen bei RADAR und Lokalisierungs-Aufgaben.

Unter diesen Voraussetzungen kann eine Gruppenimpulsantwort \mathbf{h}_{grp} angegeben werden, die die richtungs- und zeitabhängigen Eigenschaften der Antennengruppe so zusammenfasst, dass beliebige transiente Signale zur Anregung betrachtet werden können. Aus der Gruppenimpulsantwort \mathbf{h}_{grp} lassen sich somit alle wesentlichen Abstrahleigenschaften der Antennengruppe bestimmen. Dabei kann die Faltung in Gl. (6.2) als die *Faltung der Antennenimpulsantwort des Einzelementes mit dem Zeitbereichsgruppenfaktor* f_{grp} aufgefasst werden:

$$\mathbf{h}_{\text{grp}} = \mathbf{h} * f_{\text{grp}}. \quad (6.3)$$

Hierbei wird die Linearität des Faltungsoperators genutzt, um die Reihenfolge von Summe und Faltung zu vertauschen. Für die Synthese von Antennengruppen ist das Zusammenspiel des richtungsabhängigen Zeitbereichsgruppenfaktors mit den Eigenschaften des Einzelementes von großer Bedeutung. Daher wird Gl. (6.3) im Folgenden für verschiedene Parameter f_{grp} und für eine realistische Konfiguration bestehend aus Antennen des Typs Vivaldi 78x75 analysiert. Hierfür wird der Zeitbereichsgruppenfaktor näher betrachtet. Mit der bereits getroffenen Annahme vernachlässigbarer Kopplung ergibt sich für f_{grp} die gewichtete skalare Summe der Pfadübertragungsfunktionen W_i des Speisetzwerkes

$$f_{\text{grp}} = \sum_{i=1}^N W_i(t) * \delta(t - \tau_{\hat{r},i}) \quad (6.4)$$

Die Zeitverzögerung $\tau_{\hat{r},i}$ gibt dabei die relative Laufzeit des Signals von einem einzelnen Element i zu einem Beobachtungspunkt im Fernfeld der Anordnung an. Relative Laufzeit bedeutet, dass die Differenz zur Laufzeit bezogen auf einen festen Referenzpunkt, z.B. der Mitte der Antennengruppe, gebildet wird: $\tau_{\hat{r},i} = (r_i - r_m)/c_0$.

Auf diesen Referenzpunkt bezieht sich dann die Impulsantwort der Antennengruppe. Die Gewichtungsfunktionen W_i sind die Übertragungsfunktionen des aktiven oder passiven Speisernetzwerkes. Im Fall eines passiven Speisernetzwerkes, z.B. bestehend aus kaskadierten Leistungsteilern, sind die Energieinhalte der Gewichtungsfunktionen W_i beschränkt:

$$\sum_{i=1}^N \|W_i(t)\|_2^2 \leq 1. \quad (6.5)$$

Für den Idealfall eines dispersionsfreien Speisernetzwerkes reduzieren sich die Gewichtungsfunktionen auf $W_i(t) = w_i \delta(t - \tau_{\text{feed}})$. Dies führt auf eine vereinfachte Formel für den Zeitbereichsgruppenfaktor:

$$f_{\text{grp}} = \sum_{i=1}^N w_i \delta(t - \tau_{\hat{r},i} - \tau_{\text{feed},i}) \quad (6.6)$$

Hierbei kann genau wie in der Frequenzbereichssynthese von Antennengruppen eine graduelle Gewichtung (engl. *tapering*) der Amplituden der Einzelelemente vorgenommen werden, um das Nachschwingen der Gruppenimpulsantwort für die von der Hauptstrahlrichtung abweichenden Richtungen zu verringern. Man spricht hierbei auch von einer Amplitudenbelegung der Gruppenelemente. Für die weiteren Betrachtungen wird ein ideales Speisernetzwerk mit einer konstanten Amplitudenbelegung und passiven, verlustfreien Komponenten angenommen. In diesem Fall folgt aus Gl. (6.5)

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (6.7)$$

Die Bewertung der so erhaltenen Gruppenimpulsantwort kann anhand der Gütekriterien $h_{\text{max,co}}$ und τ_{FWHM} nach Gl. (2.54) bzw. (2.57) erfolgen.

6.2 Fernfeldkriterium

Die zeitliche Länge der Antennenimpulsantwort des Einzelelements kann darüber hinaus dazu verwendet werden, um die Fernfeldbedingung im Zeitbereich zu formulieren: Im Bereich des Fernfeldes $r > r_{\text{FF}}$ wird angenommen, dass die Zeitverzögerung für die Hauptstrahlrichtung für alle Elemente gleich ist. Der maximale Fehler der Laufzeit Δt zwischen dem Zentrum und dem äußersten Element bei

$D/2 = \frac{1}{2}d(N - 1)$ beträgt bei einem gegebenen Abstand r

$$\Delta t = \frac{r}{c_0} \left(\sqrt{1 + \frac{D^2}{4r^2}} - 1 \right). \quad (6.8)$$

Die Anforderung, dass dieser Fehler kleiner als ein bestimmter Anteil $\alpha\tau_{\text{FWHM}}$ der zeitlichen Breite der Antennenimpulsantwort des Einzelements sein soll, resultiert in

$$r_{\text{FF,TD}} > \frac{D^2}{8c_0\alpha\tau_{\text{FWHM}}}. \quad (6.9)$$

Bislang sind noch keine standardisierten Werte für α in der Literatur verfügbar. Praktische Werte reichen von $\alpha = 1/8 - 1/3$, abhängig von der benötigten Genauigkeit. Für eine Antennengruppe mit $N = 4$ Elementen, dem Elementabstand $d = 40$ mm und einzelnen Elementen für den FCC-Frequenzbereich, z.B. des Typs Vivaldi 78x75, ergibt dieser Wertebereich für α eine untere Grenze für die Fernfeldbedingung von $r_{\text{FF,TD}} = 4,6 - 1,8$ m. Im Frequenzbereich ergibt das bekannte Fernfeldkriterium [Bal82] $r_{\text{FF,FD}} = 2D^2/\lambda$ für die obere Grenzfrequenz 10,6 GHz einen Mindestabstand von $r_{\text{FF,FD}} = 1,8$ m. Für kleinere Entfernungen wird die Gruppenimpulsantwort immer stärker abhängig vom Abstand r . Es kann zu einer Defokussierung, d.h. zu einer Auflösung des Gruppenimpulses in Einzelimpulse, kommen, wenn sich die ausgesendeten Kugelwellen nicht mehr innerhalb der zeitlichen Breite eines Einzelimpulses schneiden.

6.3 Lineare äquidistante Antennengruppe

In Bild 6.1 wird eine lineare äquidistante Antennengruppe mit punktförmigen Quellen symbolisiert. Dabei ist der Abstand d zwischen zwei Elementen konstant. Die relative Verzögerungszeit $\tau_{\hat{r},i}$ bezogen auf die Mitte m der Antennengruppe ist abhängig vom Azimutwinkel ψ :

$$\tau_{\hat{r},i} = \frac{r_i - r_m}{c_0} = \frac{1}{c_0} \left(\frac{N+1}{2} - i \right) d \sin \psi \quad (6.10)$$

Für weitere Topologien, wie z.B. die zirkulare Antennengruppe kann $\tau_{\hat{r},i}$ nach der gleichen Methodik wie in Gl. (6.10) bestimmt werden.

Für die äquidistante lineare Antennengruppe (engl. *uniform linear array*, ULA) sind die wichtigsten Parameter die Anzahl der Antennen N , der Elementabstand d , die

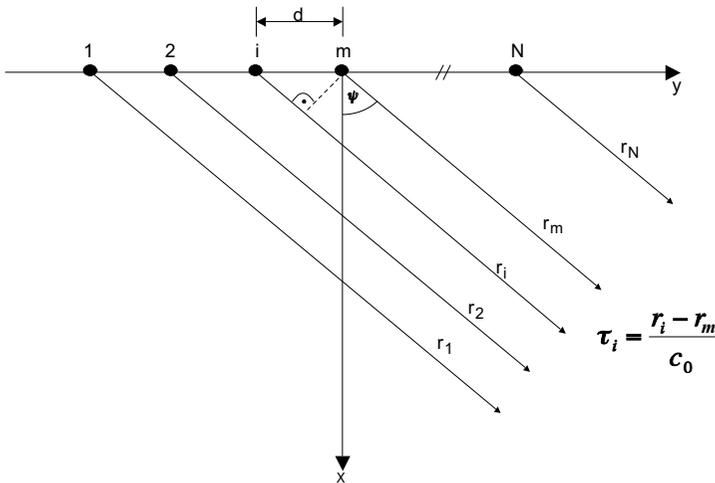


Bild 6.1: Geometriebetrachtung für die äquidistante lineare Antennengruppe.

Verteilung des Anregungssignals auf die Einzelemente. Zur Strahlschwenkung unter Fernfeldbedingungen wird eine konstante Verzögerungszeit zwischen zwei Elementen $\Delta\tau$ angesetzt. Als Einzelement wird im Folgenden die Antenne Vivaldi 78x75 betrachtet (vgl. auch Abschnitt 4.1.1). Die Orientierung der einzelnen Antenne in Kugelkoordinaten entspricht der Anordnung in Bild 4.3(a). In dieser Konfiguration entspricht die xy-Ebene der H-Ebene der Antenne und die xz-Ebene der E-Ebene. Im Folgenden wird eine Stockung der Antenne in der H-Ebene betrachtet, d.h. es werden mehrere vertikal orientierte Antennen entlang der y-Achse angebracht. In Bild 6.2 wird die Einhüllende der Impulsantwort $|h_{co}^+|$ des Einzelements Vivaldi 78x75 in logarithmischem Maßstab dargestellt. Die Daten entstammen der in Abschnitt 4.1.1 vorgestellten Messung. Diese Antenne zeichnet sich durch ihre geringe Dispersion in Hauptstrahlrichtung mit $\tau_{FWHM} = 115$ ps aus. Ihre Impulsantwort weist für die Nebenrichtungen $|\psi| > 30^\circ$ keinen eindeutigen Quellpunkt mehr auf. Vielmehr ist sie gekennzeichnet durch zwei zeitlich separierte Maxima, die von der Überlagerung der Aussendungen des Speisernetzwerkes und der eigentlichen Apertur an der vorderen Öffnung des exponentiellen Trichters stammen. Allerdings nimmt die Amplitude für wachsendes $|\psi|$ ab. Für die Rückwärtsrichtung $\psi = \pm 180^\circ$ entsteht eine merkliche Abstrahlung mit einer Amplitude von 0,08 m/ns. Die Impulsantwort in Rückwärtsrichtung ist zudem dispersiv mit einer zeitlichen Breite von

$\tau_{\text{FWHM}}(\psi = 180^\circ) = 807 \text{ ps}$. Dieses Einzelement wird für die Simulation der ganzen Antennengruppe entsprechend Gl. (6.3) herangezogen. Das Ergebnis einer Simulation mit $N = 4$ Antennen mit einem Abstand von jeweils $d = 8 \text{ cm}$ Abstand ist in Bild 6.3 dargestellt.

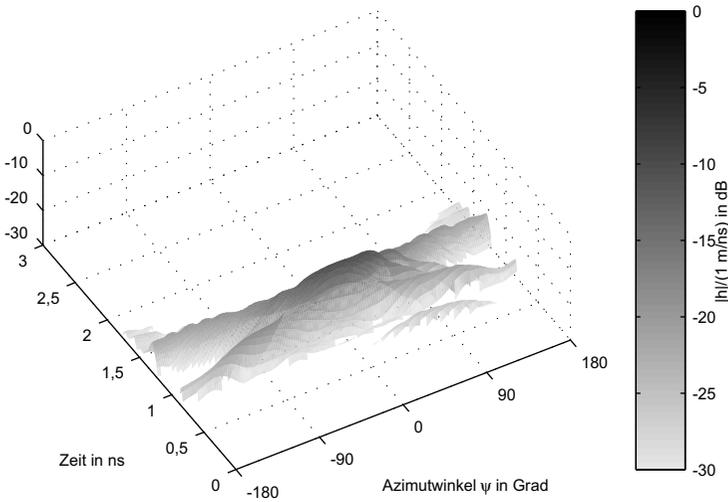


Bild 6.2: Gemessene Antennenimpulsantwort (H-Ebene) des Einzelements Vivaldi 78x75 in logarithmischem Maßstab.

Wenn man eine gleichmäßige Amplitudenbelegung der linearen Antennengruppe annimmt und keine weiteren Verluste durch Kopplung auftreten, gilt für den Spitzenwert der Impulsantwort der Antennengruppe

$$h_{\text{max,grp}} = \max_t |h_{\text{grp}}^+(t, \theta, \psi)| = \sqrt{N} h_{\text{max,i}}(\theta, \psi). \quad (6.11)$$

Aus der Gleichung geht hervor, dass die Spitzenamplitude der Gruppenimpulsantwort maximal mit \sqrt{N} steigt, wie in Bild 6.4 zu sehen ist. Der Spitzenwert des Einzelements $h_{\text{max,i}}$ bestimmt dabei den Spitzenwert der Gesamtanordnung wesentlich mit. Für diese Betrachtung steigt der Gewinn G entsprechend Gl. (2.41) linear mit der Anzahl der Elemente N . In den Nebenrichtungen werden die Impulsantworten der Einzelemente zeitlich aufgelöst. Daher sinkt der Spitzenwert für die

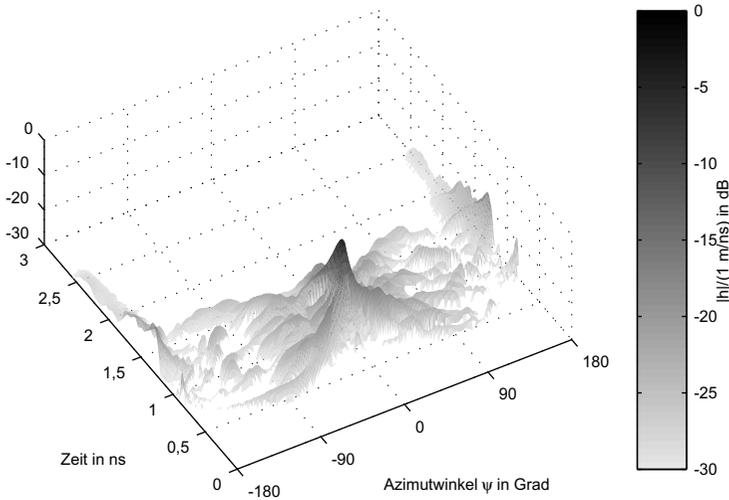


Bild 6.3: Simulierte Gruppenimpulsantwort einer linearen Antennengruppe bestehend aus $N = 4$ Antennen Vivaldi 78x75 mit einem Abstand von $d = 8$ cm.

Nebenrichtungen proportional $1/\sqrt{N}$, da das Einzelement bei einer größeren Elementanzahl anteilig weniger Leistung erhält. Aufgrund der zeitlichen Auflösung der Einzelement-Impulse in den Nebenrichtungen steigt die zeitliche Halbwertsbreite der Gruppenimpulsantwort mit der Gesamtabmessung $(N - 1)d$ der Antennengruppe:

$$\tau_{\text{FWHM,grp}}(\theta, \psi) = \frac{(N - 1) d}{c_0} \sin \psi + \tau_{\text{FWHM,i}}(\theta, \psi). \quad (6.12)$$

In Bild 6.5 wird die Winkelabhängigkeit von $\tau_{\text{FWHM,grp}}(\psi)$ dargestellt. Wie entsprechend der Abschätzung in Gl. (6.12) zu erwarten ist, tritt die maximale Dispersion für die Winkel $\psi = \pm 90^\circ$ auf.

Im Frequenzbereich ist die Gewinn-Charakteristik geprägt von Nebenmaxima, wie in den Bildern 6.6 und 6.7 gut zu erkennen ist. Die Nebenmaxima sind für steigenden Elementabstand d stärker ausgeprägt und nehmen in der Anzahl zu. Für die hier gewählte Konfiguration der Antennengruppe mit $d = 8$ cm ist im Frequenzbereich oberhalb 3,75 GHz die Bedingung $d < \lambda$ verletzt, die ansonsten die Abwesenheit von Nebenmaxima garantiert. Entsprechend würde ein Elementabstand

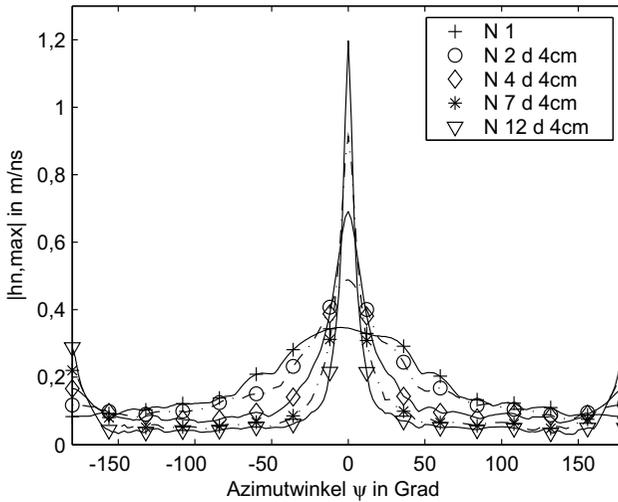


Bild 6.4: Spitzenwert $h_{\max, \text{gTP}}(\psi)$ der Gruppenimpulsantwort für verschiedene Elementanzahlen N mit $d = 4$ cm.

von $d < 28$ mm benötigt, um im gesamten FCC-Frequenzbereich Nebenmaxima zu unterdrücken.

Das Auftreten von Nebenmaxima entspricht den zeitlich aufgelösten Impulsen der Einzelelemente. Jedoch ist die Amplitude der Nebenmaxima an diskreten Frequenzen nicht durch die Erhöhung der Elementanzahl zu mindern. Daher ist für die Richtungsfindung ein Spitzenwertdetektor im Zeitbereich einer monofrequenten Anordnung überlegen.

Eine Vergrößerung des Elementabstands d verengt die Richtcharakteristik des Spitzenwerts nach Gl. (6.11), ohne den Spitzenwert selbst zu vergrößern. Dies kann damit erklärt werden, dass für große d eine kleine Veränderung des Winkels ψ in Gl. (6.10) bereits eine große Veränderung des Produkts $d \sin \psi$ bewirkt. Damit wird der Zeitbereich τ_{FWHM} , innerhalb dessen sich einzelne Pulse kohärent überlagern können, schneller verlassen. Dies bedeutet, dass für die Nebenrichtungen es schneller zu einer zeitlichen Auflösung der Einzelimpulse kommt.

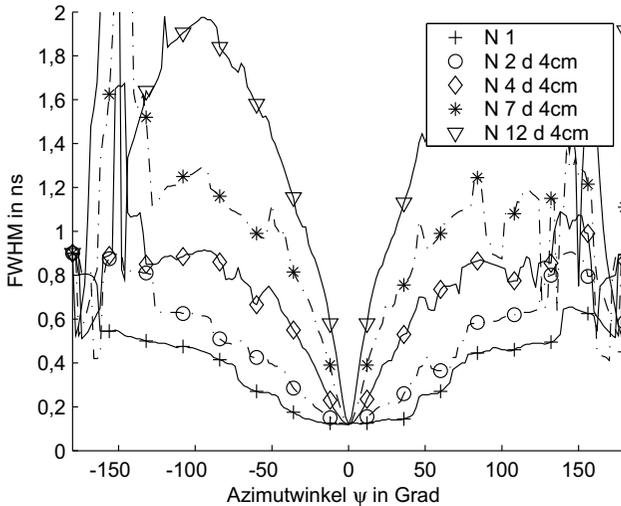


Bild 6.5: Zeitliche Breite der Impulsantwort $\tau_{\text{FWHM,grp}}(\psi)$ der Gruppenimpulsantwort für verschiedene Elementanzahlen N mit $d = 4$ cm.

6.4 Strahlschwengung

Für schmalbandige Systeme ist die elektronische Strahlschwengung durch die Einstellung der Phase am Einzelement eine bekannte Technik. Für Ultrabreitband-Systeme kann die Richtung des Impulsmaximums über die Einstellung von Verzögerungszeiten am Einzelement (engl. *true time delay*) erreicht werden. Im Folgenden soll der Einfluss dieser Technik auf die Gruppenimpulsantwort der linearen Antennengruppe untersucht werden. Es wird davon ausgegangen, dass zwischen zwei benachbarten Elementen eine Verzögerung der Anregung um $\Delta\tau$ stattfindet. Die Auswirkung einer solch wechselseitigen Verzögerung kann am Besten anhand des Zeitbereichsgruppenfaktors f_{grp} gemäß Gl. (6.6) untersucht werden; f_{grp} ist in Bild 6.8 für $\Delta\tau = 80$ ps dargestellt. Die einzelnen Linien stellen dabei das Auftreten der Impulse der einzelnen Elemente über der Zeit und dem Winkel dar. An den beiden Schnittpunkten überlagern sich die Impulse konstruktiv. Dies führt zu der entsprechenden Verstärkung des Gesamtimpulses. Der Winkel ψ_{max} der Schnittpunkte maximaler Überlagerung des Zeitbereichsgruppenfaktors f_{grp} ist abhängig von der

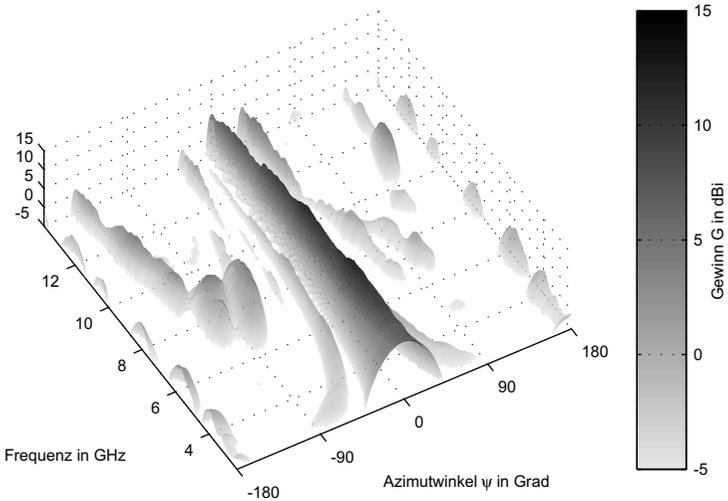


Bild 6.6: Gewinn G einer Antennengruppe aus $N = 4$ Vivaldi 78×75 Antennenelemente mit Abstand $d = 4$ cm.

Verzögerung zwischen benachbarten Elementen $\Delta\tau$ und dem Elementabstand d :

$$\begin{aligned} \psi_{\max,1} &= \arcsin\left(\frac{\Delta\tau c_0}{d}\right) \\ \psi_{\max,2} &= 180^\circ - \arcsin\left(\frac{\Delta\tau c_0}{d}\right). \end{aligned} \quad (6.13)$$

Für kleine $\Delta\tau$ wird die Amplitude des tatsächlich gesendeten Impulses in Rückwärtsrichtung durch die Impulsantwort des Einzelements bedämpft und die Amplitude in Vorwärtsrichtung verstärkt. Für größere $\Delta\tau$ bewegen sich die beiden Schnittpunkte auf die Seitenrichtung $\psi = 90^\circ$ zu. Für eine bestimmte Verzögerung zwischen den Elementen gibt es dann nur noch einen Schnittpunkt für $\Delta\tau = d/c_0$ bei $\psi = 90^\circ$. Dies entspricht der Funktionsweise einer Yagi-Antenne (engl. *end fire array*), bei der sich die Strahlung der Elemente in Richtung der Elementanordnung konstruktiv überlagert. Vergrößert man $\Delta\tau$ noch weiter, so gibt es keinen Schnittpunkt mehr und es erfolgt die zeitlich aufgelöste Strahlung der Einzelemente. Dies wird dann als dispersives "Klingeln" der Anordnung wahrgenommen.

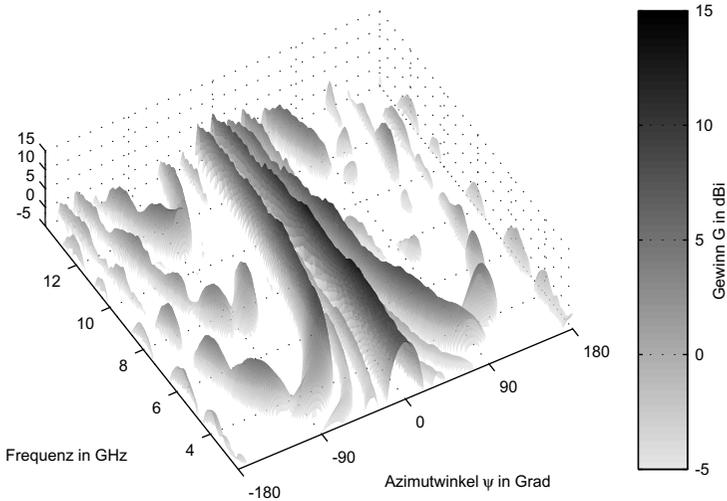


Bild 6.7: Gewinn G einer Antennengruppe aus $N = 4$ Vivaldi 78x75 Antennenelemente mit Abstand $d = 8$ cm.

Die Empfindlichkeit der Änderung des Winkels ψ_{max} maximaler Überlagerung hinsichtlich der Änderung der wechselseitigen Verzögerung $\Delta\tau$ ist

$$\frac{\partial\psi_{max}}{\partial\Delta\tau} = \frac{180^\circ}{\pi} \frac{c_0}{d} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\Delta\tau c_0}{d}\right)^2}}. \tag{6.14}$$

Beispielsweise ergibt sich für eine Antennengruppe mit dem Elementabstand $d = 4$ cm in Hauptstrahlrichtung eine Empfindlichkeit von $0,43^\circ/\text{ps}$. Hierdurch werden die Anforderungen an die Genauigkeit und die Durchstimmbarkeit der aktiven Verzögerungseinheiten bestimmt. Die Simulation einer Antennengruppe mit $N = 4$ Elementen ergibt eine 3 dB-Breite der Charakteristik des Spitzenwerts $h_{max,grp}$ von 20° . Hieraus kann eine Genauigkeitsanforderung für die Strahlschwenkung von 10° abgeleitet werden. So ergibt sich eine benötigte Auflösung der Verzögerungseinheiten von 23 ps. Dabei ist zu beachten, dass für größere Verzögerungszeiten $\Delta\tau$ die Empfindlichkeit gemäß Gl. (6.14) zunimmt. Wenn die einzelnen Signale jeweils einer unabhängigen Streuung der Verzögerungszeiten unterliegen, so führt dies zu

einer Verminderung des Spitzenwerts in die betrachtete Richtung. Der maximale Schwenkwinkel ist im Wesentlichen durch die Abnahme der Verstärkung des Einzelements und die Zunahme der Dispersion des Einzelements in den Nebenrichtungen begrenzt. Das beste Dispersionsverhalten, d.h. die geringste zeitliche Breite der Gruppenimpulsantwort in Richtung des Strahlungsmaximums, kann die des Einzelements in dieser Richtung nicht unterschreiten. Das dispersive Verhalten verschlechtert sich insbesondere auf der von den zwei Hauptrichtungen abgewandten Seite, da dort die eingebrachte wechselseitige Verzögerung zu einer zeitlichen Auflösung der Einzelement-Impulse beiträgt. Dieses Ringing kann für große Schwenkwinkel durch das feststehende Hauptmaximum des Einzelements eine beachtliche Verstärkung erfahren. In Bild 6.8 ist der Zeitbereichsgruppenfaktor für eine wechselseitige Verzögerung von $\Delta\tau = 80$ ps dargestellt. Die zwei Schnittpunkte $\psi_{\max,1}$ und $\psi_{\max,2}$ sind gut erkennbar. In Bild 6.9 ist die zugehörige Gruppenimpulsantwort h_{grp} entsprechend Gl.(6.3) dargestellt. Für die gewählte Verzögerung von $\Delta\tau = 80$ ps ergibt sich noch eine hinreichende Bedämpfung des zweiten Hauptmaximums durch das Einzelement.

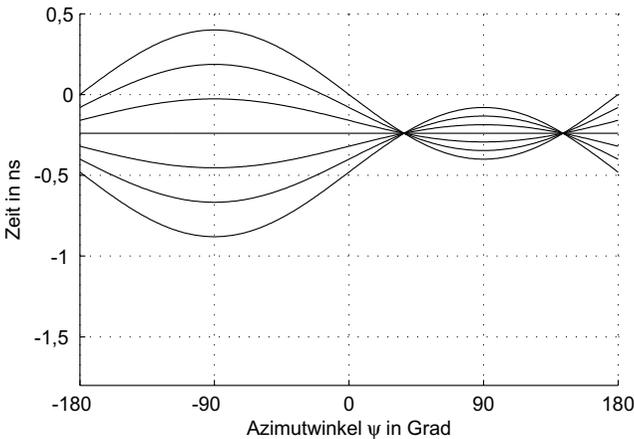


Bild 6.8: Zeitbereichsgruppenfaktor f_{grp} nach Gl. (6.6) mit konstanten Gewichten für $N = 7$ Elemente mit Abstand $d = 4$ cm und einer Verzögerung zwischen benachbarten Elementen von $\Delta\tau = 80$ ps. Die durchgezogenen Linien repräsentieren die Aussendungen der idealen Einzelemente.

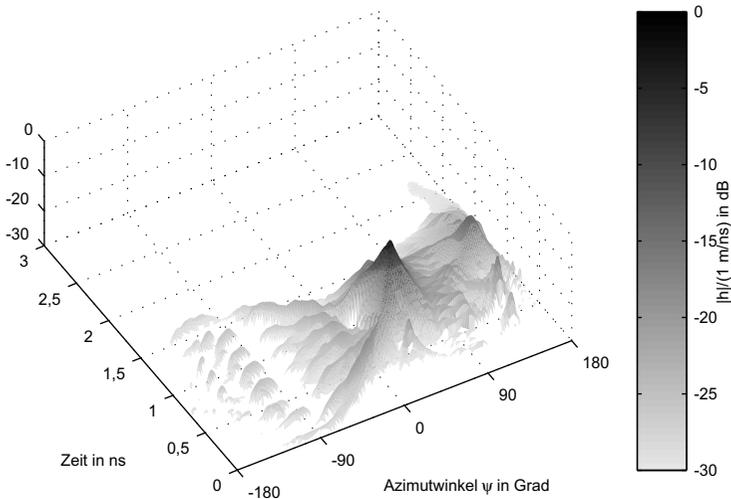


Bild 6.9: Simulierte Gruppenimpulsantwort h_{grp} für $N = 7$ Vivaldi 78x75 Antennenelemente mit einem Elementabstand von $d = 4$ cm und einer wechselseitigen Verzögerung zwischen benachbarten Elementen von $\Delta\tau = 80$ ps.

6.5 Experimenteller Aufbau

Um die Ergebnisse zu validieren, wurde eine lineare Antennengruppe bestehend aus $N = 4$ Antennen des Typs Vivaldi 78x75 mit einem Elementabstand von $d = 4$ cm aufgebaut. Dabei wurden die Elemente in der H-Ebene übereinander gestockt. Dies entspricht der Orientierung der Antennenelemente wie in den Bildern 4.3(a) und 6.1 gezeigt. In Bild 6.10 ist die Antennengruppe für die Messung der E-Ebene um 90° gedreht. Die Halterung für die Antennengruppe besteht aus dem Kunststoff PVC mit Einschüben für die einzelnen Elemente des Typs Vivaldi 78x75. Diese sind mit koaxialen 50Ω SMA Steckern ausgestattet. Um das Eingangssignal auf die einzelnen Elemente zu verteilen, wurde ein 1:4 Leistungsteiler in Mikrostreifentechnik aufgebaut, der an allen Toren an 50Ω im Frequenzbereich von 2–11 GHz angepasst ist. Der Testaufbau ist in Bild 6.10 dargestellt.

An den Leistungsteiler werden folgende Anforderungen gestellt:

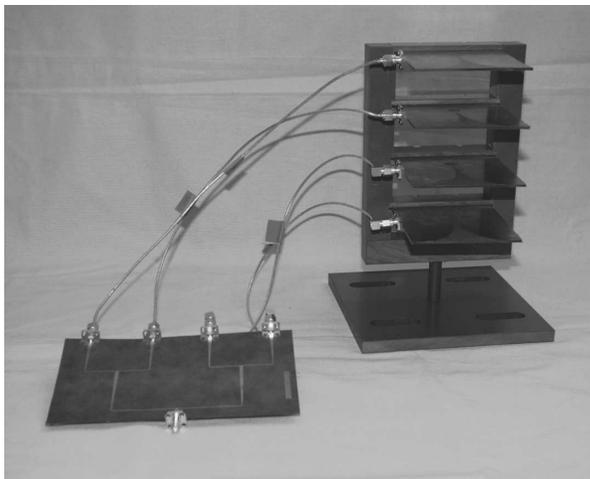


Bild 6.10: Leistungsteiler und lineare Antennengruppe bestehend aus $N = 4$ Elementen für den Frequenzbereich 3,1 – 10,6 GHz.

- Abdeckung des UWB Frequenzspektrums nach FCC bzgl. Anpassung ($S_{11} < -10$ dB) und Transmission
- gleiche Verzögerungszeiten für alle Zweige
- minimale Verzerrungen, d.h. gute Impuls übertragende Eigenschaften
- gleichartige Verzerrungen für alle Hauptpfade des Leistungsteilers

Aufgrund der inhärenten Stoßstellen bei der Leistungsteilung ist das Optimum einer frequenzunabhängigen Funktionsweise des Teilers nur annähernd zu erreichen. Daher ist es wichtig, dass die verbleibenden Verzerrungen für alle Hauptpfade des Teilers gleichartig ausfallen, um eine kohärente Addition der Signale der Antennengruppe im Fernfeld zu ermöglichen. Dies führt zu einem symmetrischen Konzept, bei dem die Leistung erst auf zwei und dann auf 4 Pfade aufgeteilt wird. Hierbei ersetzen gleichmäßig getaperte Leitungen die schmalbandigen $\lambda/4$ -Transformationen in einem konventionellen Aufbau. Die Taper-Stücke haben dabei jeweils die Länge 44 mm auf einem DUROID 5880 Substrat mit der Dicke 0,79 mm.

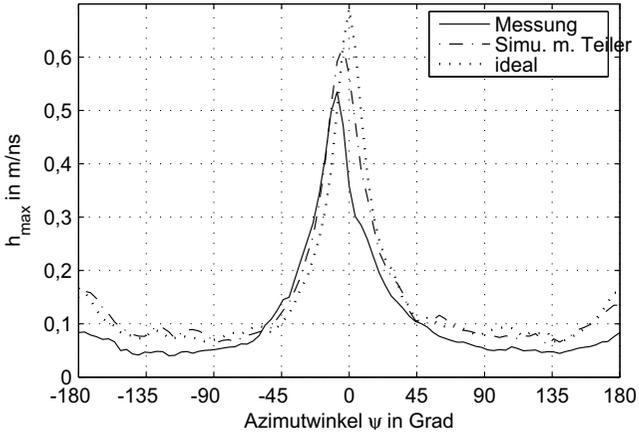


Bild 6.11: Vergleich von gemessenem und simuliertem Spitzenwert $h_{\max,grp}$ der Gruppenimpulsantwort.

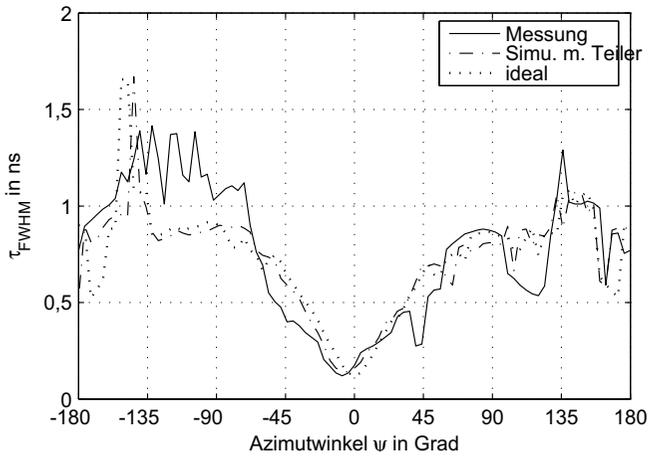


Bild 6.12: Vergleich von gemessener und simulierter zeitlicher Breite τ_{FWHM} der Gruppenimpulsantwort.

Damit ergeben sich die Leiterbreiten von 0,66 mm für 100 Ω am Anfang der Taper und 2,4 mm für 50 Ω am Ende der Taper. An allen Toren liegt der Eingangsreflexionsfaktor unterhalb $S_{ii} < -15$ dB im Frequenzbereich von 3 – 11 GHz. Die Transmission der Hauptpfade S_{1i} variiert zwischen -6 dB und -8 dB. Die Differenz zwischen zwei Hauptpfaden ist jedoch kleiner als 0,5 dB aufgrund der Symmetrie des Teilerkonzepts. Aus den komplexen Transmissionskoeffizienten der Hauptpfade S_{1i} wurden die frequenzabhängigen Gruppenlaufzeiten $\tau_{G,i}$ berechnet. Diese sind konstant und nahezu identisch mit $\tau_{G,i} = 0,7$ ns für alle Hauptpfade. Mit diesem Aufbau wurde entsprechend Abschnitt 3.3 die Gruppenimpulsantwort h_{grp} der Gesamtanordnung gemessen. Der Spitzenwert von h_{grp} wurde so zu $h_{\text{max,grp}} = 0,53$ m/ns bestimmt. Dies entspricht einem Implementierungsverlust von 2,5 dB für den Spitzenwert der Gruppenimpulsantwort verglichen mit Gl. (6.11). Die Gründe hierfür sind zum einen die verwendeten nicht idealen Anschlussleitungen, sowie die Verluste im Leistungsteiler. Hieraus resultiert ein Verlust von 1,5 dB. Der verbleibende Verlust von 1 dB ist dementsprechend dem Auftreten von Beeinflussungen im Nahfeld der Antennenelemente geschuldet. Dies sind insbesondere die Kopplung der Elemente und die Einflüsse der PVC-Halterung. Trotz dieser Einschränkungen gibt es eine gute Übereinstimmung der zeitlichen Breite der gemessenen und simulierten Gruppenimpulsantwort, wie man in Bild 6.12 sehen kann.

7 Entfaltung der Antennen aus dem UWB-Funkkanal

Der Schwerpunkt der bisherigen Betrachtungen lag auf der Charakterisierung des einzelnen Antennenelements bzw. von Antennengruppen unter Freiraumbedingungen. Für Systembetrachtungen nach Gl. (2.38) ist dies insbesondere zulässig, solange der Hauptanteil der übertragenen Leistung in einem Ausbreitungspfad mit direkter Sichtverbindung liegt. Dieses Vorgehen trägt somit zur Entkopplung der einzelnen physikalischen Vorgänge bei. Da reale Umgebungen wie z.B. Innenraumumgebungen jedoch eine Vielzahl von Streuern und Reflektoren beinhalten, wird eine Gesamtbetrachtung nach Gl. (2.40) vorgenommen. Diese beschreibt bestimmte Szenarien, die sehr vielen einzelnen Einflussfaktoren unterliegen. Daher sind Messungen der Kanalübertragungsfunktion aufwändig, da nur ein Ensemble aus einer Vielzahl von Einzelmessungen statistisch aussagekräftig ist. Jede einzelne Messung ist dabei entsprechend Gl. (2.40) mit der Übertragungsfunktion der Sende- und Empfangsantenne gewichtet. Daher sind streng genommen die Messergebnisse nur für eine bestimmte Kombination aus Sende- und Empfangsantenne gültig. Um die Messergebnisse allgemeingültig anwenden zu können, wird im Folgenden erstmalig eine Methode vorgestellt, die es ermöglicht, eine Antenne der Messanordnung nachträglich in der Postprozessierung durch eine andere Antenne zu substituieren. Dazu wird die zu substituierende Antenne unter Freiraumbedingungen anhand ihrer Antennenübertragungsfunktion \mathbf{H} charakterisiert.

7.1 Entfaltungsmethode

Es werden folgende vereinfachende Annahmen getroffen: Erstens löst die Messung die Richtungsabhängigkeit in Elevationsrichtung nicht auf. Zweitens wird eine im Azimut omnidirektionale Sende-Antenne eingesetzt. Drittens wird angenommen, dass die Sendeantenne und die Empfangsantenne ko-polarisiert sind und die Verkopplung von Ko- und Kreuzpolarisation über die Streuer im Kanal nicht ins Ge-

wicht fällt. Unter diesen Voraussetzungen reduziert sich Gl. (2.40) auf:

$$U_-^{\text{Rx}} = \sqrt{\frac{Z_C^{\text{Rx}}}{Z_C^{\text{Tx}}}} j\omega H_\theta^{\text{Tx}} U_+^{\text{Tx}} \sum_{i=1}^N H_\theta^{\text{Rx}}(\psi_i^{\text{Rx}}) H_{\theta\theta,i}^{\text{K}} \quad (7.1)$$

Das Ziel ist es, die Empfangsantenne, die in der Messung verwendet wurde, durch eine weitere Antenne zu ersetzen, deren Antennenübertragungsfunktion bei einer Messung in der reflexionsfreien Antennenmesskammer gemäß Abschnitt 3.3 bestimmt wurde. Zu diesem Zweck wird die UWB-Antenne im Azimut gedreht. Dabei wird die Kanalübertragungsfunktion $S_{21} \propto U_-^{\text{Rx}}/U_+^{\text{Tx}}$ für N diskrete Winkelorientierungen ψ_k^{Rx} aufgezeichnet. Die bekannte Antennenübertragungsfunktion $H_\theta^{\text{Rx}}(\psi_k)$ kann daraufhin durch eine einfache Matrixinversion aus den Messungen entfaltet werden. Dazu wird das zweidimensionale Modell aus Gl. (7.1) für alle diskreten Antennenorientierungen ψ_k^{Rx} ausgewertet. Die Antennenorientierungen ψ_k^{Rx} sind dabei gleichmäßig über 360° verteilt. Für die Anregung der Empfangsantenne wird angenommen, dass diese sich als Superposition einfallender ebener Wellen a_i aus den Richtungen ψ_i^{in} darstellen lässt. Die einzelnen Wellen a_i besitzen dabei entsprechend Gl. (7.1) die Amplituden

$$a_i = \frac{j\omega}{\sqrt{Z_C^{\text{Tx}}}} H^{\text{Tx}} U_+^{\text{Tx}} H_{\theta\theta,i}^{\text{K}} \quad (7.2)$$

Die N Messungen von U_k^{Rx} können als Vektor $\mathbf{U}^{\text{Rx}} = (U_1^{\text{Rx}}, \dots, U_N^{\text{Rx}})^T$ geschrieben werden. Dieser lässt sich darstellen als das Produkt der Antennenübertragungsmatrix $[\mathbf{H}^{\text{Rx}}]$, der charakteristischen Impedanz Z_C^{Rx} und der einfallenden Wellen \mathbf{a} .

$$\mathbf{U}_-^{\text{Rx}} = \sqrt{Z_C^{\text{Rx}}} [\mathbf{H}^{\text{Rx}}] \mathbf{a} \quad (7.3)$$

Die Matrix $[\mathbf{H}^{\text{Rx}}]$ wird aus den zyklischen Permutationen der abgetasteten Antennenübertragungsfunktion $H_k^{\text{Rx}} = H_\theta^{\text{Rx}}(\psi_k)$ mit $\psi_k = 2k\pi/N$ gebildet:

$$[\mathbf{H}^{\text{Rx}}] = \begin{pmatrix} H_1^{\text{Rx}} & H_2^{\text{Rx}} & \dots & H_{N-1}^{\text{Rx}} & H_N^{\text{Rx}} \\ H_N^{\text{Rx}} & H_1^{\text{Rx}} & \dots & H_{N-2}^{\text{Rx}} & H_{N-1}^{\text{Rx}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ H_2^{\text{Rx}} & H_3^{\text{Rx}} & \dots & H_N^{\text{Rx}} & H_1^{\text{Rx}} \end{pmatrix}. \quad (7.4)$$

Mit Gl. (7.4) kann der Vektor \mathbf{a} direkt durch Matrixinversion erhalten werden:

$$\mathbf{a} = \frac{1}{\sqrt{Z_C^{\text{Rx}}}} [\mathbf{H}^{\text{Rx}}]^{-1} \mathbf{U}_-^{\text{Rx}}. \quad (7.5)$$

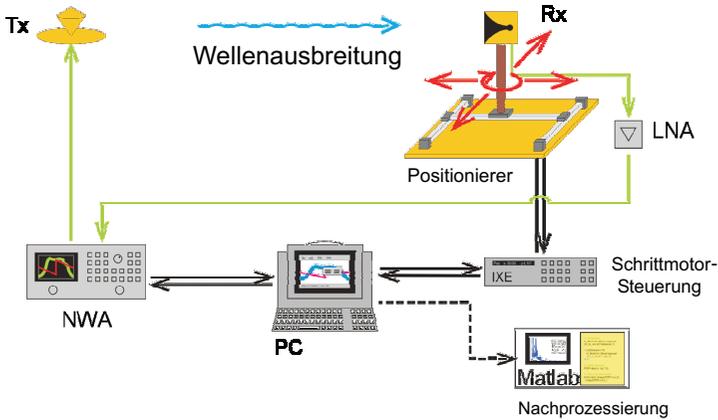


Bild 7.1: Messsystem für die richtungsaufgelöste Messung der Kanalimpulsantwort.

Der direkte Entfaltungsansatz durch Matrixinversion benötigt einen guten Signal-Rausch-Abstand für die gesamte Messbandbreite. Des Weiteren muss $[\mathbf{H}^{\text{Rx}}]$ gut konditioniert sein. Dies ist dann der Fall, wenn die einzelnen Zeilen von $[\mathbf{H}^{\text{Rx}}]$ unabhängig voneinander sind. Das ist gleichbedeutend mit der Forderung nach einer möglichst gerichteten Empfangsantenne mit niedrigen Nebenmaxima.

Eine zweite Antenne, die durch Messungen ihrer Antennenübertragungsmatrix $[\mathbf{H}_2^{\text{Rx}}]$ in der reflexionsfreien Messkammer charakterisiert ist, kann mit den Kanalmessdaten kombiniert werden, die mit der gerichteten Empfangsantenne $[\mathbf{H}_1^{\text{Rx}}]$ aufgezeichnet wurden:

$$\mathbf{U}_{-,2}^{\text{Rx}} = \frac{\sqrt{Z_{C,2}^{\text{Rx}}}}{\sqrt{Z_{C,1}^{\text{Rx}}}} [\mathbf{H}_2^{\text{Rx}}] [\mathbf{H}_1^{\text{Rx}}]^{-1} \mathbf{U}_{-,1}^{\text{Rx}}. \quad (7.6)$$

Ein Übergang auf die Übertragungsfunktion S_{21} ist jederzeit möglich, indem beide Seiten von Gl. (7.6) durch die normierte Anregungsspannung U_+^{Tx} geteilt werden. Die in Gl. (7.6) eingeführte zweite Antennenübertragungsmatrix $[\mathbf{H}_2^{\text{Rx}}]$ kann als Filterfunktion angesehen werden, die das durch die Matrixinversion verstärkte Rauschen zusätzlich bedämpft. Aus diesem Grund muss der Frequenzbereich der zweiten Antenne eine Untermenge des Frequenzbereichs der Messantenne darstellen. Da das zwei-dimensionale Modell keine Richtungsauflösung in der Elevationsrichtung

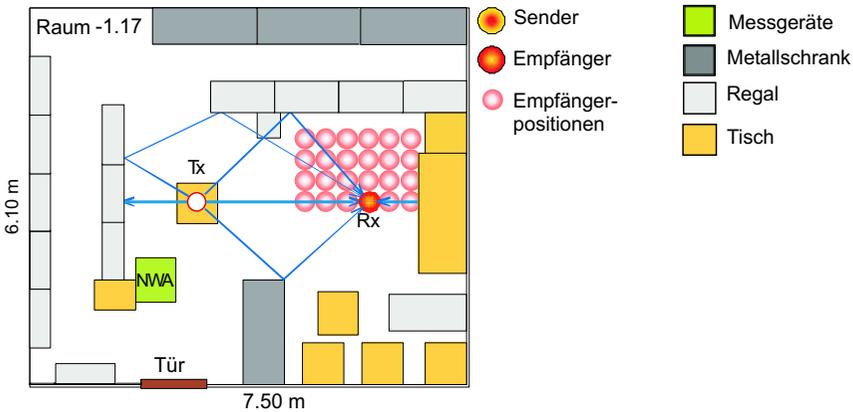


Bild 7.2: Grundriss des gemessenen Innenraum-Szenarios.

bietet, sollten beide Antennen ähnliche Elevationscharakteristiken und Polarisations-eigenschaften besitzen.

7.2 Messsystem

Wie in Bild 7.1 dargestellt, besteht das Messsystem aus dem Netzwerkanalysator HP 8722D mit 5 dBm Sendeleistung an einer feststehenden omnidirektionalen Sendeantenne, sowie einem rauscharmen Empfangsvorverstärker (engl. *low noise amplifier*, LNA) mit 28 dB Gewinn, der an die gerichtete Empfangsantenne angeschlossen ist. Der Frequenzbereich der Messungen wurde auf 2,5 GHz – 12,5 GHz mit 1601 Frequenzpunkten festgelegt. Die Zeitaufösung, die sich aus dieser Bandbreite ergibt, liegt bei 100 ps und das Eindeutigkeitsintervall der diskreten Fourier-Transformation beträgt 160 ns. Auf der Sendeseite wird eine kleine omnidirektionale bikonische Antenne mit einem Konuswinkel von 79° eingesetzt, die für den FCC-UWB-Frequenzbereich entworfen wurde. Sie weist einen mittleren Gewinn im Messfrequenzbereich von $\bar{G} = 1,2$ dBi auf. Die bikonische Antenne zeigt dabei eine sehr geringe Dispersion mit einer zeitlichen Breite der Impulsantwort von $\tau_{FWHM} = 128$ ps. Für die Positionierung der Empfangsantenne wird ein Positionierer des Typs Phytron IXE- α -C-T verwendet. Die Schrittmotorsteuerung kann dabei bis zu zwei unabhängige Achsen ansteuern. Aus diesem Grund wird für die Rota-

Antenne	mittlerer Gewinn in dBi	Halbwertsbreite in Azimut	Halbwertsbreite in Elevation	Abmessungen in mm ³
bikonisch	1,2	360°	70°	35 x 43 x 35
ACB 36x31	1,1	360°	65°	36 x 31 x 1,57
BBH	13,4	24°	45°	140 x 140 x 280
Vivaldi 78x75	6,1	78°	42°	78 x 75 x 1,57

Tabelle 7.1: Eigenschaften der für die Kanalmessung eingesetzten Antennen.

tionsmessung eine lineare Achse mit 2 m Länge mit einem Drehtisch kombiniert, der eine Drehung um 360° ermöglicht. Die Empfangsantenne befindet sich dabei in einer Höhe von 1,10 m. Mit der linearen Achse wird sie an 30 verschiedene äquidistante Positionen in 2 – 4 m Entfernung von der Sendeantenne platziert. Dies entspricht typischen Entfernungen in der Umgebung eines Schreibtischs. Bei jedem Stopp der linearen Achse wird die Antenne um 360° gedreht. Die Winkelauflösung beträgt dabei 3°. Dementsprechend wird die komplexe Transmission S_{21} insgesamt $120 \times 30 = 3600$ mal über der Frequenz aufgezeichnet. Eine einzelne Aufzeichnung der 1601 Frequenzpunkte dauert 7 s. Die Messungen wurden im Bibliotheks- und Lagerraum des Instituts für Höchsthochfrequenztechnik und Elektronik, dem Kellerraum –1.17 durchgeführt. Der Raum beinhaltet Bücherregale aus Metall, Metallschränke und Holztische. Ein Grundriss der Messumgebung ist in Bild 7.2 dargestellt. Die Decke und die Wände aus Beton sowie die Kellerlage allgemein führen zu einer guten Abschirmung der Messungen gegenüber schmalbandigen Interferenzen, die in exponierteren Messumgebungen an einzelnen Frequenzen beobachtet wurden. Die Messungen wurden dabei jeweils abends und nachts durchgeführt um instationäre Bedingungen durch sich bewegende Personen zu vermeiden und so die Zeitvarianz des Kanals zu minimieren. Um die Geschwindigkeit des Netzwerkanalysators zu erhöhen, wurde die Kalibration nicht mit dem Messgerät sondern in der Nachprozessierung vorgenommen. Damit konnte ein Geschwindigkeitsgewinn von ca. 30 % erzielt werden. Das verwendete Kalibrationsverfahren ist zweistufig: zuerst werden die Ausgänge des Netzwerkanalysators direkt mit Leerlauf, Kurzschluss und Transmission kalibriert. Anschließend wird eine Transmissionsmessung mit dem LNA vorgenommen. Auf diese werden dann alle Messungen des Kanals bezogen.

In Tabelle 7.1 werden die für die Kanalmessung relevanten Parameter der verwendeten Antennen zusammengefasst. Der mittlere Gewinn in Hauptstrahlrichtung \bar{G}

bezieht sich dabei auf den Frequenzbereich 3,1 GHz – 10,6 GHz. Die Halbwertsbreiten wurden bestimmt in den jeweiligen Hauptschnitten (Azimut bzw. Elevation) des Spitzenwertes der Antennenimpulsantwort $h_{\max}(\theta, \psi)$. Um einen mit der klassischen Definition der Halbwertsbreite kompatiblen Wert zu erhalten, wurde die Halbwertsbreite als derjenige Winkelbereich definiert, der im jeweiligen Hauptschnitt zwischen den Richtungen mit dem $1/\sqrt{2}$ -fachen Maximalwert des winkelabhängigen Spitzenwertes der Antennenimpulsantwort $h_{\max}(\theta, \psi)$ liegt und den Maximalwert einschließt. Alle in der Messung verwendeten Antennen sind linear polarisiert und wurden in vertikaler Polarisation eingesetzt. Als stark direktionale Antenne wurde das Breitbandhorn (BBH) verwendet, das in Kapitel 3 für die Bestimmung der Antennenübertragungsfunktion vorgestellt wurde. Die Antenne ACB 36x31 wurde in Abschnitt 5.1 und die Antenne Vivaldi 78x75 in Abschnitt 4.1.1 behandelt.

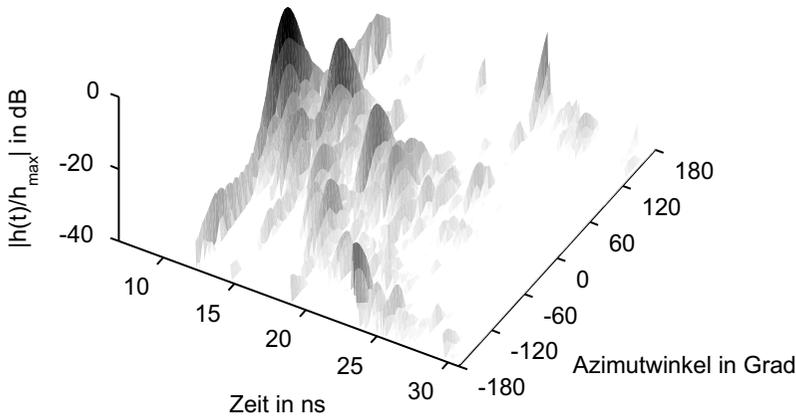


Bild 7.3: Messung der normierten Kanalimpulsantwort mit dem Breitbandhorn.

7.3 Messergebnisse

In Bild 7.3 ist das Ergebnis einer Messung der normierten Kanalimpulsantwort an der in Bild 7.2 besonders gekennzeichneten Empfängerposition dargestellt. Für diese Messung wurde das Breitbandhorn in 120 Winkelschritten im Azimut gedreht. Aufgrund der schmalen Halbwertsbreite und der guten dispersiven Eigenschaften des Breitbandhorns sind die einzelnen Ausbreitungspfade klar zu erkennen. Für die Prozessierung wurde ein Hann-Fenster im Frequenzbereich verwendet, das den Frequenzbereich 3 GHz – 12 GHz nicht verändert und an den Kanten eine kosinusförmige Absenkung zur Minderung des Leckeffekts und zur Erhöhung der Dynamik aufweist. Die Maxima der gemessenen normierten Impulsantwort können auf die einzelnen Streuer zurückgeführt werden: Der LOS-Pfad besitzt eine Verzögerung von $t = 11,3$ ns und bildet die Richtcharakteristik des Breitbandhorns ab. Das Maximum bei $\psi = 48^\circ$ und $t = 13,9$ ns kommt von einer spiegelnden Reflexion an einem Metallschrank. Das schwächer ausgeprägte Maximum bei $\psi = -30^\circ$ und $t = 13,4$ ns kann auf die Streuung an der Kante eines weiteren Metallschranks zurückgeführt werden. Die Reflexion von einem Bücherregal hinter dem Sender wird bei $\psi = 0^\circ$ nach $t = 17,8$ ns sichtbar. Die starke Reflexion aus der Rückwärtsrichtung $\psi = \pm 180^\circ$ bei $t = 23,7$ ns rührt von der Wand hinter dem Empfänger. Der Holztisch hinter dem Empfänger ist 20 cm niedriger als die Halterung der Empfangsantenne und spielt in der gemessenen Kanalimpulsantwort keine weitere Rolle. In dieser Messung wird die ursprüngliche Empfangsantenne entsprechend Gl. (7.6) mit der in der Messkammer charakterisierten Antenne Vivaldi 78x75 ersetzt. Für diese Substitution wurden $N = 60$ Winkelschritte berücksichtigt. Das Ergebnis der Modellierung ist in Bild 7.4 dargestellt. Aufgrund der größeren Halbwertsbreite der Antenne Vivaldi 78x75 fallen die einzelnen Maxima breiter aus als bei der Messung mit dem Breitbandhorn. Die Nebenrichtungen und die Rückwärtsrichtung werden von der kleineren Antenne Vivaldi 78x75 stärker gewichtet als von dem Breitbandhorn. Entsprechend steigt auch der Anteil an diffusen Komponenten, die keiner besonderen Richtung zuzuordnen sind. Das Ergebnis wird mit der direkten Messung mit der Antenne Vivaldi 78x75 in Bild 7.5 verifiziert. Die Verifikationsmessung findet dabei am gleichen Ort statt, an dem zuvor die Messung mit dem Breitbandhorn durchgeführt wurde. In Bild 7.6 wird die absolute Differenz zwischen der modellierten und der direkt gemessenen Kanalimpulsantwort dargestellt. Dabei beträgt die maximale absolute Differenz zwischen Messung und Modellierung -20 dB. Die einzelnen Maxima und deren Verzögerungszeiten im Kanal werden von der Modellierung sehr gut nachgebildet. Insbesondere werden auch die diffusen Komponenten in der Mo-

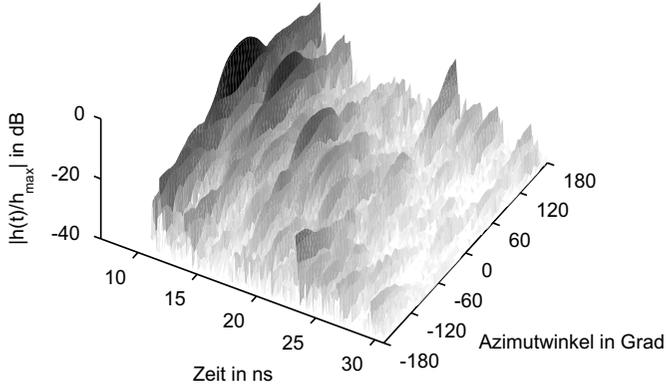


Bild 7.4: Modellierte normierte Kanalimpulsantwort für die Antenne Vivaldi 78x75.

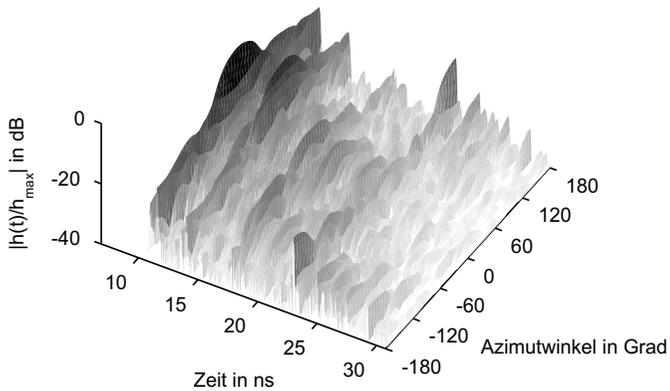


Bild 7.5: Gemessene normierte Kanalimpulsantwort für die Antenne Vivaldi 78x75.

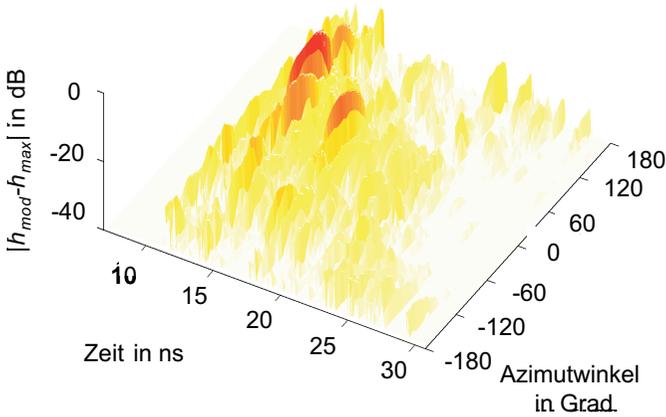


Bild 7.6: Differenz zwischen Messung und Modellierung.

dellierung mit abgebildet. Dies unterscheidet die neu vorgeschlagene Methode von bisherigen Methoden, bei denen die einzelnen Pfade aus der Gesamtmessung extrahiert werden. In Bild 7.7 werden die Maxima über der Verzögerungszeit dargestellt. Durch die Projektion der Hüllkurve über alle Winkel entfällt dabei die Richtungsauflösung. Das Ergebnis ist somit proportional zur Empfangsspannung einer omnidirektionalen Antenne am Messort. In Bild 7.7 werden Modellierungen mit verschiedenen Winkelauflösungen mit der direkten Messung mit 120 Winkelschritten verglichen. Dabei fällt auf, dass mit zunehmender Winkelauflösung das Grundrauschen ansteigt. Dies ist zurückzuführen auf die mit steigender Winkelauflösung zunehmende Ähnlichkeit benachbarter Zeilen der Antennenübertragungsmatrix $[\mathbf{H}_1^{\text{Rx}}]$ in Gl. (7.6). Dies führt zu einem zunehmend schlechter konditionierten Inversionsproblem, das im Ergebnis das Rauschen anhebt. Für die im Rahmen dieser Arbeit angestrebte Verifikation der neu entwickelten Entfaltungsmethode wird der Dynamikbereich von 45 dB im schlechtesten Fall als ausreichend betrachtet. In Bild 7.6 ist der verbleibende Fehler der Beispielmessung vorgestellt. Für eventuelle weiterführende Untersuchungen wird eine Regularisierung der Antennenübertragungsmatrix vorgeschlagen. Eine weitere Verbesserung des Dynamikbereichs für $N = 120$ Winkelschritte wurde erzielt, indem die zu invertierende Antennenübertragungsmatrix direkt aus einem LOS Pfad der Kanalmessung extrahiert wurde. Dabei werden Effekte der Messum-

gebung und der jeweils verwendeten Antennenhalterung besser berücksichtigt, die zwischen dem Aufbau zur Messung in der reflexionsfreien Messkammer und der Kanalmessung variieren können. Die Methode zur Substituierung wurde auch für weitere Antennen wie die logarithmisch periodische Antenne und die aperturgekoppelte Bowtie-Antenne ACB 36x31 mit gleichbleibend gutem Erfolg eingesetzt. Dies zeigt, dass das Konzept einer konsistenten Antennenübertragungsfunktion nicht nur zur Beschreibung der Antenne selbst sinnvolle Gütekriterien liefert, sondern darüber hinaus im Kontext realer Kanalmessungen sinnvoll zur Anwendung kommen kann. Damit wird der Bogen von der Zeitskala der Antennenimpulsantwort im Bereich von 100 ps zu der Zeitskala von Kanalmessungen im Bereich von 100 ns geschlagen, da die Antennenimpulsantwort als Impuls-formendes Filter sowohl für den LOS- als auch für den NLOS-Fall integraler Bestandteil der Kanalimpulsantwort ist.

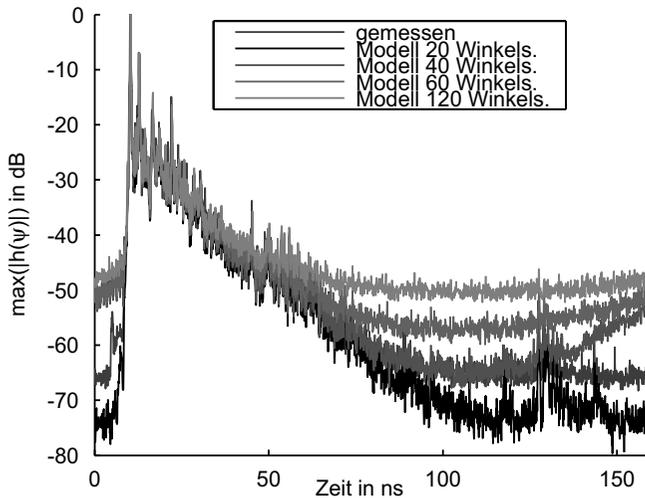


Bild 7.7: Normierte Einhüllende der normierten Kanalimpulsantwort für Messung und Modellierungen mit der Antenne Vivaldi 78x75.

8 Zusammenfassung

Ultra-Wideband-Funksysteme stellen einen neuen Ansatz dar, um trotz knapper spektraler Ressourcen zur vorteilhaften Verwendung großer Bandbreiten zu kommen. Insbesondere Verfahren, die auf der Luftschnittstelle kurze Impulse für Kommunikation bzw. Sensorik einsetzen, sind Gegenstand aktueller Forschungen. Hierbei stellen die verzerrenden Eigenschaften der Antennen eine besondere Herausforderung dar, da klassische Bewertungskriterien wie die Eingangsanpassung und der Antennengewinn ohne Phaseninformation hierüber keine Aussage treffen. Stattdessen ist ein neuer Ansatz zur Charakterisierung von Antennen gefordert: Jede Antenne besitzt eine räumliche und frequenzabhängige Filterwirkung, die im Rahmen dieser Arbeit mit einer richtungsabhängigen und polarimetrischen Antennenimpulsantwort beschrieben wird. Diese Sichtweise kam bislang nur für eng abgegrenzte Anwendung zur Erzeugung kurzer Pulse mit sehr hohen Feldstärken im militärischen Umfeld zum Einsatz und wird hier auf eine vollpolarimetrische Darstellung für die direkte Anwendung im zivilen Kontext von Kommunikation und Sensorik erweitert.

Die Arbeit setzt hierfür die Antennenübertragungsfunktion in einen Zusammenhang mit der Performanz von UWB-Systemen. Hierzu wird erstmals die Unterscheidung in intrinsische und extrinsische Gütekriterien eingeführt, die es ermöglicht die Antennen entweder eigenständig oder in Abhängigkeit von einem bestimmten Übertragungssystem zu beurteilen. Die relevanten Gütekriterien wie der Spitzenwert der Antennenimpulsantwort und deren Dauer im Zeitbereich oder der mittlere Gewinn, dessen Standardabweichung und die frequenzabhängige Variabilität der Gruppenlaufzeit im Frequenzbereich werden gleichberechtigt untersucht. Dies entspricht der Erkenntnis, dass eine einseitige Bevorzugung von Zeit- oder Frequenzbereich nicht zielführend ist, sondern vielmehr dasjenige Gütekriterium zur Anwendung kommen muss, das für ein gegebenes System relevant ist. Integrale Gütemaße wie der transiente Gewinn und die Definition der Wiedergabetreue ergänzen diese Betrachtung. Vor der Definition der Gütekriterien in Kapitel 2 werden die theoretischen Grundlagen der transienten Behandlung von Antennenproblemen gelegt. Dabei wird die An-

tennenübertragungsfunktion in ein Netzwerkmodell der Antennen eingebettet. Betrachtungen zum Quellpunkt der transienten Strahlung einer Antenne runden dieses Kapitel ab. Damit wird erstmals eine umfassende Darstellung zur Nutzung der Antennenimpulsantwort als theoretisches Werkzeug für den Antenneningenieur gegeben.

Die umfassende praktische Bestimmung der Antennenimpulsantwort aus analytischen Formulierungen, numerischer Modellierung und mittels Antennenmesstechnik ist das Thema von Kapitel 3. In diesem Zusammenhang wird weltweit erstmalig eine Methode zur *absoluten* polarimetrischen Messung der Antennenübertragungsfunktion vorgestellt und der bisherigen klassischen Messtechnik gegenübergestellt. Die Verifikation der Frequenzbereichsmethodik mittels direkter Messungen im Zeitbereich zeigt eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Modellansatz. Die unterschiedlichen Anwendungsbereiche stellen entsprechend unterschiedliche Anforderungen an die Antennen, die sich in vielfältigen Ausführungen und Konzepten manifestieren. In Kapitel 4 werden Antennenkonzepte behandelt, die aufgrund ihrer Größe eher für den Einbau in Innenraum-Basisstationen zur Ausleuchtung einzelner Sektoren oder auch für die Verwendung in Radaranwendungen geeignet sind. Hierzu zählt insbesondere die Vivaldi-Antenne. Basierend auf diesem Antennentyp wurden neuartige Realisierungen geschaffen, die sich durch einen besonders kompakten Aufbau, eine Verbesserung der Anpassung mit zusätzlichen Kompensationselementen und durch die Optimierung auf besonders hohe Spitzenwerte der Antennenimpulsantwort auszeichnen. Diese Antennenelemente erfahren derzeit eine industrielle Verwertung. Des Weiteren werden auch die transienten Eigenschaften der logarithmisch periodischen Antenne und der Spiralantenne exemplarisch untersucht und bewertet.

Die Bereitstellung von UWB-Antennenkonzepten, die in tragbare Endgeräte integriert werden können wird beispielhaft in Kapitel 5 anhand der Konzepte der aperturgekoppelten Bowtie-Antenne und der Diamantförmigen Schlitzantenne behandelt. Hierbei wurde mit der aperturgekoppelten Bowtie-Antenne ein völlig neuartiges Konzept erarbeitet, das in zwei Realisierungen die Skalierbarkeit des Konzeptes im Hinblick auf Frequenzbereich und Abmessungen unter Beweis stellt.

Die Zusammenschaltung einzelner Antennenelemente zu Antennengruppen in Kapitel 6 dient dem Erhalt größerer Empfangsempfindlichkeiten und zur elektronischen Strahlschwenkung bzw. Richtungsfindung. Im Rahmen dieser Arbeit wird erstmals das Konzept der Antennenimpulsantwort mit Hilfe des Zeitbereichsgruppenfaktors auf Antennengruppen und deren transientes Gesamtverhalten erweitert. Damit wird

ein einfach zu handhabendes Modell für die Behandlung von Antennengruppen bei beliebiger zeitlicher Anregung vorgestellt. Wiederum ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung von direkter Messung und Modell.

Die umfassende Darstellung der Möglichkeiten, die eine Beschreibung der Antennen mit Hilfe der Antennenimpulsantwort im Zeitbereich, bzw. der Antennenübertragungsfunktion im Frequenzbereich wird abgerundet von der Betrachtung der Antennen bei Funkkanalmessungen: im Rahmen dieser Arbeit wird erstmalig demonstriert, wie die UWB-Antennenübertragungsfunktion der Messantenne aus Messungen des Funkkanals heraus entfaltet und durch weitere Antennenübertragungsfunktionen ersetzt werden kann. So kann das Verhalten von einem ganzen Ensemble von Antennen durch Kanalmessungen mit nur einer Referenzantenne charakterisiert werden. Dies reduziert den Aufwand von UWB Kanalmessungen bei gleichzeitiger Berücksichtigung der Antenneneigenschaften. Dies wird in Kapitel 7 dargestellt.

Mit dieser Arbeit werden somit transiente Antenneneigenschaften erstmals umfassend analytisch, numerisch und messtechnisch bestimmt und in eine quantitative systemtheoretische Beschreibung von UWB-Übertragungssystemen eingebettet. Die entwickelten Gütekriterien erlauben dem Antenneningenieur die systematische Entwicklung, Beurteilung und Optimierung von Antennen und Antennenkonzepten für UWB-Anwendungen.

A Anhang

A.1 Verifikationsmessungen

Der Messaufbau besteht aus der Triggerquelle Agilent 33250A (80 MHz Function/Arbitrary Waveform Generator), dem Impulsgenerator PSPL 3600 der Firma Pico Second Pulse Labs, der Sendeantenne, der Empfangsantenne und dem Oszilloskop Agilent Infinium DCA mit 40 GSa/s. Das Oszilloskop weist einen Dynamikbereich von ca. 60 dB (12 bit) bei einer Nutzbandbreite von 12 GHz auf. Die wählbaren Eingangsspannungsbereiche sind von 2 mV bis 5 V aufgeteilt. Der Anregungsimpuls und die weitere Auswertung sind in Abschnitt 3.3.6 beschrieben.

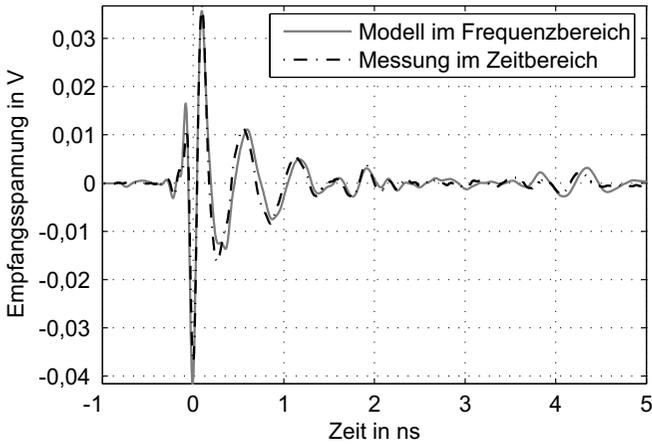


Bild A.1: Übertragung von Antenne Vivaldi 78x75 zu Breitbandhorn mit $\rho = 95,57\%$ und $\delta\rho = 22\%$

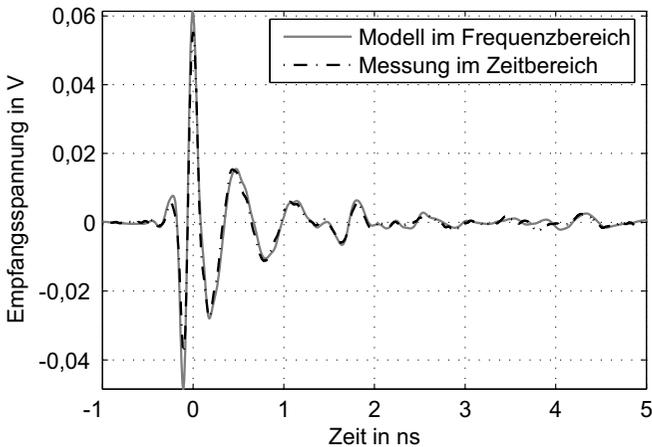


Bild A.2: Vergleich von Messung und Modell für eine Übertragung von Antenne Vivaldi 183x125 (vertikal) und Breitbandhorn (vertikal) mit $\rho = 98,42\%$ und $\delta\rho = 20\%$

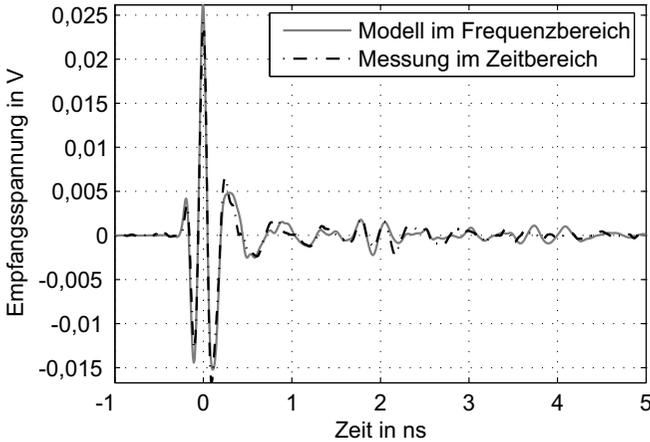


Bild A.3: Übertragung von einer Diamond-Shaped-Slot Antenne (DSA) mit periodischer Schlitzrandstruktur und Breitbandhorn mit $\rho = 97,41 \%$ und $\delta p = 11 \%$ bei vollpolarimetrischer Modellierung

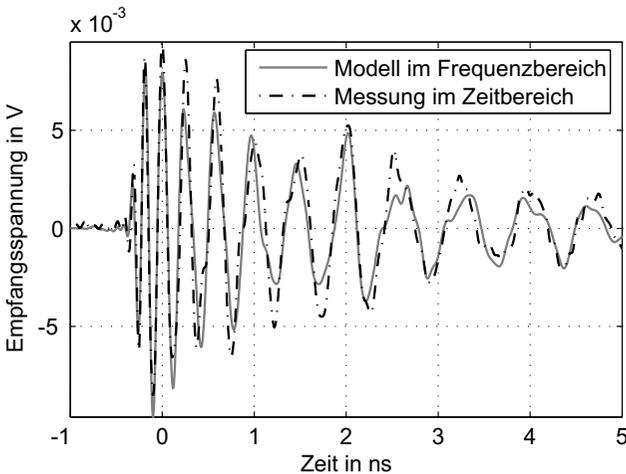


Bild A.4: Übertragung von einer 4-armigen Spiralantenne (mit $\theta^{\text{Tx}} = 35^\circ$, Durchmesser 12 cm, Füllfaktor 62 %, 5 Windungen) und Breitbandhorn mit $\rho = 90,23 \%$ und $\delta p = 39 \%$

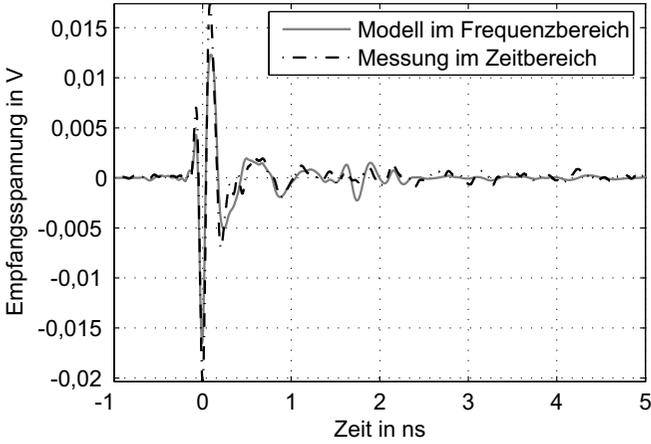


Bild A.5: Übertragung von aperturgekoppelter Bowtie-Antenne und Breitbandhorn mit $\rho = 94,05 \%$, $\delta p = 26 \%$. Die Messung im Zeitbereich erfolgte ohne zusätzliche Absorber über der Zuleitung.

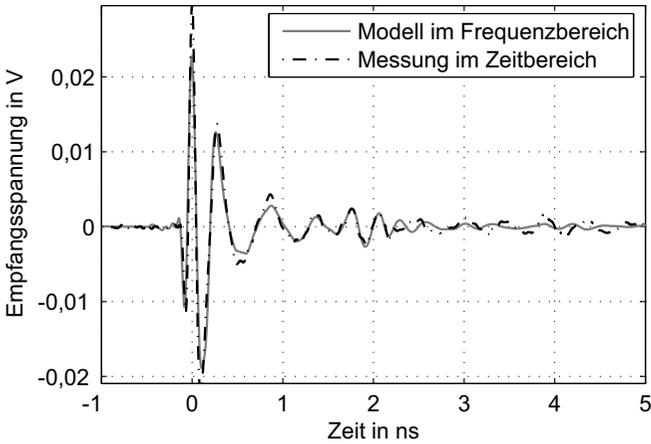


Bild A.6: Übertragung von Monocone-Antenne und Breitbandhorn mit $\rho = 96,06 \%$
 $\delta p = 24 \%$

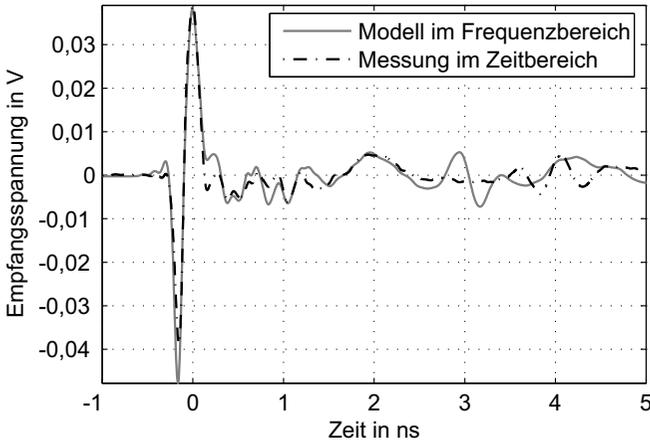


Bild A.7: Übertragung zwischen zwei Antennen vom Typ Vivaldi 153x151 mit $\rho = 90,07\%$ und $\delta\rho = 30\%$

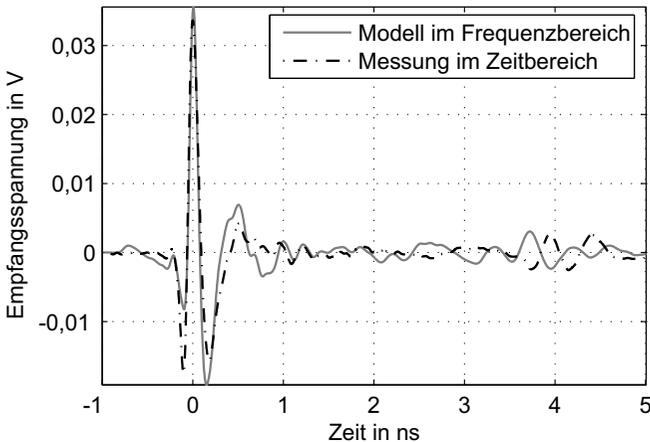
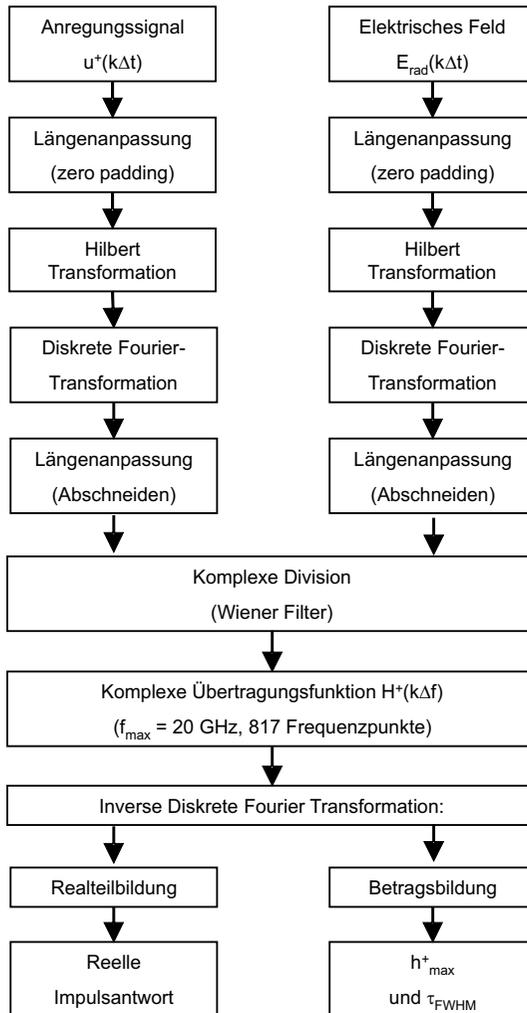


Bild A.8: Übertragung von Antenne Vivaldi78x75 zu Antenne Vivaldi 153x151 mit $\rho = 88,46\%$ und $\delta\rho = 31\%$. Bemerkung: Die Empfangsantenne (Vivaldi 153x151) der Zeitbereichsmessung weist eine tiefere untere Grenzfrequenz auf als die Referenzantenne (Breitbandhorn) mit der die Vivaldi78x75 charakterisiert wurde.

A.2 Prozessierung der Daten



Berechnung der diskreten Antennenübertragungsfunktion aus Simulationsdaten

Literaturverzeichnis

- [ABR01] B. Archambeault, C. Brench und O. Ramahi. *EMI/EMC Computational Modeling Handbook*. Kluwer Academic Press, Norwell, Massachusetts, 2. Ausg., 2001.
- [AS72] M. Abramowitz und I. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions*. Dover Publications, Inc., New York, 9. Ausg., 1972.
- [Bal82] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sohns, New York, 1982.
- [Bal89] C.A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sohns, New York, 1989.
- [Bau92] C. Baum. From the Electromagnetic Pulse to High-power Electromagnetics. *Proceedings of the IEEE*, 80(6):789 – 817, Juni 1992.
- [Bau02] C. E. Baum. General Properties of Antennas. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 44(1):18–24, Februar 2002.
- [BBG⁺78] C. Baum, E. Breen, J. Giles, J O’Neill und G. Sower. Sensors for Electromagnetic Pulse Measurements both Inside and Away from Nuclear Source Regions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 26(1):22–35, Januar 1978.
- [BFP02] L. H. Bowen, E. G. Farr und W. D. Prather. *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 5*, Kapitel A Collapsible Impulse Radiating Antenna, S. 299–310. Plenum Pub. Corp., November 2002.
- [Blu94] S. Blume. *Theorie elektromagnetischer Felder*. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1994.

- [dBHK⁺05] M. G. di Benedetto, W. Hirt, T. Kaiser, A. Molisch, I. Oppermann und D. Porcino. *UWB Communication Systems - A Comprehensive Overview*. EURASIP Book Series. Hindawi Publisher, April 2005.
- [DS70] H. Dobesch und H. Sulanke. *Zeitfunktionen*. Verlag Technik, 3. Ausg., 1970.
- [DS05] M. Demirkan und R. Spencer. UWB Antenna Characterization for Circuit Design. *Proceedings of the IEEE International Conference on Ultrawideband, ICU05*, Band CD-Rom, S. 281–285, Zürich, Schweiz, September 2005.
- [ECC04] Electronic Communications Committee ECC. ECC Report on The Protection Requirements of Radiocommunication Systems Below 10.6 GHz from generic UWB Applications. *ECC Report 64*, November 2004.
- [Eis06] Michael Eisenacher. *Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik, Universität Karlsruhe (TH), Juli 2006.
- [ESZR03] H. Ebert, J. Sachs, R. Zetik und P. Rauschenbach. Characterising of Impulse Radiating Antennas. 48. *Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Technische Universität Ilmenau*, CD-Rom, September 2003.
- [FB92] E. G. Farr und C. E. Baum. Extending the Definitions of Antenna Gain and Radiation Pattern into the Time Domain. *Sensor and Simulation Notes, Air Force Research Laboratory, Directed Energy Directorate, Kirtland, New Mexico*, Note 350:1–43, November 1992.
- [FB98] E. G. Farr und C. E. Baum. Time Domain Characterization of Antennas with TEM Feeds. *Sensor and Simulation Notes, Air Force Research Laboratory, Directed Energy Directorate, Kirtland, New Mexico*, Note 426:1–16, Oktober 1998.
- [FCC02] Federal Communications Commission FCC. *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems*. ET-Docket 98-153, April 2002.
- [Gib79] P.J. Gibson. The Vivaldi Aerial. *European Microwave Conference*, S. 101–105, Brighton, England, 1979.

- [GMK04] M. Ghavami, L. Michael und R. Kohno. *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. John Wiley & Sons, Ltd., Chichester, England, 2004.
- [Gsc01] E. Gschwendtner. *Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge*, Band 28 der *Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*. Dissertation, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Februar 2001.
- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation: Funknetzplanung unter realen physikalischen Ausbreitungsbedingungen*. Springer, Berlin, Heidelberg, 1998.
- [Haa00] Jens Haala. *Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren*, Band 27 der *Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*. Dissertation, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Mai 2000.
- [Han81] R. C. Hansen. Fundamental Limitations in Antennas. *Proceedings of the IEEE*, 69(2):170–182, Februar 1981.
- [Har68] R. F. Harrington. *Field Computation by Moment Methods*. Collier-MacMillan, 1968.
- [HSW06] J.-N. Hwang, W. Sörgel und W. Wiesbeck. Periodical Protrusions for UWB Slot Antennas. *Proceedings of the German Microwave Conference, GEMIC*, März 2006.
- [IEE79] IEEE, Institute of Electrical and Electronical Engineers. *IEEE Std 149-1979:IEEE Standard Test Procedures for Antennas*, 1979.
- [IEE93] IEEE, Institute of Electrical and Electronical Engineers. *IEEE Std 145-1993:IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*, 1993.
- [Ive91] D. Iverson. Extracting real samples from complex sampled data. *IEEE Electronics Letters*, 27(21):1976–1978, 1991.
- [JP73] E. B. Joy und D. T. Paris. A Practical Method for Measuring the Complex Polarization Ratio of Arbitrary Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 21(4):452–435, März 1973.

- [Kie98] U. Kiencke. *Signale und Systeme*. Oldenbourg Verlag, München, 1998.
- [KM02] J. Kraus und R. Marhefka. *Antennas for All Applications*. Mc Graw Hill, Boston, 3. Ausg., 2002.
- [KP03] J. Kunisch und J. Pamp. UWB Radio Channel Modeling Considerations. *Proc. International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, S. 277–284, Turin, Italien, September 2003.
- [Kro91] K. Kroschel. *Datenübertragung: eine Einführung*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1991.
- [Kwo06] Do-Hoon Kwon. Effect of Antenna Gain and Group Delay Variation on Pulse-preserving Capabilities of Ultrawideband Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(8):2208 – 2215, August 2006.
- [Loc95] D. Lochmann. *Digitale Nachrichtentechnik*. Verlag Technik Berlin, 1995.
- [LS94] D. Lamensdorf und L. Susman. Baseband-Pulse-Antenna Techniques. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 36(1):20–30, Februar 1994.
- [Mar99] S. L. Marple. Computing the Discrete-time Analytic Signal via FFT. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 47(9):2600–2603, September 1999.
- [McL96] J. S. McLean. A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(5):672–676, Mai 1996.
- [Mic81] H.-J. Michel. *Zweitor-Analyse mit Leistungswellen*. Teubner Verlag, Stuttgart, 1981.
- [MRS06] M. A. Mellah, C. Roblin und A. Sibille. Monostatic Absolute Characterization of UWB Antennas. *Antenna Measurement Techniques Symposium Europe, AMTA Europe*, S. 317–322, Mai 2006.

- [Mül05] D. Müller. *Entwicklung und Aufbau einer impulsabstrahlenden Antenne mit hoher Spannungsfestigkeit*. Studienarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), Juni 2005.
- [Nga04] F. L. Ngambia. *Entwicklung einer Vivaldi-Antenne für die UWB-Kommunikation*. Studienarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), Mai 2004.
- [OHI04] I. Oppermann, M. Hämäläinen und J. Iinatti. *UWB Theory and Applications*. John Wiley & Sons, Ltd, 2004.
- [Poz03] D. M. Pozar. Closed-Form Approximations for Link Loss in a UWB radio system Using Small Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(9):2346–2352, September 2003.
- [PSF87] R. Pantoja, A. Sapienza und F. M. Filho. A Microwave Printed Planar Log-Periodic Dipole Array Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35(10):1176–1178, Oktober 1987.
- [PTVF92] W. Press, S. Teukolsky, W. Vetterling und B. Flannery. *Numerical Recipes in C*. Cambridge University Press, Melbourne, 2. Ausg., 1992.
- [Ree05] J. H. Reed. *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*. Prentice Hall Professional Technical Reference, Upper Saddle River, NJ, 2005.
- [SAV00] B. Scheers, M. Acheroy und A. Vander Vorst. Time-domain Simulation and Characterisation of TEM Horns Using a Normalised Impulse Response. *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas Propagation*, 147(6):463–468, Dezember 2000.
- [SBYW05] W. Sörgel, M. Baldauf, M. Younis und W. Wiesbeck. Sensitivity of Aggregate UWB Interference Models to their Parameters. *Proceedings of the First Ultra Wideband Expert Talk, WPNC&UET*, 2005.
- [Sch05] H. Schantz. *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*. Artech House, INC., Norwood, 2005.
- [SF52] S. Schelkunoff und H. Friis. *Antennas Theory and Practice*. John Wiley & Sons, Inc., London, 1952.

- [SHK97] A. Shlivinski, E. Heyman und R. Kastner. Antenna Characterization in the Time Domain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45(7):1140–1149, Juli 1997.
- [SKW03] W. Sörgel, S. Knörzer und W. Wiesbeck. Measurement and Evaluation of Ultra Wideband Antennas for Communications. *International ITG-Conference on Antennas*, S. 377–380, Berlin, Germany, September 2003.
- [Smi04] G. S. Smith. A Direct Derivation of a Single-Antenna Reciprocity Relation for the Time Domain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(6):1568–1577, Juni 2004.
- [SP03] J. Sachs und P. Peyerl. Ultra Breitband-Sensoren: Anwendung und Prinzipien. 48. *Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Technische Universität Ilmenau*, CD-Rom, September 2003.
- [SS99] J. Shin und D. H. Schaubert. A Parameter Study of Stripline-Fed Vivaldi Notch-Antenna Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 47(5):879–886, Mai 1999.
- [SSW05] W. Sörgel, C. Sturm und W. Wiesbeck. Impulse Responses of Linear UWB Antenna Arrays and the Application to Beam Steering. *ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, S. 275–280, September 2005.
- [SW04] W. Sörgel und W. Wiesbeck. Measurement and Simulation of Ultra Wideband Antenna Elements. *Wave Propagation, Scattering and Emission in Complex Media*. Science Press and World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2004.
- [SW05] W. Sörgel und W. Wiesbeck. Influence of the Antennas on the Ultra Wideband Transmission. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing special issue on UWB - State of the Art*, Volume 2005(3):296–305, März 2005.
- [SWW03] W. Sörgel, C. Waldschmidt und W. Wiesbeck. Transient Responses of a Vivaldi Antenna and a Logarithmic Periodic Dipole Array for Ultra Wideband Communication. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Band 3, S. 592–595, Columbus, Ohio, Juni 2003.

- [TJ94] V. Trifunovic und B. Jokanovic. Review of printed Marchand and double Y Baluns: Characteristics and Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(8):1454–1462, August 1994.
- [TWK98] M. Thumm, W. Wiesbeck und S. Kern. *Hochfrequenzmeßtechnik: Verfahren und Meßsysteme*. B.G. Teubner Verlag, Stuttgart, 2. Ausg., 1998.
- [vR01] U. van Rienen. *Numerical Methods in Computational Electrodynamics: Linear Systems in Practical Applications*. Number 12 in Lecture Notes in Computational Science and Engineering. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 2001.
- [vW98] M. J. van Wyk. *Development of a Three-Octave Bandwidth Printed LPDA*. Master Thesis. University of Stellenbosch, South Africa, Dezember 1998.
- [Wal04] C. Waldschmidt. *Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays*, Band 41 der *Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe*. Dissertation, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Mai 2004.
- [Wan96] G. Wanilik. *Skriptum zur Vorlesung Polarimetrische Verfahren in der Nachrichtentechnik und Radartechnik, Skriptum zur Vorlesung*. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), 1996.
- [WFN03] P. Withington, H. Fluhler und S. Nag. Enhancing Homeland Security with Advanced UWB Sensors. *IEEE Microwave Magazine*, 4(3):51–58, September 2003.
- [Wie97] W. Wiesbeck. *Grundlagen der Hochfrequenztechnik, Skriptum zur Vorlesung*. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), 4. Ausg., 1997.
- [Wie05] W. Wiesbeck. *Skriptum zur Vorlesung Antennen und Antennensysteme*. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), 2. Ausg., 2005.

- [Win02] R. Winkelmann. *Entwicklung einer effizienten logarithmisch periodischen Antenne für die UWB-Kommunikation*. Studienarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), Oktober 2002.
- [WS98] M. Z. Win und R. A. Scholtz. *Impulse Radio: How It Works*. *IEEE Communications Letters*, 2(2):36–38, Februar 1998.
- [ZJ03] S. Zwierzchowski und P. Jazayeri. *Derivation and Determination of the Antenna Transfer Function for Use in Ultra-Wideband Communications Analysis*. *Wireless 2003 proceedings, Calgary, Alberta, S. 533–543*, 2003.
- [ZO04] S. Zwierzchowski und M. Okoniewski. *Time-Domain Circuit Simulation Methodology Using an Antenna Transfer Function*. *EUROEM Magdeburg, Book of the abstracts*, Magdeburg, Germany, Juli 2004.
- [Zri01] T. Zrilli. *Optimierung einer breitbandigen Vivaldi Antenne für den Einsatz in einem tragbaren Minensuchgerät*. Studienarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), Juni 2001.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Werner Sörgel
Geburtsdatum: 8. Dezember 1974
Geburtsort: Karlsruhe
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: verheiratet

Schulausbildung und Wehrdienst

08/1986 - 06/1994 Gymnasium Neureut, Karlsruhe
07/1994 - 06/1995 Richtfunker bei 4./ Fernmelderegiment 990

Studium und beruflicher Werdegang

08/1995 - 05/2001 Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH)
10/1997 - 05/2001 Hauptstudium mit Schwerpunkt im Studienmodell Hochfrequenztechnik
11/1999 - 02/2000 Fachpraktikum am Fraunhoferinstitut für angewandte Festkörperphysik in Freiburg
05/2001 Diplom in Elektrotechnik, Thema der Diplomarbeit: Entwurf eines Durchflussapplikators für die Zeolithsynthese
05/2001 - 10/2006 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)
11/2006 - 04/2007 Promotionsstudent
seit 05/2007 Marketing- und Projekt-Ingenieur bei der Firma EM Software & Systems GmbH in Böblingen