



Forschungsberichte
aus
dem Institut
für Höchstfrequenztechnik
und Elektronik
der
Universität Karlsruhe

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

Eberhard Gschwendtner

**Breitbandige Multifunktions-
antennen für den konformen
Einbau in Kraftfahrzeuge**

Band 28

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik
Universität Karlsruhe (TH), 2001

alle Rechte vorbehalten

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

ISSN: 0942-2935

Vorwort des Herausgebers

Die mobile Multimedia-Kommunikation wird in den kommenden zehn Jahren eines der Hauptforschungsgebiete der Kommunikationstechnik sein. Das Radio in jedem Fahrzeug ist seit vielen Jahren eine Selbstverständlichkeit. Doch noch vor fünf Jahren sagten viele: wozu ein Telefon im Auto? Heute fragen viele: wozu Internet im Auto? Morgen werden viele fragen: wozu Video im Auto? Der technische Fortschritt in den vergangenen Jahren hat es ermöglicht, dass wir unsere gewohnte Büro- bzw. häusliche Kommunikationsumgebung auch mobil verfügbar haben können. Die obigen Fragen nach der Notwendigkeit überleben sich sehr kurzfristig und in spätestens fünf bis acht Jahren wird es üblich sein, dass wir Rundfunk, Telefon, Internet, Video in einer grossen Anzahl von unterschiedlichen Diensten im Fahrzeug verfügbar haben. Der mobile Empfang ist nicht problemlos realisierbar. Auf der nachrichtentechnischen Seite stehen hier vorrangig die Probleme des bewegten Empfangs mit Fading und Dopplerverschiebungen. Auf der Hochfrequenzseite ist es der breitbandige Empfang über einen Frequenzbereich von einigen 100 MHz bis etwa 6 GHz. Hier ist die bisher geübte Technik, für jeden Dienst eine eigene Antenne auf das Fahrzeug zu bringen, bei acht bis zwölf unterschiedlichen Diensten weder ökonomisch, noch von der Fahrzeugaerodynamik her realisierbar. Es werden eine Antenne und ein Frontend gefordert, welche alle Dienste für den Empfang, und wo erforderlich, auch für den Sendefall abdecken. Derartige Antennen haben für den terrestrischen Empfang eine torusähnliche Richtcharakteristik über 360° aufzuweisen. Für den mobilen Satellitenempfang wird eine nach oben gerichtete Charakteristik mit zirkularer Polarisation gefordert. Auf den ersten Blick scheinen all diese Forderungen nicht mit der Forderung nach einem praktikablen Einbau in das Fahrzeug in Einklang zu bringen sein.

Herr Gschwendtner hat in der vorliegenden Arbeit bewiesen, dass es hierfür Lösungen gibt. Er hat gezeigt, dass planare, konform integrierbare Breitbandantennen möglich sind, welche mehrmodig betrieben werden und für den gesamten Frequenzbereich von ca. 400 MHz bis 6 GHz einen ausreichenden Empfang mit den in den jeweiligen Diensten erforderlichen Güten ermöglichen. Für diese Antenne werden Spiralantennen modifiziert verwendet. Sie sind theoretisch a priori frequenzunabhängig und in der Praxis extrem breitbandig. Diese Breitbandigkeit auch für die Einspeisung zu realisieren, ist eines der Hauptprobleme und in der vorliegenden Arbeit hervorragend gelöst. Es wurden verschiedene Einbauvorschläge realisiert und in Fahrzeugen der neuesten Generation integriert. Die Verifizierung des Antennenkonzeptes erfolgte sowohl durch Messung der Richtcharakteristiken in integriertem Zustand, als auch durch Messungen der Empfangsqualität auf der Straße. Zwei Patente sind aus der Arbeit hervorgegangen und es ist nicht vermessen zu erwarten, dass derartige Antennen in sehr großen Stückzahlen in den kommenden Generationen von Fahrzeugen integriert werden.

Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

- Institutsleiter -

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

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

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

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

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

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

- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse
- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik

Breitbandige Multifunktions- antennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe
genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Eberhard Gschwendtner
aus Backnang

Tag der mündlichen Prüfung:

20. Februar 2001

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. habil. Friedrich M. Landstorfer

Vorwort

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

An erster Stelle möchte ich mich bei dem Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck, für die Unterstützung meiner Forschungstätigkeit und für die Übernahme des Hauptreferats bedanken. Ebenso gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Friedrich M. Landstorfer für die Übernahme des Korreferates.

Das angenehme Umfeld des Instituts sowie die Zusammenarbeit mit und die Unterstützung von den Mitarbeitern haben wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit mit beigetragen. Meinen Kollegen gebührt deshalb besonderer Dank, insbesondere meinem „Antennen-Kollegen“ Herrn Dr.-Ing. Dietmar Löffler für die mehrjährige produktive Zusammenarbeit. Ebenso gilt mein Dank meinen jetzigen und ehemaligen Diplomanden und „Hiwis“, deren Einsatz und Arbeiten ebenfalls eine Basis für diese Arbeit waren.

Für die kritische und konstruktive Durchsicht des Manuskripts gilt mein Dank meinen ehemaligen Kollegen Herrn Dr.-Ing. Martin Döttling und Herrn Dr.-Ing. Jean Parlebas, dem ich auch wegen zahlreicher fachlicher Ratschläge während meiner Tätigkeit am Institut zu Dank verpflichtet bin.

Ein besonderer Dank geht an meine Frau Marianne, durch deren Geduld und Hilfe mir viel Mühe und Arbeit im Privaten erspart wurde und die mich während meiner gesamten Arbeit unterstützt hat.

Karlsruhe, im März 2001

Eberhard Gschwendtner

Inhaltsverzeichnis

Liste verwendeter Abkürzungen und Symbole	IX
1 Einleitung	1
1.1 Kraftfahrzeugantennen	1
1.2 Anforderungen	2
1.2.1 Elektrische Anforderungen	3
1.2.2 Sonstige Anforderungen	6
1.3 Aktuelle Technologie und Forschung	7
1.3.1 Problemstellung	11
1.4 Lösungsansatz und Aufbau der Arbeit	12
2 Spiralantennen	15
2.1 Prinzipien frequenzunabhängiger Antennen	15
2.1.1 Winkelkonstante Antennen	16
2.1.2 Logarithmisch-periodische Antennen	17
2.1.3 Selbstkomplementäre Antennen	18
2.2 Beispiele frequenzunabhängiger Antennen	20
2.3 Funktionsweise konventioneller Spiralantennen	24
2.3.1 Geometrie	24
2.3.2 Funktionsweise	26
2.3.2.1 Analysemethoden für Spiralantennen	28
2.3.2.2 Bandtheorie	30
2.3.2.3 Größe der Spirale	32
2.3.3 Rechnerische Parameterstudie	33
2.3.3.1 Stromverteilung	34
2.3.3.2 Untere Grenzfrequenz	36
2.3.3.3 Richtcharakteristik	39
2.3.3.4 Verluste	40

2.3.3.5	Füllverhältnis	41
2.4	Extern gespeiste Spiralen	42
2.5	Spiralen über Massefläche und Dielektrikum	46
2.5.1	Dielektrikum	46
2.5.2	Masse	47
2.6	Zusammenfassung	49
3	Antenne für die Kraftfahrzeugscheibe	53
3.1	Problemstellung	53
3.2	Funktionsweise	55
3.2.1	Geometrie und Abstrahlung	55
3.2.2	Abstrahlregion und Grenzfrequenz	55
3.2.3	Stromverteilung	58
3.2.4	Eingangsimpedanz	60
3.2.5	Richtcharakteristik	62
3.2.6	Zusammenfassung	63
3.3	Messung der Scheibenantenne	64
3.3.1	Aufbau	65
3.3.2	Isolierte Antenne	67
3.3.2.1	Anpassung	67
3.3.2.2	Richtcharakteristik	68
3.3.3	Messfahrt mit Scheibenantenne	68
3.3.3.1	DAB-Bitfehlerraten	70
3.3.3.2	GSM-Pegelmessungen	73
3.4	Bewertung	75
4	Antenne für die Kraftfahrzeugkarosserie	77
4.1	Vierarmspirale	78
4.1.1	Moden von Mehrarmspiralen	78
4.1.2	Untere Grenzfrequenzen	79
4.1.3	Richtcharakteristiken	82
4.2	Speisung der Vierarmspirale	84
4.2.1	Speisung mit Koplanarleitung	84
4.2.1.1	Koplanarleitung	84
4.2.1.2	Anbringung der Koplanarleitung	86
4.2.1.3	Stromverteilungsmoden	86
4.2.1.4	Numerische Untersuchung beider Moden	89
4.2.2	Speisenetzwerk mit Modentrennung	91
4.2.2.1	Dreidimensionales Speisenetzwerk	92
4.2.2.2	Planares Speisenetzwerk	93

4.2.3	Impedanzbestimmung	95
4.2.3.1	Impedanz der Spirale	95
4.2.3.2	Impedanzen der Leitungen	99
4.3	Metallischer Hohlraum	104
4.4	Zusammenfassung der Theorie zur Vierarmspirale	107
4.5	Messung der Karosserieantenne	108
4.5.1	Untersuchung von Teilkomponenten	108
4.5.1.1	Speisenetzwerk für Vierarmspirale	108
4.5.1.2	Vierarmspirale im Freiraum	110
4.5.1.3	Einfluss des metallischen Hohlraumes	114
4.5.2	Vollständige Antenne	115
4.5.2.1	Aufbau der Antenne	115
4.5.2.2	Anpassung der Antenne	117
4.5.2.3	Richtdiagramme der Antenne	119
4.5.3	Messfahrten	119
4.5.3.1	Messaufbau	121
4.5.3.2	Pegelmessungen	124
4.5.3.3	Bitfehlerratenmessung für GSM900	128
4.5.3.4	GPS-Messung	129
4.5.4	Richtcharakteristiken mit Fahrzeug	130
4.5.4.1	Messaufbau	131
4.5.4.2	Terrestrische Dienste	133
4.5.4.3	Satellitendienste	139
4.5.5	Bewertung der Messungen	140
5	Zusammenfassung	143
A	Daten der Speisenetzwerke	147
A.1	Marchand-Balun	147
A.2	Daten der Scheibenspirale	147
A.3	Koplanar-Speisenetzwerk	148
A.4	Daten der Karoseriespirale	149
B	Referenzantennen	152
	Literaturverzeichnis	153

Abbildungsverzeichnis

1.1	Definition des Koordinatensystems	5
1.2	Gewünschte Richtdiagramme	6
2.1	Logarithmische Spiralstruktur	17
2.2	Logarithmisch-periodisches Dipolarray	18
2.3	Selbstkomplementäre Struktur	19
2.4	Frequenzunabhängige Antennen	21
2.5	Logarithmische Zweiarmspirale	25
2.6	Archimedische Zweiarmspirale	27
2.7	Bestimmung der aktiven Zone bei der Zweiarmspirale	32
2.8	Stromdichteverteilung auf Spirale	35
2.9	Impedanzverläufe zweier zweiarmiger Spiralen	36
2.10	Achsverhältnis der zweiarmigen Spirale	37
2.11	Grenzfrequenzen der zweiarmigen Spirale	38
2.12	Achsverhältnis in Abhängigkeit von der Windungszahl	39
2.13	Richtdiagramme zweiarmiger Spiralen	40
2.14	Archimedische Spiralen mit verschiedenen Füllverhältnissen	42
2.15	Impedanzen bei verschiedenen Füllverhältnissen	43
2.16	Symmetrisch extern gespeiste Spirale	44
2.17	Strom auf symmetrisch extern gespeister Spirale	45
2.18	Eingangsimpedanz von zweiarmiger Spirale auf Dielektrikum	47
2.19	Eingangsimpedanz von zweiarmiger Spirale über Masse	48
2.20	Richtdiagramm von Spirale über Masse	49
2.21	Nicht-selbstkomplementäre zweiarmige Spiralen über Masse	50
2.22	Einbauorte am Kraftfahrzeug	51
3.1	Problematik der Speisung an der Scheibe	54
3.2	Bandtheorie für Scheibenspirale	56
3.3	Stromdichteverteilung auf Scheibenspirale	59

3.4	Gerechnete Eingangsimpedanzen der Scheibenspirale	60
3.5	Gemessene Eingangsimpedanz der Scheibenspirale	62
3.6	Berechnete Richtdiagramme der Scheibenspirale	63
3.7	Berechnetes Achsverhältnis der Scheibenspirale	64
3.8	Skizze Marchand-Balun	66
3.9	Bild von Marchand-Balun	66
3.10	Anpassung einer Scheibenspirale	67
3.11	Gemessene Gewinn diagramme der Scheibenspirale	69
3.12	Aufbau für Scheibenantennen-Messfahrt	70
3.13	Zeitverlauf gemessener DAB-Bitfehlerraten	71
3.14	Unterschreitungsdiagramme gemessener DAB-Bitfehlerraten . .	72
3.15	Gemessener Zeitverlauf für Scheibenspirale	74
3.16	Gemessene Pegelunterschreitungsdiagramme der Scheibenspirale	74
4.1	Verschiedene Moden der vierarmigen Spirale	80
4.2	Richtfaktordiagramme in verschiedenen Moden	83
4.3	Zwei Moden auf Koplantarleitung	85
4.4	Speisung der Vierarmspirale mit Koplantarleitung	86
4.5	Mode bei modifizierter Anregung	87
4.6	Richtdiagramm bei modifizierter Mode 1	88
4.7	Berechnete Eingangsimpedanzen der Vierarmspirale	89
4.8	Achsverhältnis über Frequenz bei Satellitenmode	90
4.9	Berechnete Richtdiagramme der Satellitenmode	91
4.10	Dreidimensionales Speisenetzwerk	93
4.11	Planares Speisenetzwerk	94
4.12	Funktionsweise des planaren Speisenetzwerks	95
4.13	Selbstkomplementäre Struktur mit mehrere Toren	96
4.14	Eingangsimpedanz der Vierarmspirale	98
4.15	Abschätzung der Impedanz für CSL-Mode	100
4.16	Grenzkurven für CSL-Impedanz	101
4.17	Hilfsschaltung zur Bestimmung der CSL-Moden-Impedanz . . .	102
4.18	CSL-Designkurven	103
4.19	Funktionsprinzip der Spirale mit Hohlraum	105
4.20	Skizze der Spirale auf metallischem Hohlraum	105
4.21	Berechnete Richtdiagramme mit met. Hohlraum	106
4.22	Messung des Testnetzwerkes	109
4.23	Messung von Spiralen unterschiedlicher Füllverhältnisse	111
4.24	Definition der Tore	111
4.25	Anpassung von Spirale auf Kofferraumdeckel	112
4.26	Gemessene Richtdiagramme der Vierarmspirale im Freiraum . .	113

4.27 Gemessener Einfluss eines niedrigen Hohlraumes	114
4.28 Bilder der Antenne mit Hohlraum	116
4.29 Anpassung mit Hohlraum mit geraden Wänden	117
4.30 Hohlraum mit abgeschrägten Wänden	118
4.31 Anpassung mit Hohlraum mit schrägen Wänden	118
4.32 Gemessene Richtdiagramme der isolierten Antenne	120
4.33 Blockschaltbild für Pegelmessungen	121
4.34 Blockschaltbild für Bitfehlerratenmessungen mit Modem	122
4.35 Blockschaltbild für GPS-Messungen	123
4.36 Bilder der Messfahrt	125
4.37 Gemessener zeitlicher Pegelverlauf	126
4.38 Unterschreitungsdiagramme von Pegelmessungen	127
4.39 Gemessene Bitfehlerraten bei GSM900	128
4.40 Anzahl der gefundenen Satelliten	130
4.41 Bilder von Richtdiagrammmessung	132
4.42 Elevationsdiagramme terrestrische Dienste	134
4.43 Azimutschnitt bei GSM900	135
4.44 Azimutschnitt bei GSM1800	136
4.45 Azimutschnitt bei UMTS und DAB-T	137
4.46 Azimutschnitt bei Schließsystem	137
4.47 Azimutschnitte vertikale und horizontale Polarisation	138
4.48 Elevationsschnitte Satellitendienste	139
4.49 Elevationsschnitte GPS am Fahrzeug	140
4.50 Öffnung für Antenne in E-Klasse Kombi	142
A.1 Abmessungen für koplanare Streifenleitung	148
A.2 Abmessungen für koplanares Speisernetzwerk	149
A.3 Detailskizze des Übergangs	150

Liste verwendeter Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

AM	Amplitudenmodulation, Frequenzbandbezeichnung für Hörrundfunk
AMPS	Advanced Mobile Phone Service, US-amerikanischer Mobilfunkstandard
AR	Axial Ratio, Achsverhältnis
arch	Bezug auf archimedische Spirale
CPW	Coplanar Waveguide, koplanare Leitungsgeometrie und Modenbezeichnung
CSL	Coupled Slotline, Modenbezeichnung auf Koplanarleitung
DAB	Digital Audio Broadcasting, digitaler Rundfunk
DAB-S	Digital Audio Broadcasting – Satellite
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial, digitales Fernsehen
FM	Frequenzmodulation, Frequenzbandbezeichnung für Hörrundfunk
GNSS	Global Navigation Satellite System, zukünftiges europäisches Satellitennavigations- und -kommunikationssystem
GPS	Global Positioning System, Satellitennavigationssystem
GSM	Global System for Mobile Communications, Mobilfunkstandard (z.B. E-Netz, D-Netz)

horz	Horizontal, horizontale Polarisation
HR	Hohlraum, Bezeichnung für Spiralantenne auf metallischem Hohlraum
ICO	Satellitenkommunikationsdienst
INMARSAT	Satellitenkommunikationsdienst
KS	Kunststoff, Bezeichnung für Spirale auf Kunststoffheckdeckel
KW	Kurzwelle, Frequenzbandbezeichnung im AM-Band
LHCP	Left Hand Circular Polarization, linksdrehende zirkulare Polarisation
log	Bezug auf logarithmische Spirale
LW	Langwelle, Frequenzbandbezeichnung im AM-Band
MW	Mittelwelle, Frequenzbandbezeichnung im AM-Band
PIFA	Planar Inverted F-Antenna
RHCP	Right Hand Circular Polarization, rechtsdrehende zirkulare Polarisation
SL	Slot Line, Schlitzleitung
TEM	Transversal elektromagnetische Welle
TSA	Tapered Slot Antenna, getaperte Schlitzantenne
TV	Television, Fernsehen
UKW	Ultra-Kurzwelle, Frequenzbandbezeichnung im FM-Band
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System, zukünftiger Mobilfunkstandard
vert	Vertikal, vertikale Polarisation

Lateinische Symbole

I	Strom, Stromstärke
N, M	ganze Zahlen, Anzahl der Spiralarms und der Moden
S, S_{ik}	Streu-(S)-Parameter
U	Spannung
Z, \underline{Z}	Impedanz, real und komplex
Z_0	Freiraumwellenwiderstand
Z_c	charakteristische Impedanz einer Leitung
a	Steigungskoeffizient einer Spirale

c	Lichtgeschwindigkeit
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum $c_0 = 2,997925 \cdot 10^8$ m/s
d	Substratstärke, Dicke
f	Frequenz
f_{min}	untere Grenzfrequenz
$f_{min,theo}$	theoretische untere Grenzfrequenz der Scheibenspirale
$f_{min,ext}$	tatsächliche untere Grenzfrequenz der Scheibenspirale
$f_{min,1,2,3}$	untere Grenzfrequenzen der Vierarmspirale in der 1., 2., und 3. Mode
$f_{min,1mod}$	untere Grenzfrequenz der Vierarmspirale in der modifizierten Mode 1
$f_{min,ter}$	untere Grenzfrequenz der Vierarmspirale mit der terrestrischen Mode
$f_{min,sat}$	untere Grenzfrequenz der Vierarmspirale mit der Satellitenmode
n, m	ganze Zahlen
r	Radius einer Struktur (meist zur Beschreibung der Spirale)
s	Abstand, Strecke, Schlitzbreite
w	Weite, Innenleiterweite der Koplanarleitung

Griechische Symbole

Δx	Änderung des Wertes x
ϵ_0	absolute Permittivität, Dielektrizitätskonstante
ϵ_r	relative Permittivität, Dielektrizitätszahl
φ	Azimutwinkel und Positionswinkel
ϕ	Phasenwinkel
μ_0	absolute Permeabilität
μ_r	relative Permeabilität
λ	Wellenlänge
ϑ	Elevationswinkel
τ	geometrisches Verhältnis bei logarithmisch-periodischen Antennen
ω	Kreisfrequenz $2\pi f$

Indizes

CPW	Coplanar Waveguide, koplanare Leitungsgeometrie und Modenbezeichnung
-------	---

<i>CSL</i>	Coupled Slotlines, Bezeichnung für Ausbreitungsmoden auf Koplanarleitung
<i>SL</i>	Slotline, Schlitzleitung
<i>c</i>	charakteristischer Wert
<i>eff</i>	Effektivwert
<i>max</i>	Maximalwert
<i>min</i>	Minimalwert
<i>r</i>	Relativwert
<i>sat</i>	auf Satellitendienste bezogen
<i>ter</i>	terrestrisch

Mathematische Symbole

<u><i>A</i></u>	komplexe Zahl
-----------------	---------------

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Kraftfahrzeugantennen

Kraftfahrzeugantennen gibt es nahezu schon seit den Anfängen des Hörrundfunks. Sie unterliegen allerdings gerade heute einem starken Wandel an Anforderungen. Die ersten Antennen waren vor Jahrzehnten Antennen für den Rundfunkempfang. Da Autofahrer Kommunikationsdienste nutzen wollen, gab es bereits in den fünfziger Jahren die ersten Autotelefone, die überhaupt die ersten Mobiltelefone waren [Fuj94]. In der Bundesrepublik wurde das sogenannte A-Netz als analoges Versuchsnetz 1958 in Betrieb genommen, das bis 1977 zur Verfügung stand [Rot95] und von dem analogen B-Netz und C-Netz abgelöst wurde. Erst 1991 wurde der zellulare digitale Mobilfunkdienst D-Netz nach dem GSM-Standard (*Global System for Mobile Communications*) eingeführt. Da hierdurch sowohl die Kapazität gesteigert wurde, als auch der Preis für Ausrüstung und Gebühren gesunken ist, haben dieser Funkdienst und seine Nachfolger wie E-Netz eine starke Verbreitung gefunden. In Zukunft wird dieser Trend durch neue Mobilfunkstandards wie UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) noch verstärkt werden. Neben dem Mobilfunk ist in den sechziger Jahren die Satellitennavigation mit dem ersten U.S.-System NNSS hinzugekommen. Seit den neunziger Jahren erfährt die Satellitennavigation mit GPS (*Global Positioning System*) eine starke Verbreitung vor allem im Kraftfahrzeugbereich.

In Zukunft sind weitere Funkdienste, sowohl Mobilfunk als auch Navigation und Rundfunk über Satellit, geplant. Hierzu gehören Satelliten-UMTS, Satellitenradio (z.B. Sirius) und weitere Informationsdienste über Satellit. Diese Dienste sollen möglichst alle im Kraftfahrzeug der Zukunft verfügbar sein.

Damit nähert sich das Auto den Begriffen „rollendes Multimediazentrum“ oder „rollendes Büro“, in dem Kommunikation, Datenaustausch und Informationszugang möglich sind.

Abgesehen von den oben erwähnten Funkdiensten ist auch eine starke Zunahme von weiteren drahtlosen Einrichtungen im Kraftfahrzeug zu erwarten. Hierzu gehören Sensoranwendungen wie Straßenzustandserkennungsradar, Geschwindigkeitsradar, Abstandswarnradar, Einparkhilfe, berührungsloser Zugang zum Fahrzeug oder auch Fahrzeuginnenraumkommunikation wie die Auslösung von Airbags.

Alle oben genannten Dienste und Sensoranwendungen benötigen Antennen. Es ist offensichtlich, dass die bisherige Antennentechnologie im Kraftfahrzeug für die große Zahl an Funkdiensten und drahtlosen Sensoranwendungen nicht mehr ausreicht, schon allein aufgrund der Anzahl der benötigten Antennen und des dazugehörigen Verkabelungsaufwandes. Hier gewinnen zunehmend Multiband- und Breitbandantennen an Bedeutung. Da Kraftfahrzeuge nicht nur Transportmittel sind, sondern häufig Prestigeobjekte oder Designerstücke darstellen, muss auch die Ästhetik des Fahrzeugs beachtet werden. Das bedeutet, dass vom Fahrzeug abstehende Antennen in der Zukunft vermieden und die Antennen in das Fahrzeug integriert werden müssen.

Die vorliegende Arbeit, in der für den Kraftfahrzeugbereich neuartige Antennen entwickelt werden, die auf frequenzunabhängigen Konzepten basieren, stellt einen Beitrag zu dieser Entwicklung dar. Die hier gezeigten Antennen, die auf Spiralantennenstrukturen aufbauen, weisen neben sehr hoher Bandbreite zur Abdeckung zahlreicher Funkdienste auch die erforderliche geometrische Form zur konformen Integration ins Kraftfahrzeug auf und stellen damit einen möglichen Ersatz für die zahlreichen Einzelantennen dar.

In diesem Kapitel werden im Folgenden zunächst die Anforderungen an moderne Kraftfahrzeugantennen erläutert, bevor im darauf folgenden Abschnitt die gegenwärtige Antennentechnologie, deren Grenzen und mögliche Lösungsansätze aus der aktuellen Forschung beschrieben werden. Der letzte Abschnitt dieser Einleitung stellt den eigenen neuartigen Lösungsansatz zu diensteintegrierenden Antennen vor und erläutert den Aufbau dieser Arbeit.

1.2 Anforderungen

Die Anforderungen, die an eine moderne Kraftfahrzeugantenne gestellt werden, entstammen aus gänzlich verschiedenen Bereichen. Zum einen gelten bestimmte elektrische Anforderungen, welche die Funktion der Antenne bei den verschiedenen Funkdiensten garantieren, zum anderen sind die Anforderungen

aus dem Kraftfahrzeugdesignbereich hinsichtlich Geometrie, Größe, Stabilität, Integrierbarkeit und Kosten der Antenne zu berücksichtigen.

1.2.1 Elektrische Anforderungen

Die Hauptanforderung an die in dieser Arbeit zu entwickelnde Antenne ist die große Bandbreite. Die Antenne soll möglichst viele der in Tabelle 1.1 aufgezeigten Dienste gleichzeitig abdecken. Diese Dienste umfassen Kommunikations-, Navigations- und Rundfunkdienste, die zum Teil auch nur auf einzelne Länder beschränkt sind. Die angegebenen Frequenzen sind für den privaten Nutzer im Kraftfahrzeug maßgeblich, während manche Funkdienste im Gesamten ein größeres Frequenzband benutzen, wie z.B. GPS. Je nach Land kann diese Liste ergänzt werden (z.B. ehemaliges sowjetisches Navigationssystem GLONASS). Ferner sind ständig neue Dienste im Entstehen (z.B. europäisches kombiniertes Satellitennavigations- und -kommunikationssystem Galileo).

Durch die große Anzahl zu unterstützender Funkdienste ergibt sich die Forderung an die Antenne, über eine große Bandbreite sowohl Anpassung als auch die entsprechende Richtcharakteristik aufzuweisen. An die Eingangsanpassung werden die höchsten Anforderungen bei Mobilfunkdiensten gestellt, da hier auch gesendet werden muss. Anpassungen von besser als -10 dB werden als ausreichend eingestuft. Die Verluste der Antenne sollen über den gesamten gewünschten Frequenzbereich möglichst gering gehalten werden.

Zur Beschreibung der geforderten Richtcharakteristiken wird das in Bild 1.1 gezeigte sphärische Koordinatensystem verwendet, das in der gesamten Arbeit gilt. Zur Beschreibung der Polarisationszustände wird für E_ϑ , d.h. für die Polarisation in ϑ -Richtung, der Begriff „vertikal“ und für E_φ der Begriff „horizontal“ verwendet, obwohl nach dieser Bezeichnung die „vertikale“ Polarisation auch horizontale Polarisationskomponenten enthält. Für die praktische Beschreibung von Charakteristiken für terrestrische Dienste ist diese Bezeichnung allerdings naheliegender. Das im Späteren häufig verwendete Achsverhältnis der zirkularen Polarisation gibt das Verhältnis von großer zu kleiner Halbachse der Polarisationsellipse an [Bal97]. Ein Achsverhältnis von 1 (0 dB) entspricht damit reiner zirkularer Polarisation.

Die in Tabelle 1.1 angegebenen Dienste lassen sich in terrestrische und in Satellitendienste unterscheiden. Hieraus ergeben sich an die Richtcharakteristik folgende Anforderungen:

Bei den terrestrischen Diensten ist aufgrund der Mobilität des Kraftfahrzeugs immer eine omnidirektionale Richtcharakteristik im Azimut notwendig. Die Polarisation ist bei zahlreichen Diensten linear vertikal mit wenigen Ausnahmen wie bei FM. Die ideale Richtcharakteristik entspricht der eines $\lambda/2$ -

Dienst	Frequenz in MHz	Richtcharakteristik	Tx	Rx
LW	0,15 – 0,29	ter.	-	X
MW	0,52 – 1,61	ter.	-	X
KW	2,3 – 26,1	ter.	-	X
UKW	88 – 108	ter.	-	X
TV analog	47 – 68 174 – 230 470 – 862	ter.	-	X
DAB I (Kanal 12)	174 – 240	ter.	-	X
DVB-T	470 – 862	ter.	(X)	X
AMPS	824 – 894	ter.	X	X
GSM900	890 – 960	ter.	X	X
DAB II (L-Band)	1452 – 1492	ter.	-	X
DAB-S	1467 – 1492	sat.	-	X
GPS	1574 – 1577	sat.	-	X
Globalstar	1616 – 1627 2483 – 2500	sat.	X	X
ICO	1616 – 1627 2483 – 2500	sat.	X	X
GSM1800	1710 – 1880	ter.	X	X
GSM1900	1850 – 1990	ter.	X	X
DECT	1880 – 1900	ter.	X	X
UMTS	1885 – 2200	ter. (& sat.)	X	X
CD-Radio	2320 – 2332	sat.	-	X
XM-Sat-Radio	2332 – 2345	sat.	-	X

Tabelle 1.1: Die geforderten Dienste und deren Eigenschaften (ter.: terrestrisch; sat.: Satellit; Tx: Senden; Rx: Empfangen)

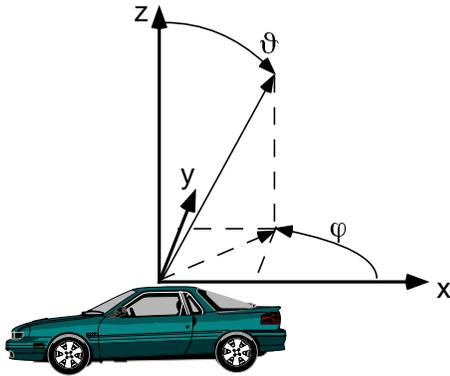


Bild 1.1: Definition des Koordinatensystems

Dipolstrahlern mit Hauptstrahlrichtung parallel zum Boden und einer nicht zu schmalen Halbwertsbreite, um z.B. bei GSM900 Verbindungen zu Basisstationen sowohl in weiter Entfernung bei einer Elevation von $\vartheta \approx 90^\circ$ als auch in der Nähe bei Elevationen von $\vartheta = 60^\circ - 70^\circ$ zu ermöglichen und um eine eigene eventuelle Neigung des Fahrzeugs auszugleichen.

Für Satellitendienste ist eine directionale Richtcharakteristik mit Hauptstrahlrichtung zum Zenit oder leichter Abweichung bis zu $\vartheta = 30^\circ$ notwendig. Die Polarisation ist im Allgemeinen zirkular, bei GPS im Speziellen rechtszirkular. Da insbesondere bei GPS und anderen Navigationssystemen mehrere Satelliten empfangen werden müssen und die Position nicht bekannt ist, muss der Bereich vom Zenit ($\vartheta = 0^\circ$) bis zu einer Elevation von etwa $\vartheta = 70^\circ$ unter Berücksichtigung eventueller Neigungen des Fahrzeugs abgedeckt werden.

Für satellitengestützte und terrestrische Dienste ergeben sich also unterschiedliche Anforderungen an die Richtcharakteristik der Antenne. Hierzu gibt es prinzipiell drei Lösungsmöglichkeiten. Erstens ist das eine einzelne Richtcharakteristik für terrestrische und Satellitendienste, zweitens sind dies zwei getrennt schaltbare Richtcharakteristiken und drittens sind das zwei gleichzeitig und unabhängig voneinander erzeugbare Richtcharakteristiken. Der erste Fall hat den Nachteil einer sehr breiten Richtcharakteristik mit niedrigem Gewinn, die eine richtungsabhängige Polarisation aufweisen muss. Der zweite Fall erlaubt nur den Empfang von Satellitendiensten oder nur von terrestrischen Diensten gleichzeitig, während der dritte Fall die größte Flexibilität bietet. Die gewünschten Richtdiagramme sind in Bild 1.2 skizziert. Dabei soll idealerweise für terrestrische Dienste lineare Polarisation und für Satellitendienste zirkuläre Polarisation vorhanden sein.

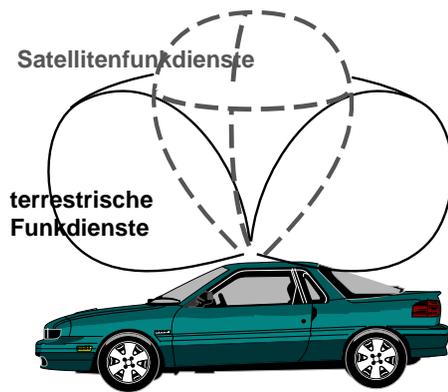


Bild 1.2: Gewünschte Richtdiagramme

1.2.2 Sonstige Anforderungen

Neben den Rahmenbedingungen bezüglich elektrischer Eigenschaften werden bei Kraftfahrzeugantennen sehr hohe Anforderungen an das mechanische Antennendesign gestellt. Einen sehr großen Einfluss hat hier die Ästhetik der Antenne am Kraftfahrzeug, da das Aussehen eines Fahrzeugs wesentlich die Kaufentscheidung eines Kunden bestimmt. Die Antenne sollte möglichst nicht sichtbar sein. Ein weiterer Punkt ist die Aerodynamik und mechanische Stabilität der Antenne. Eine neue Antenne sollte nicht wie ein Stabstrahler starkem Wind oder Vandalismus ausgesetzt sein. Diese Punkte sprechen alle für eine konforme Integration der Antenne in die Karosserie oder in die Scheibe. Höhen von 2 cm bis maximal etwa 4 cm werden in der Kraftfahrzeugindustrie noch akzeptiert. Die Ausdehnung sollte maximal 10 cm – 20 cm nicht überschreiten, aber auch Durchmesser von 40 cm sind noch möglich, sofern der Platz im Dach, im Kofferraumdeckel oder im Fenster hierfür vorhanden ist. Es kann davon ausgegangen werden, dass mit der Anzahl der abgedeckten Funkdienste und der Leistungsfähigkeit der Antenne auch die Größe der akzeptierten Abmessungen der Antenne steigt.

Eine weitere Anforderung ist der Preis der Antenne. Hier soll aufgrund der Massenproduktion eine preiswerte Lösung sowohl bezüglich der Herstellung als auch des Materials eingesetzt werden. Spezielle Hochfrequenzsubstratmaterialien für große Flächen scheidet damit aus. Die Fertigung muss konstruktions-technisch einfach durchführbar sein.

Beurteilung der Antenne

Zur Beurteilung der Antenne und der Einhaltung der Anforderungen muss die neue Antenne mit konventionellen Antennen verglichen werden. Die elektrische Leistungsfähigkeit der neuen Antenne darf nicht wesentlich unter der Leistungsfähigkeit der bisherigen Einzelantennen liegen. Über das Erreichen der elektrischen Spezifikationen und über die Leistungsfähigkeit der Antenne entscheiden letztendlich nicht nur die gemessenen Daten wie Anpassung, Gewinn und Richtcharakteristik im Vergleich zu den konventionellen Antennen. Da sich diese Kennwerte abhängig vom Einbauort im Fahrzeug ändern und auch abhängig von der nahen Umgebung sind (z.B. benachbarte Fahrzeuge), müssen für eine zuverlässige Aussage vor allem die Ergebnisse von Testfahrten, bei denen konventionelle Antennen mit der neuen Antenne verglichen werden, ausgewertet werden. Dabei werden die Empfangs- und Verbindungsqualitäten bei den verschiedenen Diensten beurteilt.

1.3 Stand der Technologie und aktuelle Forschungstrends

Dieser Abschnitt beschreibt die konventionelle Antennentechnologie am Fahrzeug sowie aktuelle Forschungsthemen, die sich mit der Weiterentwicklung der bisherigen Technologie oder eventuellen Neuentwicklungen beschäftigen. Diese kurze Übersicht stellt das Umfeld des neuartigen Lösungsansatzes im folgenden Abschnitt dar. Dabei werden die wichtigsten Technologien wie Stabantennen, Scheibenantennen, Planarantennen und Diversity-Techniken erläutert.

Stabantennen

Die ersten Antennen für Rundfunkempfang und Kommunikation am Kraftfahrzeug, die auch heute noch weit verbreitet sind, waren Stabantennen wie Viertelwellenlängen- $(\lambda/4)$ -Monopole, Halbwellenlängen- $(\lambda/2)$ -Dipole oder stark verkürzte Versionen hiervon. Diese Antennen haben alle die für den mobilen Einsatz notwendige omnidirektionale Richtcharakteristik. Sie stellen die einfachste Art einer rundstrahlenden Antenne dar. Die vertikale Polarisation der Monopolantenne ist insbesondere geeignet für Mobilfunkdienste wie GSM. Für den Empfang von AM- und FM-Rundfunk, der horizontal polarisiert ausgestrahlt wird, wird die Antenne unsymmetrisch am Heck, am Kotflügel oder schräg auf dem Dach angebracht. Das daraus resultierende Richtdiagramm ist zwar nicht mehr ideal omnidirektional, aber dennoch liefert die Antenne aufgrund der guten Versorgungsqualität zufriedenstellende Signale.

Beim Empfang von AM-Rundfunksignalen im Bereich von 150 kHz bis 26 MHz (Lang-, Mittel- und Kurzwelle) bei Wellenlängen von über 50 m ist der Stabstrahler elektrisch sehr kurz. Deshalb muss hier die Antenne mit dem Empfänger direkt abgestimmt werden [Rot95] oder es wird ein abgestimmter Verstärker zwischengeschaltet, was zum Konzept der aktiven Antenne führt [Lin94b]. Diese Technologie wird seit 1982 serienmäßig am Kraftfahrzeug eingesetzt und ermöglicht es unter anderem, elektrisch kleine Antennen oder Antennen mit geringer Empfindlichkeit an elektrisch ungünstigen Einbauorten zu realisieren.

Grundsätzlich sind diese Antennen einbandig, das heißt bei nur einer Frequenz resonant oder bei nur einer Frequenz angepasst. Mehrbandige Ausführungen können beispielsweise durch das Anbringen von Lastspulen erreicht werden [Fuj94].

Der Stabantenne ähnlich, aber eine andere Funktionsweise aufweisend, sind Helix- oder Wendelantennen mit direktonaler, zirkular polarisierter Richtcharakteristik für Satellitenkommunikation [Shi94]. Diese Antennen werden allerdings nicht standardmäßig am Fahrzeug eingesetzt.

Aufgrund der idealen Richtcharakteristik der Stabantenne für terrestrische Dienste gibt es zu dieser Antenne aktuelle Forschungsaktivitäten, insbesondere zur Höhenreduktion und Bandbreiterweiterung. Zur Höhenreduktion eignen sich das Einbringen von Dachkapazitäten [Sim99, McL99], das Einbringen von Lastspulen und die Mäander- oder Helixbildung [Won86, Ali95, Ali96, Haa96] der Antenne. Allerdings kann beispielsweise bei GSM900 eine Höhenreduktion von ungefähr 9 cm auf 2 cm mit der notwendigen Bandbreite und ohne den Einsatz von aktiven Bauelementen nicht erreicht werden.

Scheibenantennen

Die seit vielen Jahren eingesetzten Scheibenantennen erfüllen die Forderung der Autoindustrie nach besserer Ästhetik und mehr Stabilität. Die Drahtstrukturen sind entweder z.B. mit der Heckscheibenheizung kombiniert oder liegen getrennt davon in der Heck- oder Frontscheibe. Die empfangenen Signalpegel sind gegenüber Stabantennen deutlich geringer, unter anderem wegen der nicht-omnidirektionalen Richtcharakteristik. Deshalb werden seit 1984 fast ausschließlich aktive Scheibenantennen eingesetzt [Lin94b]. Dies eröffnet auch die bereits realisierte Möglichkeit, die konventionellen Rundfunkdienste mit GSM zu kombinieren.

In die Stoßfänger integrierte Draht- oder Stabstrukturen für Rundfunk- und Mobilfunkdienste werden heute ebenfalls serienmäßig am Kraftfahrzeug eingesetzt [Hir00]. Auch diese Antennen weisen wie Scheibenantennen niedrigen

Empfangspegel auf und werden daher aktiv ausgeführt.

Planare Antennen

Mit dem Aufkommen von neuen Funkdiensten wie GSM, GPS oder DAB, die bei höheren Frequenzen arbeiten und teilweise bestimmte Richtdiagramme benötigen, sind auch planare Antennen am Kraftfahrzeug zum Einsatz gekommen. Hierzu gehören Mikrostreifenleitungsantennen (*microstrip antennas*) und Schlitzantennen oder nahezu planare Antennen, wie die PIFA (*planar inverted F-antenna*). Diese Antennen haben den Vorteil, dass sie flach oder nahezu flach ins Fahrzeug integriert werden können, wobei die Karosserie als Massemetallisierung fungieren kann. Microstrip-Antennen machen für Rundfunk- oder TV-Empfang wenig Sinn, da sie hierfür zu groß sind. Häufig werden sie für den GPS-Empfang eingesetzt [Hir00, Shi94], da sie aufgrund des nahezu hemisphärischen Richtdiagramms, der zirkularen Polarisierung und der geringen Bandbreite hierfür geeignet sind. Für breitbandigere Dienste müssen die Strahlerelemente modifiziert werden, insbesondere bei terrestrischen Diensten für ein omnidirektionales Richtdiagramm. Hier wird, wie bei der Dualbandantenne für GSM900 und GPS aus [Bas95], anstelle von Substrat Luft benutzt und das Patch-Element mehr als 1 cm über der Massefläche angebracht und mittig mit einem Koaxialkabel gespeist.

Die PIFA ist eine Abwandlung der invertierten L-Antenne, die bei kleiner Größe relativ breitbandig ist und nahezu hemisphärisch abstrahlt. Sie wird häufig in mobilen Handtelefonen eingesetzt. Bei [Hir00] ist diese Antenne mit Schlitzlöchern für dualbandigen Betrieb für GSM900 und GSM1800 modifiziert, während in [Kro99] die PIFA in der Form und mit Schlitzlöchern modifiziert wird, dass dreibandiger Betrieb bei GSM900, GSM1800 und GPS erreicht wird. Die Antenne hat eine Höhe von etwa 2 cm und ist damit auch sehr flach auf oder in die Karosserie einzubringen.

Microstrip-Antennen für den mobilen Satellitenfunkempfang wie Fernsehen bei 12 GHz existieren ebenfalls. Diese müssen allerdings nachgeführt werden und werden deshalb hauptsächlich nur im Stillstand, z.B. im Wohnwagen eingesetzt.

Das Themengebiet der planaren Antennen für Kraftfahrzeuganwendungen wird auch heute noch intensiv bearbeitet. Hierzu gehören hauptsächlich Untersuchungen zur Bandbreitenerweiterung und Mehrbandigkeit. In [Poz95, Zür95, Ros93, Kat87] werden Möglichkeiten aufgezeigt, wie die Bandbreite von Microstrip-Antennen meist durch Verwenden von niederpermittiven, dicken Substraten erhöht werden kann. Hier ist etwa bis maximal 20% Bandbreite erreichbar, die gerade für einen breitbandigen Dienst ausreicht, aber nicht

für mehrere. Höhere Bandbreiten werden in zahlreichen Veröffentlichungen [Kum84, Kum85, Löf99, Smi87, Ton95] beschrieben, die durch Übereinanderschichten von zwei Patch-Lagen (sogenannte *stacked patches*) oder durch nebeneinander Anordnen von Patches erreicht werden, was jedoch die Ausdehnung vergrößert. Allerdings reichen selbst die hiermit erzielbaren Bandbreiten von bis zu 40% für die Abdeckung mehrerer Funkdienste nicht aus. Patch-Antennen mit Multibandfähigkeit können erreicht werden durch Anbringen von Bauelementen am Patch-Element [Dav85, Dan95a, Dan95b], durch Einbringen von Schlitzten in die Patch-Fläche [SH93b, Mac93, SH93a, Mac95, Sze99] oder durch Schichten mehrerer Patch-Lagen für verschiedene Resonanzen [Lon79, Dah87]. Für PIFA-Antennen wird die Möglichkeit zur Mehrbandigkeit ebenfalls untersucht [Tag87, Jen94, Vir95, Nak98, Son99]. Durch diese Maßnahmen werden bis zu drei oder vier verschiedene Frequenzen abgedeckt. Für die Abdeckung aller geforderten Dienste müssten jedoch mehrere solcher Antennen verwendet werden. Die gerichtete Richtcharakteristik ist ungünstig für terrestrische Dienste, weshalb hierfür die Antennen modifiziert werden müssen. Beispiele hierfür sind die in [Bas95] vorgestellte Dualband-Antenne und die in [Gsc97] behandelte Antenne mit vier rotationssymmetrisch angeordneten Speiseschlitzten. Aufgrund der geeigneten Richtcharakteristik für Satellitendienste wird diese Antenne für schwenkbare Arrays [Gsc98, Kar99] für Satellitennavigation und -kommunikation am Fahrzeug untersucht, ist aber weit von der Serienreife entfernt.

Fraktalantennen

Fraktalantennen gehören nicht zur gegenwärtig eingesetzten Technologie am Kraftfahrzeug, werden aber aktuell häufig aufgrund der möglichen Breitbandigkeit und Größenreduktion untersucht. Im Gegensatz zu fraktalen Arrays mit Ausdehnungen von mehreren Wellenlängen [Yan99] sind nur fraktale Elemente für den Einbau am Fahrzeug interessant. Die Elemente wie fraktale Dipole [Coh98, Coh99] oder Sierpinski-Monopole [Pue96b, Pue98, Nav99] weisen die Grundresonanz bei minimal der halben Grundresonanzfrequenz des normalen Dipols oder Monopols auf. Eine stärkere Verkürzung wie beim Monopol mit Mäandrierung oder kapazitiver Belastung ist damit nicht möglich. Die Breitbandigkeit oder nahezu Frequenzunabhängigkeit tritt erst bei Vielfachen der unteren Resonanzfrequenz auf. Ein ähnliches Verhalten bezüglich der unteren Resonanzfrequenz und der Bandbreite weisen auch zufällig gewachsene Monopolstrukturen auf [Pue96a, Wer99, Sin99].

Diversity

Eine Antennentechnologie, bei der mehrere (beliebige) Antennen geeignet zusammengeschaltet werden, ist das sogenannte Antennen-Diversity, welches bei AM- und FM-Empfang am Kraftfahrzeug bereits standardmäßig angewandt wird (in Deutschland seit 1989). Diese Technologie ermöglicht den Einsatz von Einzelstrahlern mit nicht omnidirektionaler Richtcharakteristik bzw. reduziert Auslöschungseffekte durch Mehrwegeausbreitung. Hierbei wird zwischen mehreren an verschiedenen Orten angebrachten Einzelstrahlern umgeschaltet bzw. werden die empfangenen Signale so kombiniert, dass sich ein guter Empfang einstellt.

In diesem Bereich gibt es auch heute noch Forschungsaktivitäten. Das Anbringen mehrerer Antennen an einem Ort trotz Korrelation zwischen den Strahlern erfährt hier Interesse [Lin99, Rei99] ebenso wie die Anwendung des Diversity-Prinzips bei Sendebetrieb (z.B. bei GSM [Lin97, Kro98]).

Eine Erweiterung erfährt die Diversity-Technik im aktuellen Forschungsgebiet der MIMO-Systeme (*multiple-in multiple-out*), bei denen sowohl mehrere Sende- als auch mehrere Empfangsantennen zur Kapazitätssteigerung verwendet werden [Cat99, Bur00].

Die Bandbreite der Antennen wird durch Antennen-Diversity nicht beeinflusst.

Sensorik

Neben der Antennentechnik für Rundfunk, Mobilfunk und Navigation am Kraftfahrzeug existiert das im Wachsen begriffene Technologie- und Forschungsgebiet der Sensorantennen. Anwendungen hierbei sind unter anderem berührungsloser Zugang zum Kraftfahrzeug, Gebührenerfassung und Radaranwendungen für Abstandswarnung, Straßenzustandserkennung, Einparkhilfe und Geschwindigkeitsmessung. Die hier angewandten und untersuchten Antennentypen variieren sehr stark aufgrund der unterschiedlichen Anforderungen. Es werden beispielsweise magnetische Ringantennen, Planarantennen, Linsenantennen und zahlreiche weitere Antennentypen eingesetzt.

1.3.1 Problemstellung

Die obige kurze Übersicht zeigt die Möglichkeiten und Grenzen der gegenwärtigen Antennentechnologie und Forschung. So sind prinzipiell alle Antennentypen resonante Antennen, die für eine oder mehrere Frequenzen abgestimmt sind. Bandbreiteerweiterungsmethoden sind auf Bandbreiten bis maximal etwa 50%

beschränkt und Maßnahmen zur Mehrbandigkeit sind auf drei bis vier Resonanzen beschränkt. Die Höhenreduktion bei Stabantennen kann nicht unbegrenzt durchgeführt werden, was auch die Forschungsergebnisse bei Fraktalantennen zeigen. Elektrisch kleine Antennen können nur als aktive Antennen ausgeführt werden und Antennen an ungünstigen Einbauorten können praktisch nur in Diversity-Szenarien eingesetzt werden.

Die Anforderungen aus Abschnitt 1.2 verlangen hingegen möglichst wenige oder nur eine Antenne für möglichst viele Dienste, die entsprechenden Richtcharakteristiken für terrestrische und Satellitendienste und die möglichst konforme und kostengünstige Integration in das Fahrzeug. Die gewünschten Richtcharakteristiken können zwar mit der bisherigen Antennentechnologie am Fahrzeug erzeugt werden, auch ist der konforme Einbau bei einigen Antennentypen möglich, allerdings ist die Abdeckung der verschiedenen Dienste bei verschiedenen Frequenzen mit einer Antenne bisher praktisch unmöglich.

1.4 Lösungsansatz und Aufbau der Arbeit

Im Gegensatz zur konventionellen Antennentechnologie am Fahrzeug mit resonanten und damit in der Bandbreite eingeschränkten Antennen wird in dieser Arbeit die Einsatzmöglichkeit von sogenannten frequenzunabhängigen Antennen demonstriert. Eine frequenzunabhängige Antenne kann theoretisch sämtliche in den Anforderungen aufgelisteten Dienste hinsichtlich des Frequenzbereiches abdecken.

Frequenzunabhängige Antennen sind Antennen, die nicht auf einzelnen Resonanzeffekten beruhen. Die frequenzunabhängige Spiralantenne oder die bikonische Antenne sind beispielsweise Wanderwellenantennen, während die frequenzunabhängige logarithmisch-periodische Antenne auf endlich vielen Resonanzen bei unterschiedlichen Frequenzen beruht.

Frequenzunabhängige Antennen, die in der Praxis höchstens Ultrabreitbandantennen sind, besitzen eine Mindestgröße abhängig von der unteren Grenzfrequenz. Deshalb muss für den Einsatz am Fahrzeug, wo kleine Abmaße der Antenne gefordert sind, eine kleine frequenzunabhängige Struktur gewählt werden. Die kleinste frequenzunabhängige Struktur ist, wie später gezeigt wird, die Spiralantenne. Zudem kann die Spiralantenne die erforderlichen Richtcharakteristiken erzeugen. Deshalb wird die Spiralantenne in dieser Arbeit für den Einsatz am Kraftfahrzeug untersucht und dient als Grundlage für die in dieser Arbeit vermessenen Demonstratorantennen.

Spiralantennen wurden bereits in den fünfziger Jahren erfunden und untersucht [Tur54, Rum57, Dys59a], jedoch meist im militärischen Bereich bei der

Peilung oder in breitbandigen Störern [Tui72, Mon73, Mor85] eingesetzt. Erst in den letzten Jahren wird diese Antenne für die Kommunikation untersucht und weiterentwickelt [Wan97a, Özd98, Ren00].

Inhalt dieser Arbeit ist die Untersuchung und Anwendung des Konzepts der Spiralantenne für den Einsatz am Kraftfahrzeug. Hierzu gehören der Einsatz von neuartigen geeigneten und einfachen Speisekonzepten bei geringen Verlusten, das Generieren der erforderlichen Richtcharakteristiken bei richtiger Polarisation, das Aufzeigen von Einbaumöglichkeiten ins Fahrzeug und die messtechnische Demonstration der Einsetzbarkeit dieser Antenne.

Bei der Untersuchung und beim Aufbau der Antennenstruktur gelten die folgenden Einschränkungen bezüglich der Anwendungen:

Es wird nicht der gesamte Frequenzbereich der Dienste in Tabelle 1.1 abgedeckt. Schwerpunktmaßiges Ziel ist es, die Funkdienste ab einer Frequenz von etwa 500 MHz (DVB-T) bzw. ab einer Frequenz von ca. 800 MHz (AMPS, GSM900) abzudecken, womit sämtliche aktuellen und zukünftigen Mobilfunkdienste, digitales Radio und Satellitendienste ab GPS-Frequenz abgedeckt sind. Die Rundfunkdienste FM/AM, die bereits gut mit der bisherigen Antennentechnologie abgedeckt werden, werden in dieser Arbeit zunächst nicht berücksichtigt.

Von der neuen Antenne werden auch keine Kommunikations-, Navigations- und Rundfunkdienste abgedeckt, die einen hohen Gewinn mit nachführbarer Richtcharakteristik erfordern wie z.B. bei Satelliten-Fernsehen bei 12 GHz oder bei INMARSAT. Diese Dienste können mobil nur mit steuerbaren Antennen abgedeckt werden.

Sensoranwendungen am Fahrzeug werden von der neuen Antenne ebenfalls nicht erfasst. Diese Anwendungen bedingen spezielle Anforderungen bezüglich der Richtcharakteristik mit geringen Halbwertsbreiten, hoher Polarisationsreinheit und hohem Gewinn. Ebenso reichen die Anwendungen vom kHz- und MHz-Bereich bis in den Millimeterwellenbereich über 70 GHz. Hier müssen die Antennen für jeden Dienst separat optimiert werden.

Die Arbeit ist folgendermaßen gegliedert. Zunächst wird in Kapitel 2 eine Übersicht über frequenzunabhängige Antennen und im Speziellen Spiralantennen gegeben. Die Funktionsweise dieser Antennen wird an Beispielen beleuchtet.

Da die Spiralantenne nur aus einer Leiterebene besteht, bietet es sich an, diese Antenne in die Scheibe eines Kraftfahrzeugs einzubauen. Die Problematik der Speisung, die zum Patent angemeldete Lösung hierzu, Möglichkeiten und Grenzen dieser Scheibenantenne sowie Ergebnisse von Messfahrten werden in Kapitel 3 erläutert.

Eine weitere Antenne, die bezüglich der Anforderungen aus Abschnitt 1.2

eine Erweiterung der Scheibenantenne darstellt, ist die in Kapitel 4 präsentierte vierarmige Spiralantenne mit Koplanarspeisung ohne Symmetrierung und mit reflektierendem Hohlraum für den Einsatz in der Karosserie. Die messtechnische Charakterisierung dieser Antenne sowohl als isolierte Antenne als auch in eingebautem Zustand und Ergebnisse von Messfahrten zeigen die Leistungsfähigkeit dieser Antenne.

Kapitel 2

Spiralantennen

Spiralantennen sind bei unendlicher Ausdehnung theoretisch frequenzunabhängige Antennen. Deshalb werden in diesem Kapitel zunächst die Prinzipien frequenzunabhängiger Strukturen und frequenzunabhängige Antennen im Allgemeinen dargestellt und gezeigt, dass Spiralantennen die kleinsten frequenzunabhängigen Strukturen sind. Daraufhin werden Spiralantennen in verschiedenen Formen mit unterschiedlichen Speisungen sowie der Einfluss der Massefläche und eines Dielektrikums untersucht. Daraus ergeben sich dann in den folgenden Kapiteln die gewählten Antennenformen für den Einbau in die Scheibe oder in die Karosserie.

2.1 Prinzipien frequenzunabhängiger Antennen

Für die Frequenzunabhängigkeit von Antennen gibt es drei verschiedene Prinzipien. Das sind

- das Prinzip der winkelkonstanten Antenne,
- das daraus ableitbare Prinzip der logarithmisch-periodischen Antenne,
- und das Prinzip der Selbstkomplementarität.

Die Frequenzunabhängigkeit bei winkelkonstanten und bei logarithmisch-periodischen Antennen bezieht sich nur auf die Strahlungseigenschaften der Antenne, während sich das Prinzip der Selbstkomplementarität nur auf die Eingangsparameter der Antenne wie Impedanz und Anpassung bezieht.

Tatsächliche Frequenzunabhängigkeit ergibt sich bei allen Prinzipien nur bei unendlicher Ausdehnung der Antenne, während bei endlich ausgedehnten realen Antennen der Arbeitsbereich oder der „frequenzunabhängige“ Bereich durch die größte und kleinste Abmessung der Antennenstruktur eingeschränkt ist. Innerhalb dieses Bereiches treten allerdings die für Frequenzunabhängigkeit typischen Eigenschaften auf. Im Folgenden wird deshalb auch bei realen Antennen von „frequenzunabhängigen Antennen“ gesprochen. Die drei Prinzipien werden im Folgenden erläutert.

2.1.1 Winkelkonstante Antennen

Winkelkonstante Antennen sind Antennen, deren Geometrie nur durch Winkel beschrieben wird, wie z.B. die bikonische Antenne. Diese Antennen werden nur durch ihren Öffnungswinkel beschrieben und sind damit vollständig definiert, da sie eine unendliche Ausdehnung besitzen. Diese Antennen bilden sich bei einer Skalierung auf sich selbst ab, wodurch sie für elektromagnetische Felder verschiedener Wellenlängen identische Randbedingungen darstellen. Hierdurch wird Frequenzunabhängigkeit der Antenne bezüglich Richtcharakteristik, Polarisation und Gewinn erreicht. Eine Erweiterung des Prinzips der winkelkonstanten Antennen wurde von Rumsey 1957 beschrieben [Rum57]. Die Struktur einer winkelkonstanten Antenne wird danach mit dem Zusammenhang

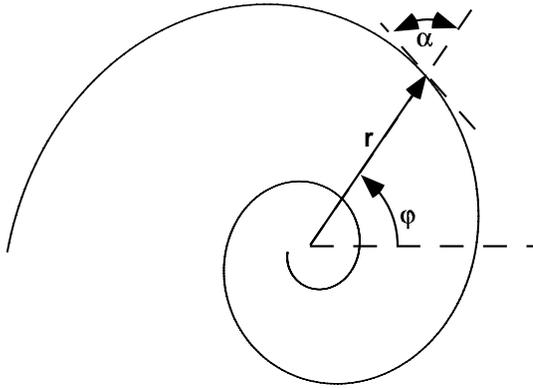
$$r(\varphi, \vartheta) = e^{a(\varphi+\varphi_0)} F(\vartheta) \quad (2.1)$$

beschrieben, wobei a der Steigungskoeffizient, r der Radius, φ der Azimutwinkel und ϑ der Elevationswinkel im sphärischen Koordinatensystem nach Bild 1.1 sind. Der Wert φ_0 ist ein fester Startwinkel und F ist eine beliebige Funktion abhängig nur von der Elevation ϑ . Bei einer planaren Struktur ($\vartheta = \text{const} = 90^\circ$) wird mit Gleichung 2.1 eine sogenannte logarithmische Spirale nach Bild 2.1 beschrieben. Der Winkel α zwischen Radius und Tangente am Spiralarm ist unabhängig vom Radius und Winkel φ , was ein Kennzeichen einer winkelkonstanten Antenne ist.

Eine Skalierung der Struktur um den Skalierungsfaktor k entspricht nach

$$kr(\varphi, \vartheta) = r(\varphi + \varphi_s, \vartheta) \quad (2.2)$$

einer Drehung um den Skalierungswinkel φ_s . Damit treten für einfallende Wellen mit unterschiedlichen Wellenlängen dieselbe Struktur und dieselben Randbedingungen auf mit dem einzigen Unterschied, dass die Struktur für die verschiedenen Wellenlängen gedreht ist. Damit sind durch Gleichung 2.1 beschriebene Strukturen frequenzunabhängig bezüglich der Strahlungseigenschaften wie Strahlungscharakteristik und Gewinn.

Bild 2.1: Logarithmische Spirale mit Radius, Positionswinkel φ und Tangente

2.1.2 Logarithmisch-periodische Antennen

Bei logarithmisch-periodischen Strukturen werden Strukturelemente ähnlich wie bei fraktalen Strukturen mit einem bestimmten sogenannten geometrischen Verhältnis τ skaliert und angeordnet. Der Wert τ ist gegeben durch

$$\tau = R_{n+1}/R_n, \quad (2.3)$$

wobei R_{n+1} und R_n die Abmessungen von zwei aufeinanderfolgenden Strukturelementen darstellen. Bei einem logarithmisch-periodischen Dipolarray beispielsweise, bei dem Dipole solche Strukturelemente darstellen, gilt dieses Verhältnis sowohl für die Längen der Dipole als auch für die Abstände zwischen den Dipolen beziehungsweise für die Abstände der Dipole vom Ursprung, wie in Bild 2.2 skizziert. Bei einer unendlich ausgedehnten logarithmisch-periodischen Struktur und bei einer Skalierung der Struktur mit dem Verhältnis τ oder einer ganzzahligen Potenz hiervon wird die Struktur auf sich selbst abgebildet. Für elektromagnetische Felder, deren Wellenlängen ebenfalls in einem Verhältnis τ^n zueinander stehen, wobei n eine ganze Zahl ist, stellt die Struktur identische Randbedingungen auf. Im Unterschied zu logarithmischen oder winkelkonstanten Antennen ist die Skalierung für die Abbildung auf sich selbst nicht beliebig, sondern festgelegt auf diskrete Verhältnisse τ^n , wodurch die Periodizität bestimmt wird. Ideale Frequenzunabhängigkeit bezüglich der Strahlungseigenschaften wird nur erreicht, wenn das Verhältnis gegen $\tau \rightarrow 1$ geht. Die Frequenzunabhängigkeit der Struktur wird angenähert, wenn das geometrische Verhältnis τ nahe bei 1 liegt, da dann die periodischen Effekte ineinander über-

gehen. Bei $\tau \neq 1$ kommt die periodische Variation der Strahlungseigenschaften mit dem Logarithmus der Frequenz stärker zum Tragen, und es kann nicht mehr von Frequenzunabhängigkeit gesprochen werden. Die Grenze zwischen Periodizität und Frequenzunabhängigkeit ist in der Praxis abhängig von den verwendeten Strukturelementen und beispielsweise deren Bandbreite sowie von den gegebenen Anforderungen an die Antenne.

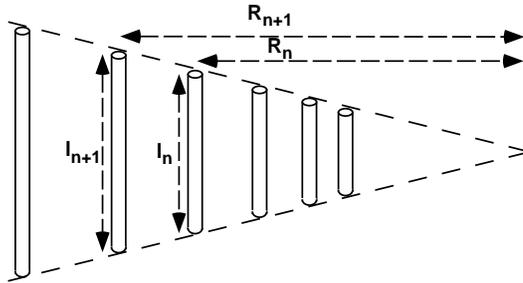


Bild 2.2: Skizze eines logarithmisch-periodischen Dipol-Arrays mit Längenangaben

Die ursprüngliche Herleitung logarithmisch-periodischer Antennen wurde von DuHamel und Isbell [DuH57] aus der Struktur der winkelkonstanten Antennen über eine konforme Abbildung vorgenommen. Die winkelkonstante Struktur wird in der komplexen \underline{w} -Ebene angegeben. Durch die Abbildungsvorschrift

$$z = \ln \underline{w} \quad (2.4)$$

werden aus *Boutie*- und Spiralstrukturen in der \underline{w} -Ebene waagerechte oder geneigte Streifen in der komplexen \underline{z} -Ebene. Durch Einbringen von periodischen Variationen in diese Streifen wie Sinusformung oder Zahnung und anschließende Rückabbildung erhält man eine sogenannte logarithmisch-periodische Struktur, bei der die logarithmisch-periodischen Diskontinuitäten zu Abstrahlung führen. Dies diente als Grundlage für logarithmisch-periodische Dipolarrays [Isb60] und ähnliche Arrays.

2.1.3 Selbstkomplementäre Antennen

Die bisherigen Prinzipien beziehen sich auf die Frequenzunabhängigkeit der Strahlungseigenschaften. Das im Folgenden erläuterte Prinzip der Selbstkomplementarität bei planaren Strukturen bezieht sich auf die Frequenzunabhängigkeit der Eingangsimpedanz bei Anlegen einer Spannung zwischen zwei Punkten auf der Struktur. Nach dem Babinet'schen Prinzip aus der Optik, das

von Booker [Boo46] für Antennen- und Hochfrequenz-Anwendungen analysiert wird, gilt für die Impedanz einer Struktur \underline{Z}_1 und die Impedanz ihrer dualen Struktur \underline{Z}_2 die Beziehung

$$\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 = (Z_0/2)^2 \quad (2.5)$$

mit dem Freiraumwellenwiderstand $Z_0 = 120\pi\Omega \approx 377\Omega$. Eine duale oder komplementäre Struktur ist eine Struktur, die identisch ist mit der originalen Struktur, wobei allerdings leitende und nichtleitende Flächen miteinander vertauscht sind. Sind die originale und die duale Struktur gleich groß, d.h. sie besitzen jeweils 50% leitende Flächen und 50% freie Flächen, und sind sie durch Spiegelung oder Drehung aufeinander abzubilden, dann sind die originale und die duale Struktur selbstkomplementär. Bild 2.3 zeigt ein Beispiel einer selbstkomplementären Struktur und deren dualer Struktur, die identisch mit dem Spiegelbild ist. Aufgrund der gleichen Geometrie sind die Impedanzen \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 identisch und es folgt damit aus Gleichung 2.5 die Eingangsimpedanz einer selbstkomplementären Struktur, die zu

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = Z_0/2 \approx 188\Omega \quad (2.6)$$

bestimmt wird.

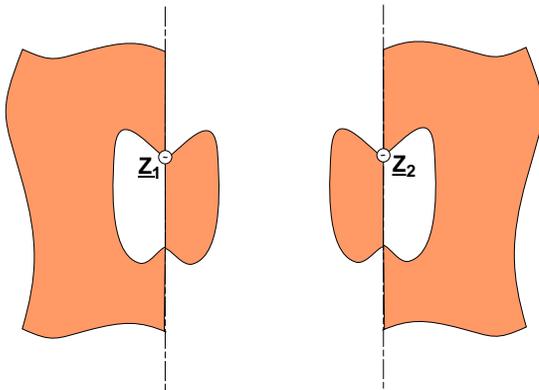


Bild 2.3: Skizze einer selbstkomplementären Struktur mit eingezeichneter Spannungsquelle und ihre duale Struktur mit Spannungsquelle

In Gleichung 2.6 tritt die Frequenz nicht auf. Damit ist die Eingangsimpedanz frequenzunabhängig. Die Struktur muss allerdings ebenfalls wie bei winkelkonstanten und logarithmisch-periodischen Antennen unendlich ausgehend sein. Aufgrund der Endlichkeit realer Strukturen ist der Frequenzbereich,

abhängig von der Geometrie der Struktur, eingeschränkt. Die Struktur muss groß genug sein, damit die komplette eingespeiste Leistung abgestrahlt werden kann, ohne die Begrenzung der Struktur zu erreichen. Die Impedanz aus Gleichung 2.6 gilt nur für unendlich dünne planare selbstkomplementäre Strukturen im Freiraum. Für Strukturen in einem anderen Medium gilt anstatt des Freiraumwellenwiderstandes Z_0 der Wellenwiderstand des Mediums, gegeben durch

$$\underline{Z} = \sqrt{\frac{\mu_0 \underline{\mu}_r}{\varepsilon_0 \underline{\varepsilon}_r}} = Z_0 \sqrt{\frac{\underline{\mu}_r}{\underline{\varepsilon}_r}} \quad (2.7)$$

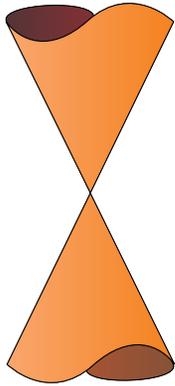
mit den absoluten und relativen Permeabilitäten und Permittivitäten μ_0 , $\underline{\mu}_r$, ε_0 und $\underline{\varepsilon}_r$. Selbstkomplementäre Strukturen können auch als sogenannte Mehr-tore ausgeführt sein. Die Theorie hierzu wird in [Mus59, Des59] beschrieben. Die Impedanzen hängen dabei von der Anzahl der Tore und von der Phasenbeziehung der Tore zueinander ab. Selbstkomplementäre Antennen zeigen nur bezüglich der Eingangsimpedanz eine Frequenzunabhängigkeit. Die Strahlungseigenschaften sind nicht zwangsläufig frequenzunabhängig.

Eine frequenzunabhängige Antenne mit konstanter Eingangsimpedanz und konstanter Strahlungscharakteristik muss deshalb winkelkonstant oder logarithmisch-periodisch und gleichzeitig selbstkomplementär sein. Winkelkonstante Antennen wie Spiralen können selbstkomplementär ausgeführt werden. Bei Abweichung von der Selbstkomplementarität dieser Antennen, das heißt bei sogenannten Füllverhältnissen abweichend von 50 : 50, sind die Eingangsimpedanzen dieser Antennen in der Praxis dennoch konstant, wenn ein konstantes Füllverhältnis unabhängig vom Radius aufgewiesen wird. Die Impedanz weicht dann allerdings von Gleichung 2.6 ab. Das Füllverhältnis gibt dabei das Verhältnis der elektrisch leitenden Flächen zu den elektrisch nichtleitenden Flächen an.

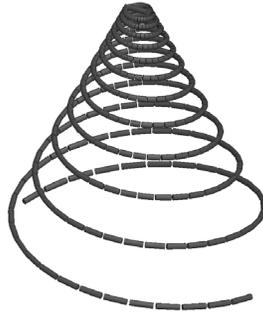
2.2 Beispiele frequenzunabhängiger Antennen

Bikonische Antennen

Die bikonische Antenne (Bild 2.4 a)) und deren planare Abwandlung, die *Boutie*-Antenne, sind winkelkonstante und damit frequenzunabhängige Antennen, da sie nur durch Winkel beschrieben sind und sich bei Skalierung auf sich selbst ohne Rotation abbilden. Aufgrund des konstanten Füllverhältnisses der *Boutie*-Antenne unabhängig vom Radius weist diese Antenne wie auch die bikonische Antenne zusätzlich eine konstante Eingangsimpedanz auf.



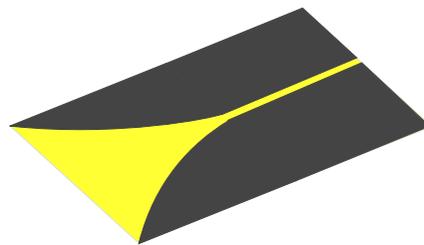
a) bikonische Antenne



b) konische Spirale



c) Sinusantenne



d) Vivaldi-Antenne

Bild 2.4: Beispiele frequenzunabhängiger Antennen

Planare Spiralen

Die Spiralantenne, deren Berandungslinien durch Gleichung 2.1 beschrieben werden, kann einarmig und mehrarmig ausgeführt werden. In der Praxis sind einarmige Spiralen aufgrund der fehlenden Speisemöglichkeit nicht frequenzunabhängig, während zwei- und mehrarmige Spiralen im Arbeitsbereich frequenzunabhängige Eigenschaften aufweisen. Planare Spiralen strahlen symmetrisch zu beiden Seiten der Spiralebene. Die planare Spiralantenne wird in den folgenden Abschnitten ausführlich untersucht.

Konische Spiralen

Aufgrund der Funktion $F(\vartheta)$ aus Gleichung 2.1 ist die Spirale nicht auf planare Geometrien beschränkt. Für beliebige konstante Winkel $\vartheta \neq 0^\circ, \pm 90^\circ, 180^\circ$ sind damit konische Strukturen beschrieben. Die frequenzunabhängige konische Spirale wurde schon bald nach der Erfindung der planaren Spirale untersucht. Die Veröffentlichungen [Dys59b, Swe61, Dys61, Dys65, Ati71] zeigen die Entwicklung, den Aufbau und die Funktionsweise der konischen Spirale. Diese Spirale hat gegenüber der planaren Spirale den Vorteil, dass mit Hilfe des konischen Öffnungswinkels die Halbwertsbreite und der Gewinn der Strahlungscharakteristik beeinflusst werden können. Bei geeigneter Wahl des Öffnungswinkels und des Steigungskoeffizienten kann somit die Strahlung in eine Halbebene unterdrückt werden. Ein Beispiel einer konischen Spirale im Freiraum mit konstanter Armdicke ist in Bild 2.4 b) skizziert.

Logarithmisch-periodische Antennen

Logarithmisch-periodische Antennen wurden unmittelbar nach der Erfindung der planaren Spirale untersucht und angewandt. Eine Übersicht ist in den Veröffentlichungen [Bel60, Car61, Che67, Bos70, Eva72, Vit73, Gre74, Vit74, Ngu96] zu finden. Diese Antennen sind meist Dipolarrays mit einer hohen Richtwirkung. Die Richtwirkung kommt zu Stande wie bei der Yagi-Uda-Antenne [Yag26], bei der Dipole unterhalb und oberhalb der Resonanzfrequenz angeregt werden und damit als Reflektor und Direktor wirken.

Sinusantennen

Eine Verbindung aus logarithmischer und logarithmisch-periodischer Antenne stellt die Sinus-Antenne dar [Chu88, Tri91]. Diese Antenne zeigt einen der Spiralantenne vergleichbaren Aufbau mit dem Unterschied, dass der Wicklungssinn der Spiralarms sich periodisch mit dem Radius umkehrt (Bild 2.4 c)). Der

Vorteil dieser Antenne ist, dass aufgrund der Erzeugung beider zirkularer Polarisierungen eine resultierende lineare Polarisation erzielt wird.

Vivaldi-Antenne

Die in [Gib79] beschriebene Vivaldiantenne (Bild 2.4 d)) und die hierzu ähnliche TSA (*tapered slot antenna*) [Yng89] sind sehr breitbandig, aber gehören nicht zu den frequenzunabhängigen Antennen. Es sind im Prinzip sehr breitbandige Hornantennen, die weder winkelkonstant noch logarithmisch-periodisch noch selbstkomplementär sind. Die Apertur einer TSA entspricht ungefähr einer halbierten *Bowtie*-Antenne. Der exponentielle Öffnungsverlauf der Vivaldiantenne oder der lineare Öffnungsverlauf der TSA führt dazu, dass unterschiedliche Wellenlängen abstrahlen können.

Vergleich

Die obige Aufzählung der frequenzunabhängigen Antennen ist weder umfassend noch vollständig, doch soll hiermit gezeigt werden, weshalb die Spiralantenne als geeignete Antenne für die Kraftfahrzeuganwendung gewählt wird.

Die bikonische Antenne weist zwar eine für terrestrische Dienste ideale Richtcharakteristik auf, benötigt allerdings eine Höhe von mehr als einer halben Wellenlänge bei der untersten Betriebsfrequenz. Daher kann diese Antenne schlecht in das Kraftfahrzeug integriert werden.

Die konische Spirale, die im Gegensatz zur planaren Spirale nicht in beide Richtungen zur Spiralebene abstrahlt, sondern gleichzeitig Satellitendienste mit zirkularer Polarisation und terrestrische Dienste abdecken kann, ist von den elektrischen Eigenschaften her ein idealer Kandidat, scheidet jedoch wegen des notwendig kleinen konischen Öffnungswinkels und damit ebenfalls aufgrund der Höhe bei der unteren Betriebsfrequenz aus.

Bei logarithmisch-periodischen Antennen beträgt die Ausdehnung bei der unteren Betriebsfrequenz aufgrund der Anzahl der Strahlerelemente, die alle in der Größenordnung einer halben Wellenlänge bei der jeweiligen Betriebsfrequenz sind, mindestens eine Wellenlänge. Zudem weisen diese Antennen meist eine gewisse Richtwirkung auf, die für den Einsatz in mobilen Systemen ungeeignet ist, weshalb diese Antenne ebenfalls für die Betrachtung in dieser Arbeit ausscheidet.

Die Richtwirkung von getaperten Schlitzantennen wie der Vivaldiantenne ist ebenfalls ein Ausschlusskriterium für die Anwendung am Kraftfahrzeug.

Planare Spiralantennen haben, wie nachfolgend gezeigt wird, nur einen Durchmesser von weniger als einer halben Wellenlänge bei der unteren Be-

triebsfrequenz und sind damit die kleinsten frequenzunabhängigen Antennen. Zudem weisen sie keine starke Richtwirkung auf und sind aufgrund ihrer Planarität geeignet zur konformen Integration in die Karosserie oder in die Scheibe des Fahrzeugs. Für Sinusantennen gilt bezüglich der Größe und Planarität ähnliches, da sie eine Modifikation der Spirale darstellen.

Aufgrund der Größe, der Geometrie und des Abstrahlverhaltens wird die Spiralantenne als Grundstruktur für die in dieser Arbeit entwickelten und vorgestellten Kraftfahrzeugantennen verwendet. Dieses Kapitel zeigt deshalb im Folgenden den Aufbau und die Funktionsweise konventioneller und modifizierter Spiralantennen als Grundlage für die in den folgenden Kapiteln gezeigten Einsatzmöglichkeiten und Realisierungen der Spirale als Kraftfahrzeugantenne.

2.3 Funktionsweise konventioneller Spiralantennen

2.3.1 Geometrie

Eine Spiralantenne besteht aus einem, zwei oder mehreren Armen, wobei die Arme spiralförmig ineinander gewunden sind. Es lassen sich logarithmische und archimedische Spiralförmigkeiten unterscheiden.

Die logarithmische planare Spiralantenne ist eine winkelkonstante Antenne und ergibt sich aus Gleichung 2.1. Diese Gleichung gibt die Begrenzung der Arme der Spiralantenne an. Eine zweiarmige logarithmische Spirale wird durch die vier Gleichungen

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_0 e^{a(\varphi + \varphi_{11})}, & r_{12} &= r_0 e^{a(\varphi + \varphi_{12})} \\ r_{21} &= r_0 e^{a(\varphi + \varphi_{11} + \pi)}, & r_{22} &= r_0 e^{a(\varphi + \varphi_{12} + \pi)} \end{aligned} \quad (2.8)$$

beschrieben. Hierbei sind r_{11} und r_{12} die Berandungen für den ersten Arm und r_{21} und r_{22} die Berandungen für den zweiten Arm. Theoretisch variiert φ von $-\infty$ bis $+\infty$. Die Spirale ist selbstkomplementär wenn die Phasendifferenz $\varphi_{11} - \varphi_{12} = \pm\pi/2$ ist. Damit sind die Breite und der Abstand zwischen den Armen identisch und das Füllverhältnis ist 50 : 50. Eine mehrarmige Spirale mit N Armen weist entsprechend weitere Begrenzungslinien r_{n1} und r_{n2} auf, wobei dann der Phasenversatz zwischen den Armen von π auf $2\pi/N$ und der Phasenversatz zwischen den Berandungslinien eines Armes von $\pi/2$ auf π/N geändert werden muss. Der Winkel zwischen der Tangente an einem Arm und dem Radius bleibt unabhängig vom Winkel φ und vom Radius r konstant. Dies ist ein

Kennzeichen einer winkelkonstanten Antenne. Bild 2.5 zeigt eine selbstkomplementäre, logarithmische, nach innen und außen begrenzte Zweiarmspirale mit drei Windungen. Die Berandungslinien sind durch Polygone angenähert. Die Spirale ist durch die Armanzahl, die Windungszahl, das Füllverhältnis und den Außenradius vollständig beschrieben. Dabei wird vorausgesetzt, dass der Innenradius gegen null geht (bzw. sehr klein gegenüber dem Außenradius ist), was in der Arbeit durchgehend der Fall ist.

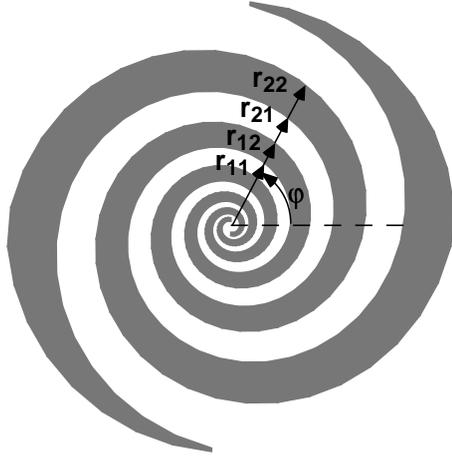


Bild 2.5: Aufbau einer logarithmischen, selbstkomplementären, begrenzten Zweiarmspirale mit drei Windungen

Die archimedische Spirale ist bezüglich der Geometrie eine nicht winkelkonstante Antenne, die aber aufgrund der zur logarithmischen Spirale geometrischen Ähnlichkeit im Kleinen, d.h. innerhalb begrenzter Radiusintervalle, eine ähnliche Funktionsweise und damit ähnliche Eigenschaften wie die logarithmische Spiralen aufweist.

Eine zweiarmige archimedische Spirale wird analog zu Gleichung 2.8 durch vier Berandungslinien beschrieben, die durch

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_0 a(\varphi + \varphi_{11}), & r_{12} &= r_0 a(\varphi + \varphi_{12}) \\ r_{21} &= r_0 a(\varphi + \varphi_{11} + \pi), & r_{22} &= r_0 a(\varphi + \varphi_{12} + \pi) \end{aligned} \quad (2.9)$$

gegeben sind. Die Berandungslinien variieren hier nicht exponentiell, sondern linear mit dem Rotationswinkel φ . Der Steigungskoeffizient a verliert hier seine Bedeutung, da die Steigung ebenfalls von r_0 vorgegeben wird. Im Unterschied

zur logarithmischen Spirale ist der Winkel zwischen der Tangente an einem Arm und dem Radius nicht konstant, allerdings sind der Abstand zwischen den Armen und die Armbreite im Gegensatz zur logarithmischen Spirale konstant. Ein weiteres Kennzeichen dafür, dass die Antenne nicht winkelkonstant ist, ist der nach unten eingeschränkte Definitionsbereich von φ . Bei zu kleinem Rotationswinkel φ wird der Radius der Begrenzungslinien negativ. Demnach muss beim Aufstellen der Gleichungen 2.9 der Definitionsbereich von φ mit angegeben werden. Aufgrund ihrer Struktur kann die archimedische Spirale theoretisch nicht selbstkomplementär sein. Bei einem Füllverhältnis von 50 : 50 ist der Abstand zwischen den Armen gleich der Breite der Arme. Bei einer Drehung der Spirale kann die Struktur invertiert auf sich abgebildet werden mit Ausnahme des Innenbereiches. In der praktischen Anwendung wird der Innenbereich daher getrennt definiert. Dennoch wird eine archimedische Spiralstruktur mit Füllverhältnis 50 : 50 im nicht strenggenommenen Sinne im Folgenden ebenfalls als selbstkomplementär bezeichnet. Diese Selbstkomplementarität wird erreicht, wenn analog zur logarithmischen Spirale die Phasendifferenz $\varphi_{11} - \varphi_{12} = \pm\pi/2$ ist. Eine mehrarmige Spirale mit N Armen weist entsprechend weitere Begrenzungslinien r_{n1} und r_{n2} auf, wobei dann der Phasenversatz zwischen den Armen von π auf $2\pi/N$ geändert werden muss. Bild 2.6 zeigt eine selbstkomplementäre, archimedische, nach innen und außen begrenzte Zweiarmspirale. Die Begrenzungslinien sind durch Polygone angenähert. Die Spirale ist durch die Armanzahl, die Windungszahl, das Füllverhältnis und den Außenradius vollständig beschrieben unter der Voraussetzung, dass der Innenradius gegen null geht.

Bei steigender Windungszahl oder abnehmendem Steigungskoeffizienten wird die Ähnlichkeit im Kleinen von logarithmischer und archimedischer Spirale größer, so dass die elektrischen Eigenschaften in der Praxis quasi identisch werden.

2.3.2 Funktionsweise

Zur Erklärung der Funktionsweise von Spiralantennen wird im Folgenden immer von einer Sendeantenne ausgegangen. Da passive Antennen reziprok sind, gelten die Eigenschaften sowohl für das Senden als auch für den Empfang identisch. Die Funktionsweise wird anhand von zweiarmigen Spiralen erläutert.

Bei der konventionellen zweiarmigen, logarithmischen oder archimedischen Spiralantenne werden die beiden Arme in der Mitte mit einer Spannungsquelle mit 180° Phasenversatz gegeneinander gespeist. Damit befinden sich beide Anschlusspunkte auf entgegengesetzten Potenzialen. Die eingespeiste Leistung wandert in Form von Wellen auf den Armen nach außen. Die auf den Armen

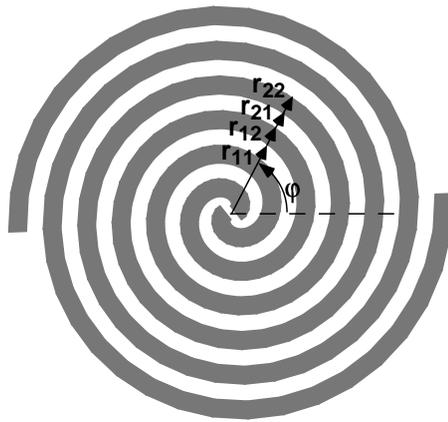


Bild 2.6: Aufbau einer archimedischen, selbstkomplementären, begrenzten Zweiarmspirale mit drei Windungen

auftretenden Ströme führen zu Abstrahlung, so dass die geführte Leistung auf den Armen nach außen abnimmt. Diese Leistung nimmt nicht gleichmäßig ab, sondern wird vorzugsweise in bestimmten Regionen, in den sogenannten aktiven Zonen abgestrahlt. Die verbleibende Leistung wird bei einer endlichen Spirale an den Armen reflektiert und läuft auf den Armen wieder nach innen zum Einspeisepunkt. Hierdurch erzeugt sie mit der auslaufenden Welle eine stehende Welle. Falls die rücklaufende Welle vernachlässigbar klein ist, ist die Eingangsimpedanz für eine selbstkomplementäre Spirale nach Gleichung 2.6 frequenzunabhängig 188Ω . Dies gilt sowohl für logarithmische als auch für archimedische Spiralen. Falls die rücklaufende Welle nicht vernachlässigt werden kann, oszilliert die Eingangsimpedanz über der Frequenz wie bei einer mit Fehlanpassung abgeschlossenen Leitung. Die Eingangsimpedanz nicht selbstkomplementärer Spiralen ist zwar ebenfalls konstant bei guter Abstrahlung, weicht aber von 188Ω ab. Bei dünneren Metallarmen nimmt die Impedanz zu, während bei breiteren Armen die Impedanz abnimmt.

Notwendig für den Aufbau einer Spiralantenne ist die Kenntnis der Position der aktiven Zone, der Wirkung der Armanzahl und der Eingangsimpedanz bei nicht selbstkomplementären Antennen. Für diese Fragen gibt es keine exakten analytischen Lösungen. Die Bestimmung der Parameter der Spirale erfolgt häufig nach einfachen Annahmen und Näherungen, die für viele Anwendungen ausreichend sind, während für genauere Bestimmungen numerische Verfahren herangezogen werden müssen. Im Folgenden wird deshalb zunächst eine Übersicht

über die in der Literatur vorhandenen Analysemethoden für Spiralantennen gegeben und darauf die in dieser Arbeit verwendeten Bandtheorie beschrieben, mit der die aktive Region bestimmt werden kann. Parameterstudien mit numerischen Hilfsmitteln zeigen die gute Anwendbarkeit der Bandtheorie und die Einflüsse der Aufbauparameter auf die Impedanz und Strahlungseigenschaften.

2.3.2.1 Analysemethoden für Spiralantennen

Die Untersuchungen und Erklärungen des Abstrahlverhaltens von Spiralantennen in der Literatur lassen sich in theoretische und experimentelle Arbeiten unterscheiden. Die in dieser Arbeit verwendete Bandtheorie ist eine der ersten Erklärungen des Abstrahlverhaltens von archimedischen Spiralantennen, die sich auch auf logarithmische Spiralen mit genügend vielen Windungen anwenden lässt. Turner entwickelte 1954 [Tur54] die archimedische Spirale ohne Bezug auf winkelkonstante Antennen. Die Bandtheorie für archimedische Spiralen wurde in [Bur55] entwickelt. Zunächst unabhängig davon wurde die Basis für winkelkonstante Antennen erarbeitet [Rum57]. Bawer und Wolfe [Baw60b] wenden die Bandtheorie auch auf logarithmische Spiralen an und stellen gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Experiment fest. Die Bandtheorie wird auch danach [Cur60, Kai60] und heute noch [Cor90] zur Erklärung mehrarmiger Spiralen, höherer Moden und von Spiral-Arrays eingesetzt. Eine erste feldtheoretische Analysemethode für logarithmische Spiralen [Rum59], die aufgrund der Rotationssymmetrie Felder mit den Randbedingungen der Spirale ansetzt, ermöglicht die näherungsweise Bestimmung der Richtcharakteristik. Der Strom kann am Einspeisepunkt bestimmt werden, doch der weitere Verlauf kann nur abgeschätzt werden. Eine Erweiterung dieser Methode wird zum einen in [Che61] erläutert, die im Gegensatz zu [Rum59] für beliebig viele Arme gilt, und zum anderen in [Cur71], wo diese Methode, die dort als *slow wave technique* bezeichnet wird, benutzt wird, und mit einem Ringstrahlermodell verbunden wird. Eine alternative Berechnungsmethode wird in [Cur60] oder [Whe61] vorgestellt. Dort wird von einer angenommenen Stromdämpfung und damit Stromverteilung auf den Armen ausgegangen. Aus dieser Stromverteilung lassen sich die Strahlungseigenschaften der Spirale bestimmen. Auch bei dieser Methode wird mit der Annahme der Stromdämpfung eine Näherung durchgeführt. Die fortgeschrittenen Analysemethoden für Microstrip-Leitungen ermöglichen eine Anwendung auf gekrümmte Leitungen und damit auf Spiralantennen. So werden in [Woo79] gekrümmte Leitungen als zirkular polarisierte Breitbandstrahler verwendet. Hier ist allerdings eine Einschränkung auf Spiralen mit Massemetallisierung gegeben. Erst in den achtziger Jahren werden die ersten numerischen Berechnungen von Spiralantennen vorgestellt. Eine einfache

physikalische, exakte Erklärung des Abstrahlmechanismus ist damit zwar nicht mehr möglich, jedoch lässt sich hiermit eine bestimmte Struktur sehr genau berechnen. Hierbei wird als einfachste numerische Methode eine Integralgleichung der elektromagnetischen Felder für Segmentstrukturen mit Hilfe der Momentenmethode (*method of moments - MoM*) gelöst [Nak82, Nak88, Kra90, Cha92]. Damit können nahezu beliebige Drahtstrukturen, also auch logarithmische und archimedische, planare und konische Spiralen modelliert werden. Das Ergebnis von Momentenmethodeverfahren ist die Stromverteilung auf der Struktur, aus der sich dann Eingangsparameter wie die Impedanz und die Strahlungseigenschaften bestimmen lassen. Erweiterungen werden in [Jak93] vorgestellt, wo die Momentenmethode auf flächige Strukturen angewendet wird und zudem mit anderen Näherungsverfahren wie der Physikalischen Optik (PO) kombiniert wird. In [Ton97] wird die Momentenmethode für Spiralen in geschichteten mehrlagigen Medien angewandt. Bei einem speziell für die Form von Spiralen ausgerichteten Momentenmethodeverfahren [Kha97a, Kha97b] werden stückweise sinusförmige Teilbereichs-Basisfunktionen für Segmente verwendet, um der physikalischen Struktur der Spirale näherzukommen. Zu den numerischen Methoden, mit denen Spiralantennen berechnet werden, kommen unter anderem die Finite-Elemente-Methode (FEM) [Tam93], Zeitbereichsverfahren wie die FDTD (*finite difference time domain*) [Pen94] und die Methode der FE-BI (*finite element - boundary integral*) [Gon96, Kem99] hinzu. Ein alternativer Lösungsvorschlag für Microstrip-Spiralen mit Segmentierungsmethode und Multiport-Netzwerktheorie wird in [Tav96] vorgeschlagen. Mit der heutigen großen Anzahl an numerischen Berechnungsmethoden und kommerziell erhältlicher Software sind die Berechnungsmöglichkeiten für diese Antennen sehr weit fortgeschritten. Berechnungsmethoden beispielsweise mit analytischen Green'schen Funktionen in Spiralkoordinaten oder mit die Spiralform beschreibenden Basisfunktionen machen angesichts der Flexibilität der vorhandenen Verfahren und der zunehmenden Rechengeschwindigkeiten kaum Sinn.

Die Bestimmung von allgemeinen Zusammenhängen oder sogenannten *design guidelines* und die physikalische Erklärung der Abstrahlung müssen anhand zahlreicher Berechnungsergebnisse und experimenteller Untersuchungen gemacht werden. Zu den ersten Untersuchungen über Spiralantennen gehörten deshalb hauptsächlich experimentelle Untersuchungen wie in [Dys59a, Don60, SS63], bei denen unter anderem der Stromverlauf mit Hilfe von Nahfeld-Messmethoden bestimmt, das Abstrahlverhalten von zweiarmigen und das Verhalten von mehrarmigen Spiralen untersucht wurde. Diese experimentellen Ergebnisse stimmen gut mit der im Folgenden erklärten Bandtheorie überein.

2.3.2.2 Bandtheorie

Die Bandtheorie für archimedische Spiralantennen besagt, dass eine Spiralantenne in den Bereichen abstrahlt, in denen Ströme auf benachbarten Armen in Phase sind. Hier addieren sich die durch die Ströme hervorgerufenen Felder konstruktiv, während die Feldanteile von Strömen an anderen Stellen der Spirale sich gegenseitig kompensieren [Bur55].

Zur Bestimmung dieser Bereiche wird die Spirale als ein gewundenens Leitersystem betrachtet, auf dem die in der Mitte eingespeiste Leistung nach außen wandert. Zwischen den Leitern des Leitersystems entstehen je nach Abstand vom Zentrum der Spirale unterschiedliche Phasenbeziehungen. Bei einem bestimmten Abstand von der Spiralmittle wird die Bedingung erreicht, dass die Ströme in diesem Leitersystem in benachbarten Armen in Phase sind. An dieser Stelle strahlt die Antenne am stärksten ab. Hierdurch erfährt die auf den Armen nach außen wandernde Welle ihre stärkste Dämpfung. Weniger starke Abstrahlung wird vor und nach dieser Bedingung erreicht, da hier die Ströme in benachbarten Armen nicht vollständig in Gegenphase sind und deshalb gleichphasige Komponenten auftreten. Deshalb strahlt die Antenne kontinuierlich über einen gewissen Bereich ab. Es ist keine diskrete Position vorhanden, bei der die Antenne die gesamte Leistung abstrahlt. Die Region, in der die Antenne am stärksten abstrahlt, also das Gebiet, in dem die Ströme in benachbarten Armen in Phase sind, wird „aktive Zone“ genannt. Da nicht die gesamte Leistung in der aktiven Zone abstrahlt, verbleibt ein Teil der Leistung auf den Spiralarmen und wandert weiter nach außen. Hier kann es weitere Regionen geben, in denen wiederum die Bedingung der Phasengleichheit zwischen benachbarten Armen auftritt. In diesen Zonen werden die sogenannten höheren Moden abgestrahlt. Wenn an den äußeren Armen keine Absorber oder reflexionsfreien Abschlüsse angebracht sind, wird die an den Armen verbleibende Leistung reflektiert. Bei der Ausbreitung der reflektierten Welle nach innen treten wieder Regionen auf, in denen Ströme in benachbarten Armen in Phase sind. Dies bedeutet, dass auch die nach innen laufende Welle in diesen Gebieten abstrahlt. Die immer noch verbleibende Leistung kommt an der speisenden Quelle an und beeinflusst damit die Eingangsimpedanz der Spirale.

Ziel beim Aufbau der Spirale muss sein, über den gewünschten Frequenzbereich mindestens eine aktive Zone zu erhalten, damit die Spirale den größten Teil der Leistung abstrahlen kann. Wenn die Spirale zu klein ist, tritt die Bedingung der Gleichphasigkeit der Ströme zwischen benachbarten Armen nicht auf, und der größte Anteil der eingespeisten Leistung kommt wieder am Einspeisepunkt an. Es tritt hierbei nur geringe Abstrahlung auf, und die rücklaufende Welle führt zu nichtkonstanter Eingangsimpedanz. Die Bestimmung des Ge-

bietes, in welchem Abstrahlung auftritt, wird anhand von Bild 2.7 erläutert. In diesem Bild stellen die Pfeile Stromvektoren in einer Momentaufnahme dar, und der schraffierte Bereich stellt die aktive Zone dar. Die inneren Enden der Arme werden mit 180° Phasendifferenz gespeist, weshalb ein Stromvektorpfeil auf einem Arm nach innen gerichtet ist und der gegenüberliegende nach außen. Aufgrund der Geometrie der Spirale sind diese beiden Stromvektoren räumlich in Phase. Da die Welle auf beiden Armen gleich schnell nach außen läuft, bleibt diese Gleichphasigkeit an zwei sich gegenüberliegenden Punkten in der Spirale immer erhalten. So sind auch beispielsweise die Ströme an den Punkten A und A' räumlich in Phase, wie Bild 2.7 zeigt. Da für die Abstrahlung die Ströme in Nachbararmen phasengleich sein müssen, muss der Strom an Punkt B' in Phase zum Strom an Punkt A sein. Damit diese Phasengleichheit erreicht wird, muss die Phasendifferenz auf dem Arm zwischen den Punkten A' und B' ein ungeradzahliges Vielfaches von 180° sein. Dies entspricht einer Weglänge von $(2n + 1)\lambda/2$, wobei λ hier die Wellenlänge für die geführte Welle auf den Spiralarmlen ist. Damit sind auch die Ströme an den Punkten A' und B in Phase. Es sind außerdem nicht nur die Ströme zweier Leiterstücke in Phase, sondern je nach der Steigung der Spiralarmlen die Ströme mehrerer benachbarter Leiterstücke, die demnach zusammen zur Abstrahlung beitragen. Die Abstrahlung findet damit, wie oben erwähnt, nicht an einem diskreten Radius statt, sondern in einem bestimmten Radiusintervall. Weiterhin findet die Abstrahlung nicht nur an zwei gegenüberliegenden Stellen statt, sondern am ganzen Umfang in diesem Radiusintervall, da die Welle auf dem ganzen Umfang wandert.

Für die innerste aktive Zone, in welcher der größte Teil der eingespeisten Leistung abgestrahlt wird, gilt damit, dass der Umfang eine Wellenlänge λ ist, was durch

$$2\pi r_{akt,1} = \lambda \quad (2.10)$$

beschrieben wird. Damit ist der Radius $r_{akt,1}$ dieser aktiven Zone gegeben durch

$$r_{akt,1} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{c_0}{2\pi f \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}, \quad (2.11)$$

wobei c_0 die Freiraumlichtgeschwindigkeit, f die Frequenz und $\varepsilon_{r,eff}$ der Verkürzungsfaktor durch ein an der Spirale befindliches Dielektrikum sind. Die nächsten Abstrahlregionen befinden sich bei ungeradzahligem Vielfachen des Radius $r_{akt,1}$ aus Gleichung 2.11. Die Stromverteilung in der innersten Zone entspricht der sogenannten ersten Mode (*mode*), die Verteilung in den äußeren abstrahlenden Zonen der dritten und fünften Mode usw. Bei den geradzahligem Moden sind die Ströme in benachbarten Armen in Gegenphase, weshalb hier keine Abstrahlung auftritt.

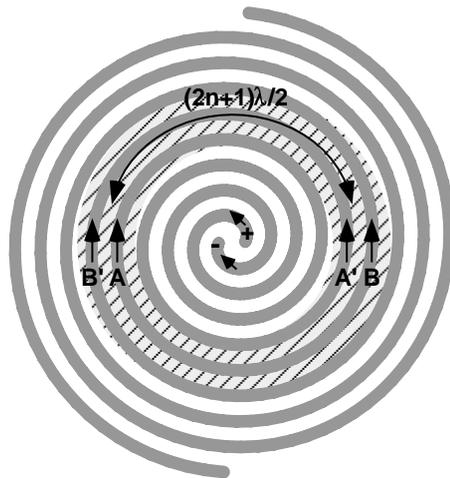


Bild 2.7: Bestimmung der aktiven Zone bei der Zweiarmspirale

In der aktiven Zone sind die Ströme auf benachbarten Armen und auf gegenüberliegenden Punkten räumlich in Phase. Die abgestrahlten Feldkomponenten überlagern sich deshalb in der Richtung senkrecht zur Spiralebene konstruktiv, weshalb dort Strahlungsmaxima im Richtdiagramm auftreten. Da zudem in der innersten aktiven Zone die auf der Spirale umlaufende Welle auf dem ganzen Umfang abstrahlt und dabei eine Phasenperiode von 360° bei einem geometrischen Umlauf um 360° durchläuft, ist die abgestrahlte Welle zirkular polarisiert. Die an den Armen der Spirale reflektierte verbleibende Leistung läuft im entgegengesetzten Richtungssinn wieder nach innen und strahlt zirkulare Polarisation mit entgegengesetztem Drehsinn als Kreuzpolarisation ab.

2.3.2.3 Größe der Spirale

Da für eine Antenne möglichst gute Abstrahlung erwünscht ist, muss gewährleistet sein, dass der Außenradius der Spirale mindestens so groß und der Innenradius höchstens so groß sind wie der Radius der aktiven Zone. Der Radius ist allerdings abhängig von der Wellenlänge. Die aktive Zone wandert nach Gleichung 2.11 mit abnehmender Frequenz nach außen, mit zunehmender Frequenz nach innen. Damit sind eine untere und obere Grenzfrequenz gegeben. Die eindeutige Definition der oberen Grenzfrequenz ist aufgrund des Einflusses der Speisestruktur nicht möglich. Da eine Aufgabe dieser Arbeit darin besteht,

kleine Antennen bei großen Wellenlängen zu entwickeln, ist hier die untere Grenzfrequenz von speziellem Interesse. Diese untere Grenzfrequenz ist bei gegebenem Spiraldurchmesser r_{max} gegeben durch

$$f_{min} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}r_{max}}. \quad (2.12)$$

Da die aktive Zone ein gewisses Radiusintervall darstellt, in dem die Abstrahlung kontinuierlich erfolgt, muss der Radius der Spirale etwas größer sein als der Radius der aktiven Zone. Die Dimensionierung hängt dabei von der Windungsanzahl der Spiralarms, dem Steigungskoeffizienten und der gegebenen Spezifikation des Stehwellenverhältnisses am Eingang der Spirale ab.

Bei Reduktion der Windungsanzahl auf einen Wert unter 1 kann die Bandtheorie nicht mehr angewendet werden, da die Spiralarms nicht mehr als Zweileitersystem betrachtet werden können. Im Grenzfall der Reduktion der Windungsanzahl gegen 0 geht die Spirale in einen Dipol über, der erstens nicht breitbandig ist und zweitens bei einem „Durchmesser“ von $\lambda/2$ abstrahlt. Damit geht der Durchmesser $2r$ der aktiven Region bei abnehmender Windungsanzahl von λ/π in $\lambda/2$ über (vgl. 2.11).

Bisher wurde die Bandtheorie nur für die archimedische Spirale erläutert. Sie gilt aber auch für logarithmische Spiralen mit großer Windungsanzahl oder kleiner Steigung, da für diesen Fall die Spiralgeometrien im Kleinen ähnlich sind. Bei logarithmischen Spiralen mit geringerer Windungsanzahl geht der Durchmesser der aktiven Region bereits früher in den größeren Wert $\lambda/2$ über, weshalb die untere Grenzfrequenz bei logarithmischen Spiralen mit wenigen Windungen höher ist als bei vergleichbaren archimedischen Spiralen, wie auch in der folgenden Parameterstudie gezeigt wird.

Die Funktionsweise mehrarmiger Spiralantennen kann ebenfalls mit Hilfe der Bandtheorie erläutert werden, wie anhand der in Kapitel 4 beschriebenen Vierarmspirale für den Kraftfahrzeugeinsatz gezeigt wird.

2.3.3 Rechnerische Parameterstudie

Zur genaueren Untersuchung der Einflüsse von Windungsanzahl, Steigung, Füllverhältnis und Radius auf das elektrische Verhalten und zur Demonstration dieser Effekte werden im Folgenden Berechnungsergebnisse mit der kommerziell erhältlichen Software FEKO von EMSS [EMS00] gezeigt, die ursprünglich an der Universität Stuttgart entwickelt wurde [Jak97, Dav98]. Diese Software basiert auf der Bestimmung von Feldintegralgleichungen und Lösung dieser Gleichungen mit Hilfe der Momentenmethode. Metallische und dielektrische Strukturen werden dabei in Segmente, Dreiecke oder Quader diskretisiert. Damit ist

die Eingabe von nahezu beliebigen Strukturen möglich. In Vergleichen zwischen numerischen Berechnungen und exakten theoretischen oder experimentellen Ergebnissen zeigt dieses Berechnungsverfahren gute Übereinstimmung. Aus diesem Grund wird es hier zur Demonstration der Funktionsweise der Spirale und später zur Entwicklung von Spiralantennen für das Kraftfahrzeug verwendet.

Zur Demonstration der Funktionsweise werden im Folgenden die Stromverteilung, die untere Grenzfrequenz anhand von Eingangsimpedanz und Achsverhältnis, die Richtcharakteristik, die Verluste und das Füllverhältnis einer Spirale untersucht.

Die Spirale ist durch die archimedische oder logarithmische Geometrie, die Armanzahl, die Windungszahl, das Füllverhältnis und den Außenradius vollständig definiert unter der Voraussetzung, dass der Innenradius gegen null geht oder sehr klein gegen den Außenradius ist, wie es im Folgenden durchgehend der Fall ist.

2.3.3.1 Stromverteilung

Die Stromverteilung auf den Armen einer zweiarmigen, selbstkomplementären, archimedischen Spiralantenne mit drei Windungen und Durchmesser 40 cm bei zwei verschiedenen Frequenzen ist in Bild 2.8 gezeigt. Dabei ist der Betrag der komplexen Stromdichte aufgetragen. Zusätzlich ist der Betrag der Stromstärke über der Armlänge in Bild 2.8 c) aufgetragen. Die Spirale hat nach Gleichung 2.12 eine untere Grenzfrequenz von etwa $f_{min} = 240$ MHz.

In den Bildern 2.8 a) und 2.8 b) ist jeweils die Position der aktiven Zone nach Gleichung 2.11 eingezeichnet. Diese Bilder zeigen anschaulich, dass die Stromdichte auf den Armen der Spirale nach außen hin abnimmt. Der Übergang von hohen Stromdichten auf niedrige Stromdichten stellt die aktive Zone dar. Bei 600 MHz nimmt die Stromdichte bereits bei kleineren Radien ab als bei 300 MHz. Die Abnahme der Stromstärke beim Durchlaufen der Spiralarme resultiert aus der Abstrahlung der Felder. Bei der tieferen Frequenz knapp über der unteren Grenzfrequenz sind auch schon stehende Wellen an den Armen zu erkennen, die aufgrund der unvollständigen Abstrahlung auftreten.

Die quantitative Darstellung der Stromstärke auf einem Spiralarms in Bild 2.8 c) zeigt, dass die aktive Zone nicht auf eine diskrete Position beschränkt ist. Die Stromstärke nimmt bereits am Einspeisepunkt ab und fällt je nach Frequenz stärker oder schwächer nach außen ab. Bei den eingezeichneten Positionen, bei denen der Spiralarms den Radius der theoretischen aktiven Zone durchläuft, ist der Betrag des Stromes auf ungefähr ein Drittel der ursprünglichen Stromstärke abgefallen. Im Fall der Stromstärke bei 300 MHz tritt weiter außen ein Strommaximum auf, das von der stehenden Welle herrührt. Der nicht

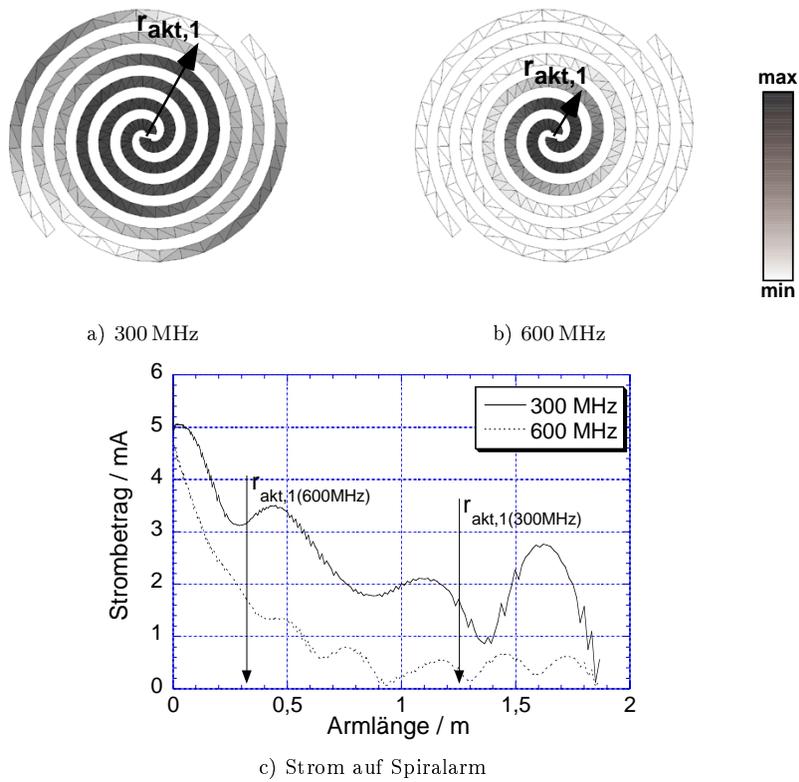


Bild 2.8: Berechneter Betrag der komplexen Stromdichte und der Stromstärke auf den Armen einer zweiarmigen, selbstkomplementären, archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spirale mit drei Windungen bei 300 MHz und 600 MHz (Speisespannung: 1 V)

glatte Verlauf der Kurve rührt von der Diskretisierung der Spirale in Dreiecke her.

2.3.3.2 Untere Grenzfrequenz

Die für die in dieser Arbeit beschriebene Anwendung wichtige Frage nach der Größe der Antenne oder nach der unteren Grenzfrequenz kann anhand der Parameter wie der Eingangsimpedanz oder des Achsverhältnisses bestimmt werden.

Die in Bild 2.9 dargestellten Impedanzverläufe einer archimedischen und einer logarithmischen selbstkomplementären Spirale im Freiraum bestätigen das Auftreten einer unteren Grenzfrequenz. Die Eingangsimpedanz variiert unterhalb einer bestimmten Frequenz sehr stark, was auf stehende Wellen auf der Spirale schließen lässt. Oberhalb dieser unteren Grenzfrequenz wird die Impedanz konstant, da hier nur vernachlässigbar wenig Leistung an den Armen reflektiert wird. Der berechnete Realteil weicht vom theoretischen Wert $188\ \Omega$ nur leicht ab, während der berechnete steigende Imaginärteil stärker vom theoretischen Wert $0\ \Omega$ abweicht, was auf den induktiven Anteil des linearen Speisesegments bei der Berechnungsmethode zurückzuführen ist. Bei Unterdrückung der Reflexionen an den Armen (z.B. durch Verwendung von Absorbern) entspricht die Impedanz bereits unterhalb der unteren Grenzfrequenz dem theoretischen Wert $188\ \Omega$. Allerdings geht dabei unterhalb der unteren Grenzfrequenz der Großteil der Leistung in den Absorbern verloren und wird nicht abgestrahlt.

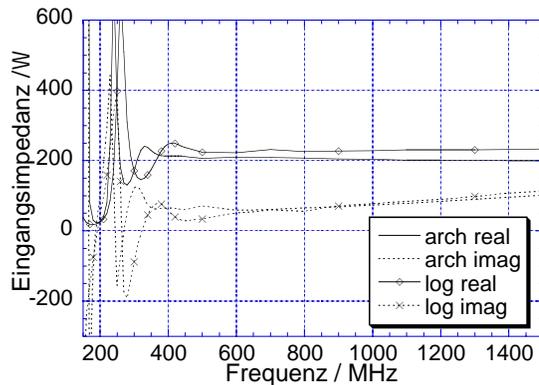


Bild 2.9: Berechnete Impedanzverläufe (Real- und Imaginärteil) einer archimedischen (arch) und logarithmischen (log), selbstkomplementären, zweiarmigen 40-cm-Durchmesser-Spirale im Freiraum mit jeweils drei Windungen

Ebenso wie die Impedanz erlaubt das Achsverhältnis der zirkularen Polari-

sation eine Aussage über die untere Grenzfrequenz der Spirale. Unterhalb der unteren Grenzfrequenz ist die Polarisation nahezu linear, da hier keine umlaufenden, sondern stehende Wellen abstrahlen. Bei höheren Frequenzen nimmt die Reinheit der zirkularen Polarisation zu, wie dies in Bild 2.10 gezeigt ist. Hier ist das Achsverhältnis für verschiedene Frequenzen über der Elevation aufgetragen. Der Zusammenhang zwischen Achsverhältnis AR und Kreuz- zu Kopolarisationsverhältnis X/C der zirkularen Polarisation in dB ist durch

$$X/C_{\text{dB}} = 20 \lg \frac{1 - AR_{\text{lin}}}{1 + AR_{\text{lin}}} \quad \text{mit} \quad AR_{\text{lin}} = 10^{-\frac{AR_{\text{dB}}}{20}} \quad (2.13)$$

gegeben. Ein Achsverhältnis von 3 dB entspricht einer Kreuz- zu Kopolarisationsentkopplung von $-15,3$ dB, kleinere dB-Werte entsprechen größerer Polarisationsreinheit. Werte über 10 dB entsprechen stark elliptischer oder nahezu linearer Polarisation. Reine zirkulare Polarisation wird bei einer Spirale nur senkrecht zur Spiralebene ($\vartheta = 0^\circ$, Hauptstrahlrichtung) erreicht, während in der Spiralebene ($\vartheta = \pm 90^\circ$) aufgrund der linearen Ausdehnung der Antenne nur lineare Polarisation parallel zur Spiralebene erreicht werden kann, was bei liegender Spirale horizontaler Polarisation entspricht.

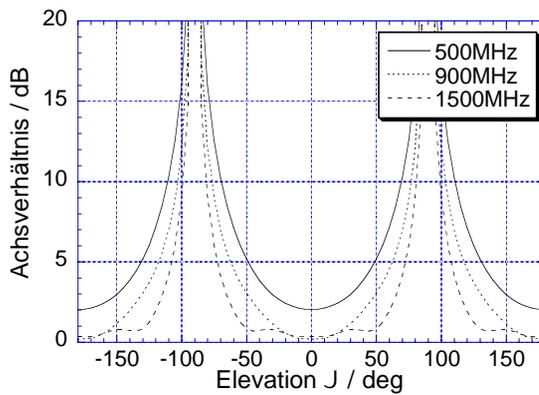


Bild 2.10: Berechnetes Achsverhältnis der zirkularen Polarisation bei der archimedischen, selbstkomplementären, zweiarmigen 40 cm-Durchmesser-Spirale im Freiraum mit drei Windungen

Zur Bestimmung der unteren Grenzfrequenz werden als objektive Kriterien zum einen die Anpassung an den Impedanzwert der konstanten Eingangsimpedanz bei hohen Frequenzen, zum anderen ein bestimmter Wert des Achsverhältnisses in Hauptstrahlrichtung der Spirale gewählt. Für die in Bild 2.11 gezeigten

Grenzfrequenzen in Abhängigkeit von der Windungsanzahl werden als Kriterien eine Anpassung von besser als -10 dB an 200Ω und ein Achsverhältnis von besser als 3 dB in Hauptstrahlrichtung gewählt, was den Anforderungen an eine Antenne für zahlreiche Anwendungen entspricht. Der Impedanzwert 200Ω entspricht dabei der numerisch berechneten, konstanten Eingangsimpedanz der Spirale bei Frequenzen über der unteren Grenzfrequenz. In Bild 2.11 sind die Grenzfrequenzen für archimedische und logarithmische selbstkomplementäre Spiralen gezeigt.

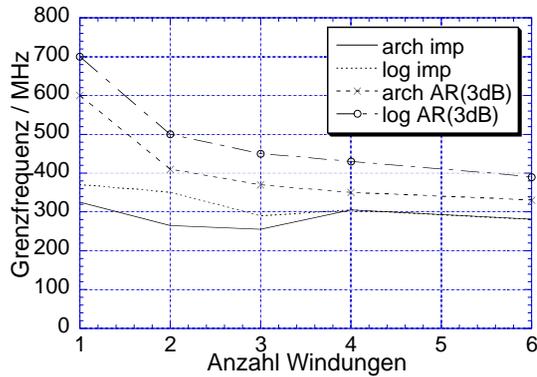


Bild 2.11: Berechnete Grenzfrequenzen nach Impedanz (imp) und Achsverhältnis (AR=*axial ratio*) bei der selbstkomplementären, zweiarmigen 40 cm-Durchmesser-Spirale im Freiraum in Abhängigkeit von der Windungszahl

Dieses Bild zeigt, dass für beide Kriterien und bei beiden Spiraltypen die untere Grenzfrequenz mit steigender Windungsanzahl sinkt. Das lokale Maximum des Impedanzkriteriums bei vier Windungen liegt an der Definition der Anpassung, die aufgrund der oszillierenden Impedanzkurven bei der unteren Grenzfrequenz nicht durchgehend monoton mit der Windungszahl fällt. Es ist zu erkennen, dass bei beiden Kriterien die archimedische Spirale eine kleinere Grenzfrequenz aufweist als die logarithmische, außer beim Impedanzkriterium bei höheren Windungszahlen, bei denen die Grenzfrequenzen nahezu identisch sind. Die theoretische untere Grenzfrequenz 240 MHz von Gleichung 2.12 wird nur näherungsweise vom Impedanzkriterium bei hohen Windungszahlen erreicht. Die endliche Ausdehnung der Abstrahlregion wird zwar bei hohen Windungszahlen verringert, aber nie infinitesimal klein, um der theoretischen unteren Grenzfrequenz der Bandtheorie exakt zu entsprechen. Der Wert des Achsverhältnisses von 3 dB ist eine strengere Anforderung an die Spiralantenne als die Anforderung einer Anpassung von -10 dB, weshalb hier die Grenzfrequen-

zen durchweg höher liegen. Für die in dieser Arbeit vorgestellte Anwendung ist damit die archimedische Spiralanterie mit hoher Windungsanzahl interessant. Da die Anforderung an eine gute Anpassung wichtiger ist als die Forderung nach hoher Polarisationsreinheit, kann von den Grenzfrequenzen nach dem Impedanzkriterium ausgegangen werden, die näherungsweise der theoretisch unteren Grenzfrequenz nach der Bandtheorie entsprechen.

Bild 2.12 zeigt zusätzlich noch das Achsverhältnis von selbstkomplementären 40 cm-Durchmesser-Spiralen in Hauptstrahlrichtung bei 900 MHz in Abhängigkeit von der Windungsanzahl. Die Werte sind bei mehr als zwei Windungen durchweg besser als 1 dB. Bei höheren Frequenzen wird also eine sehr hohe Polarisationsreinheit erreicht, die mit zunehmender Windungsanzahl oder kleinerem Steigungskoeffizienten steigt (vgl. auch [Whe61]).

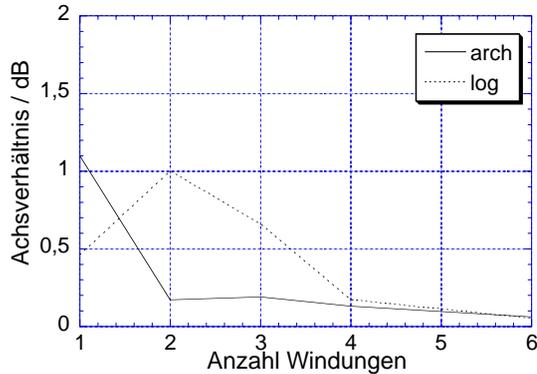


Bild 2.12: Berechnetes Achsverhältnis von selbstkomplementären, zweiarmigen 40 cm-Durchmesser-Spiralen im Freiraum in Hauptstrahlrichtung bei 900 MHz in Abhängigkeit von der Windungszahl

2.3.3.3 Richtcharakteristik

Bild 2.13 zeigt Richtdiagramme in Elevation einer archimedischen und einer logarithmischen Spirale bei verschiedenen Frequenzen. Beide Diagramme sind nahezu frequenzunabhängig, nur das Diagramm der archimedischen Spirale variiert in der Spiralebene etwas stärker mit der Frequenz. Die Halbwertsbreiten bei den drei gezeigten Frequenzen variieren bei der archimedischen Spirale im Bereich $\vartheta_{3dB} = \pm 30^\circ \dots \pm 45^\circ$, bei der logarithmischen im Bereich $\vartheta_{3dB} = \pm 35^\circ \dots \pm 45^\circ$. Die Diagramme sind multipliziert mit dem Richtfaktor und stellen somit direkt den Richtfaktor bzw. den Gewinn unter Vernachlässi-

gung von Verlusten dar. Der Richtfaktor erhöht sich von etwa 4 dBi bei 500 MHz auf etwa 6 dBi bei 900 MHz und bleibt zu höheren Frequenzen hin konstant. Das Richtdiagramm bei Horizontalschnitten ($\vartheta = \text{const.}$) ist omnidirektional, das heißt nahezu konstant über dem Azimut.

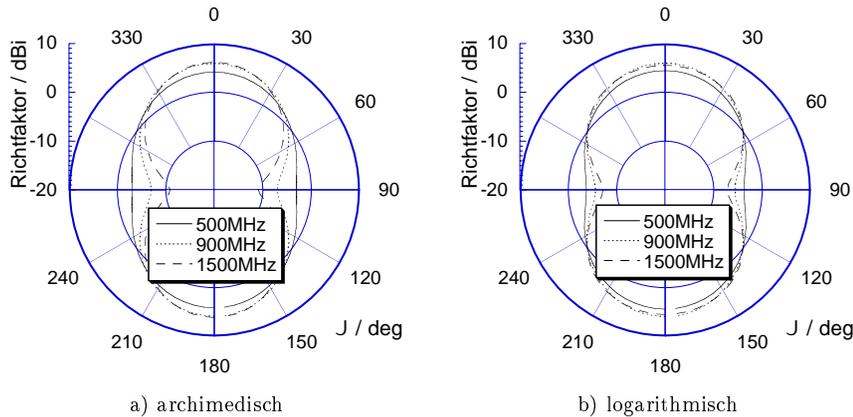


Bild 2.13: Berechnete Richtdiagramme in Elevation bei archimedischer und logarithmischer, selbstkomplementärer, zweiarmiger 40 cm-Durchmesser-Spirale im Freiraum mit drei Windungen bei verschiedenen Frequenzen

2.3.3.4 Verluste

Bei den bisherigen Berechnungen sind alle Materialien als verlustlos angenommen. Allerdings treten sowohl ohmsche Verluste in den Spiralarmlen als auch dielektrische Verluste auf einem dielektrischen Substrat auf. Bei einer Anzahl von mindestens zwei bis drei Windungen, die zum Erreichen einer niedrigen unteren Grenzfrequenz gefordert wird, sind aufgrund der langen Strompfade höhere Verluste zu erwarten. Tabelle 2.1 zeigt hierzu berechnete Wirkungsgrade verschiedener Spiralen bei unterschiedlichen Frequenzen. Die Spiralen sind eine archimedische und eine logarithmische Spirale mit zwei Windungen und eine archimedische Spirale mit sechs Windungen. Alle haben einen Durchmesser von 40 cm. Die Spiralen sind auf einem Arlon320-Substrat der Dicke $d = 1,57$ mm mit einer Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 3,2$ angebracht. Dieses Substrat ist ein preisgünstiges Leiterplattenmaterial für Hochfrequenzanwendungen. Es werden jeweils zwei Berechnungen durchgeführt. Zum einen werden nur Leitungsverluste in den Spiralarmlen bei einer Annahme von Kupferarmen mit einer Dicke von $17 \mu\text{m}$ angenommen, zum anderen nur dielektrische Verluste im Substrat

Spiral- und Verlusttyp	900 MHz	1800 MHz
log, 2Wdg., ohmsch	98,8%	99,3%
log, 2Wdg., diel.	99,8%	99,8%
arch, 2Wdg., ohmsch	99,2%	99,3%
arch, 2Wdg., diel.	99,9%	99,8%
arch, 6Wdg., ohmsch	98,3%	99,3%
arch, 6Wdg., diel.	99,7%	99,7%

Tabelle 2.1: Berechnete Wirkungsgrade von verlustbehafteten, selbstkomplementären, zweiarmigen 40cm-Durchmesser-Spiralen mit verschiedenen Windungszahlen: ohmsche und dielektrische Verluste mit folgenden Daten: Metallisierungsdicke $t = 17 \mu\text{m}$, Leitfähigkeit $\sigma = 5,62 * 10^7 \text{S/m}$, Substratdicke $d = 1,57 \text{mm}$, Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 3,2$, Verlustwinkel des Substrats $\tan \delta = 0,0029$

bei einem Verlustwinkel von $\tan \delta = 0,0029$. Die dargestellten Werte stellen die resultierenden Wirkungsgrade dar.

Die Kupferverluste steigen bei tiefen Frequenzen erwartungsgemäß mit der Anzahl der Windungen, sinken aber mit steigender Frequenz, da hier aufgrund der nach innen bewegten Abstrahlregion die Strompfade kürzer werden. Bei hohen Frequenzen hat damit die Windungszahl einen kleineren Einfluss. Die Substratverluste steigen erwartungsgemäß mit der Windungszahl, sind aber wenig abhängig von der Frequenz, da zwar die Verluste innerhalb eines bestimmten Gebietes aufgrund des Verlustwinkels $\tan \delta$ steigen, aber aufgrund der kürzeren Strompfade kompensiert werden. Die sehr kleinen dielektrischen Verluste spielen bei logarithmischer und archimedischer Spirale keine Rolle gegenüber den ohmschen Verlusten. Die ohmschen Verluste können durch nicht zu hohe Windungsanzahlen ebenfalls in einem verträglichen Rahmen gehalten werden.

2.3.3.5 Füllverhältnis

Die bisherigen Berechnungen basieren alle auf selbstkomplementären Spiralen, also auf Füllverhältnissen von 50%. Andere Füllverhältnisse führen, wie weiter oben angedeutet, zu anderen Impedanzwerten. Bild 2.14 zeigt zwei Spiralen mit drei Windungen mit unterschiedlichen Füllverhältnissen. Die berechneten Eingangsimpedanzen dieser Spiralen sind in Bild 2.15 gezeigt. Der Realteil der Eingangsimpedanz ist oberhalb der unteren Grenzfrequenz in beiden Fällen konstant. Der Wert bei der 75%-Spirale liegt bei ungefähr 150Ω , bei der 25%-Spirale ungefähr bei 300Ω . Damit steigt die Impedanz mit dünneren Spir-

alarmen. Die Imaginärteile sind aufgrund des induktiven Anteils des Speisesegments bei der Berechnung vorhanden, verschwinden aber in der Theorie. Für die Praxis ist damit nur der Realteil der Impedanz maßgeblich.

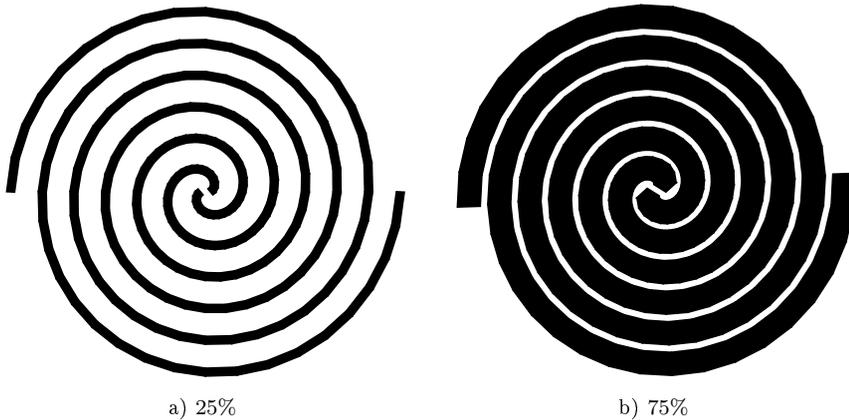


Bild 2.14: Archimedische Spiralen mit verschiedenen Füllverhältnissen

Im Vorangegangenen wurde die Funktionsweise konventioneller, zweiarmiger, in der Mitte gespeister Spiralen sowohl theoretisch untersucht als auch numerisch berechnet. Hierbei wird deutlich, dass logarithmische und archimedische Spiralen insbesondere ab zwei Windungen sehr ähnlich in den Eigenschaften sind und dass beide somit für die Anwendung als Kraftfahrzeugantenne geeignet sind.

Mehrarmige Spiralen werden in Kapitel 4 untersucht, während extern gespeiste Spiralen und Spiralen mit Massefläche oder Dielektrikum im Folgenden untersucht werden.

2.4 Extern gespeiste Spiralen

Bei den in Abschnitt 2.3 untersuchten Spiralen wird immer davon ausgegangen, dass die Spirale mit einer Spannungsquelle in der Mitte zwischen den beiden Spiralarmlen gespeist wird. Diese Spannungsquelle kann einfach durch eine Zweidrahtleitung, durch ein angelegtes Koaxialkabel oder andere Leitungstypen, teilweise in Verbindung mit Symmetriegliedern (*balun*), realisiert werden. Verschiedene Speisemethoden werden beispielsweise in [Baw60a, Shu87] vorgestellt.

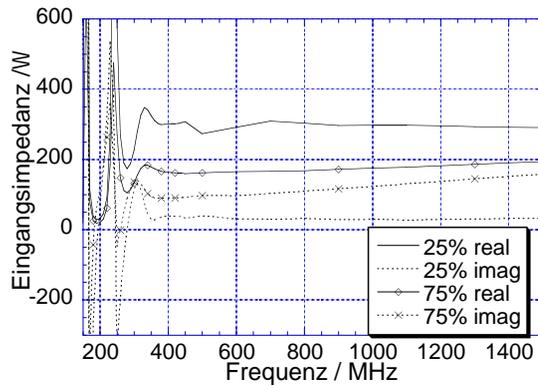


Bild 2.15: Berechnete Eingangsimpedanzen der zweiarmigen, archimedischen Spiralen aus Bild 2.14 im Freiraum mit drei Windungen und 40 cm Durchmesser

Im Gegensatz hierzu lässt sich eine Spiralantenne auch extern speisen, wie es auch im folgenden Kapitel 3 beschrieben wird. Hierbei wird für auf den Spiralarms nach innen laufende Wellen eine Abstrahlbedingung geschaffen, die dadurch gekennzeichnet ist, dass hier ebenfalls Ströme auf benachbarten Armen in Phase sind. Dies ist nicht zu verwechseln mit externen Speisemethoden, bei denen eine Koaxialleitung [Dys59a] oder eine Microstrip-Leitung [Sau81, Nur96, Möl97, Ans97] entlang eines Arms, der als Massefläche dient, nach innen geführt wird und im Zentrum der Spirale dann als Spannungsquelle wirkt. Dabei ist die auf der Leitung nach innen laufende Welle gebunden, während Abstrahlung nur durch die wieder nach außen laufende Welle hervorgerufen wird.

Von außen nach innen laufende Wellen werden beispielsweise in [Kim71] durch Reflexionen der nach außen laufenden Wellen an den Armen erzeugt und zur Abstrahlung der umgekehrten zirkularen Polarisierung benutzt. In [Nak94] wird die Speisung der beiden äußeren gegenüberliegenden Armen einer Schlitzspirale mit zwei Microstrip-Leitungen rechnerisch untersucht. Eigene theoretische und experimentelle Untersuchungen zu Schlitzspiralen [Sch99], die breitbandig mit Schlitzleitungen und Microstrip-Leitungen in Verbindung mit Marchand-Symmetriergliedern von außen gespeist werden, sind in [Gsc99a] veröffentlicht.

Die Funktionsweise lässt sich wie bei der von innen gespeisten Spirale mit Hilfe der Bandtheorie erläutern. Bild 2.16 zeigt hierzu eine Spirale mit durch Pfeile dargestellten momentanen Stromvektoren an bestimmten Positionen. Die Geometrie für die im Zentrum gespeiste Spirale führt dazu, dass Stromvektoren

auf zwei Armen auf gegenüberliegenden Positionen räumlich in Phase sind. Damit wird die Abstrahlbedingung in einer aktiven Zone mit dem Umfang einer Wellenlänge erreicht. Um beispielsweise dieselbe aktive Region bei einer Speisung von außen zu erhalten, müssen die äußeren Arme wie in Bild 2.16 in Gegenphase bzw. räumlich in Phase gespeist werden. Die momentane Stromverteilung in der aktiven Region ist dann identisch mit der Stromverteilung der von innen gespeisten Spirale, mit dem Unterschied, dass die Leistungswellen auf den Armen nach innen laufen und nicht nach außen.

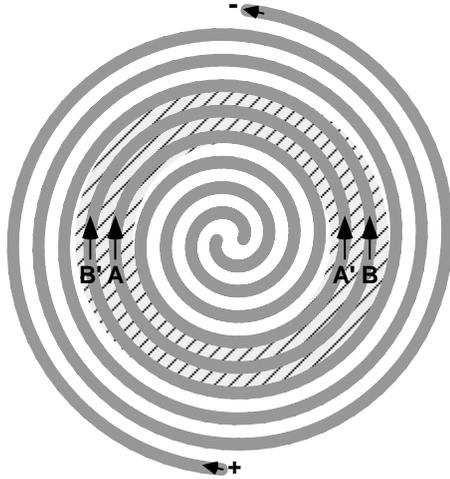


Bild 2.16: Bandtheorie für eine symmetrisch extern gespeiste archimedische Schlitzs spirale

Aufgrund des Umfanges der aktiven Region von einer Wellenlänge wandert auch hier die aktive Region mit höheren Frequenzen nach innen. Dies ist anschaulich anhand des Betrages der Stromdichteverteilung in Bild 2.17 gezeigt. Eine archimedische Schlitzs spirale wird von zwei Schlitzleitungen von außen gespeist. Der Übergang von hohen Stromdichten auf niedrige Stromdichten entspricht der Abstrahlregion, welche sich bei der höheren Frequenz weiter im Zentrum befindet.

Die theoretische untere Grenzfrequenz ist auch hier durch Gleichung 2.12 gegeben. In der Praxis liegt sie etwa um den Faktor 1,5 höher [Gsc99a]. Eine theoretische obere Grenzfrequenz ist bezüglich der Abstrahlregion durch $3f_{min}$ mit f_{min} aus Gleichung 2.12 gegeben. Oberhalb dieser Frequenz tritt für die dritte Mode mit einer aktiven Region bei einem Umfang von drei Wellenlängen

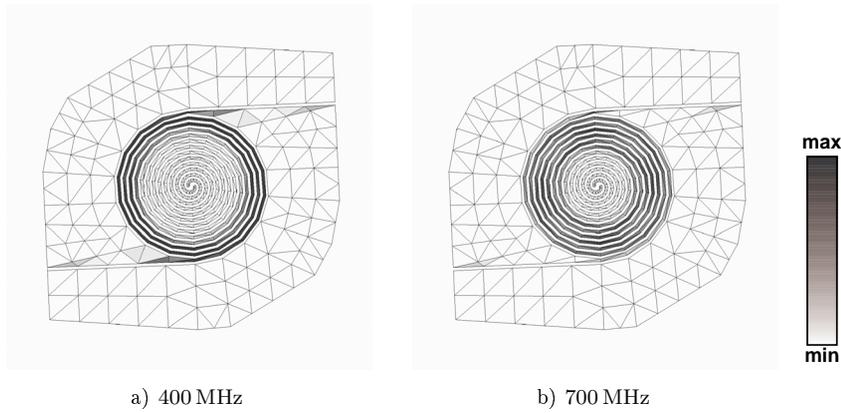


Bild 2.17: Berechneter Betrag der komplexen Stromdichteverteilung einer symmetrisch extern gespeisten, archimedischen, selbstkomplementären Schlitzspirale im Freiraum mit 40 cm Durchmesser und 6,5 Windungen bei verschiedenen Frequenzen

die Möglichkeit zur Abstrahlung auf. Damit wird die Leistung hauptsächlich in dieser Mode abgestrahlt. Bei noch höheren Frequenzen strahlt die Spirale dann in der fünften, siebten etc. Mode bzw. in einem Modengemisch ab, weshalb die Richtcharakteristik nicht frequenzunabhängig ist.

Die Eingangsimpedanz variiert unterhalb der unteren Grenzfrequenz aufgrund der stehenden Wellen auf der Spirale stark, während sie oberhalb konstant wird. Die von der Speiseleitung eingespeiste Leistung wandert auf der Spirale nach innen, wird dort abgestrahlt und idealerweise nicht reflektiert. Damit entspricht die Antenne einem angepassten Abschluss oder Absorber für die Speiseleitung, und die Eingangsimpedanz an einem Arm entspricht der charakteristischen Impedanz der Speiseleitung. Dies ist das typische Verhalten von Wanderwellenantennen im Gegensatz zu resonanten Antennen, bei denen die Geometrie des Resonators und die Position im Resonator die Eingangsimpedanz vorgeben. Da die charakteristische Impedanz einer Leitung meist nahezu frequenzunabhängig ist, ist auch die Eingangsimpedanz der extern gespeisten Spirale oberhalb der unteren Grenzfrequenz frequenzunabhängig.

2.5 Spiralen über Massefläche und Dielektrikum

Die oben gezeigten Untersuchungen beschränken sich auf Spiralantennen im Freiraum. Bei praktischen Anwendungen jedoch muss die Spirale auf einem Trägermaterial angebracht werden, das bestimmte dielektrische Eigenschaften hat, und außerdem befindet sich häufig eine Masseebene in der Nähe, die ebenfalls als Trägerstruktur dient oder aber absichtlich zur Unterdrückung der Strahlung in eine Richtung eingesetzt wird.

2.5.1 Dielektrikum

Der Einfluss des Dielektrikums wird in Bild 2.18 deutlich, welche die berechneten Eingangsimpedanzen einer Spirale auf verschiedenen Dielektrika und im Freiraum miteinander vergleicht. Der Realteil der Eingangsimpedanz sinkt mit zunehmendem Einfluss des Dielektrikums. Der Impedanzverlauf der Spirale über hochpermittivem Material ist gleichmäßiger oberhalb einer tieferen Frequenz im Vergleich zur Spirale mit niederpermittivem Dielektrikum oder im Freiraum. Dies entspricht Gleichung 2.12 für die untere Grenzfrequenz, die abhängig von der relativen effektiven Dielektrizitätszahl ist. Je höher die dielektrische Wirkung ist, desto kleiner wird die Wellenlänge und damit die untere Grenzfrequenz.

Bei hochpermittiven Materialien mit größerer Stärke wird die Abstrahlung der elektromagnetischen Wellen von der Spirale in den Freiraum allerdings vermindert, da der Großteil der Feldenergie sich im Dielektrikum befindet und von diesem als dielektrischer Wellenleiter geführt wird. Die Unterdrückung der Abstrahlung ist damit nicht in der Eingangsimpedanz sichtbar, sondern nur im Gewinn der Antenne. Bei der 40 cm-Durchmesser-Spirale bei 500 MHz beispielsweise fällt der Gewinn von etwa 5 dBi für die Spirale im Freiraum auf etwa -10 dBi bei der Spirale auf 20 cm dickem Material der Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 20$ ab. Für die Materialien aus Bild 2.18 werden Gewinne von über 3 dBi errechnet.

Bei der praktischen Realisierung, bei der das Substrat nicht unendlich ausgedehnt ist, wird die Leistung an den Rändern des Substrats reflektiert, koppelt wieder auf die Spirale und führt so zu einer nichtkonstanten Eingangsimpedanz durch stehende Wellen. Je nach Anwendung ist bei der Auswahl des Trägermaterials also ein Kompromiss zwischen unterer Grenzfrequenz und Gewinn einzugehen.

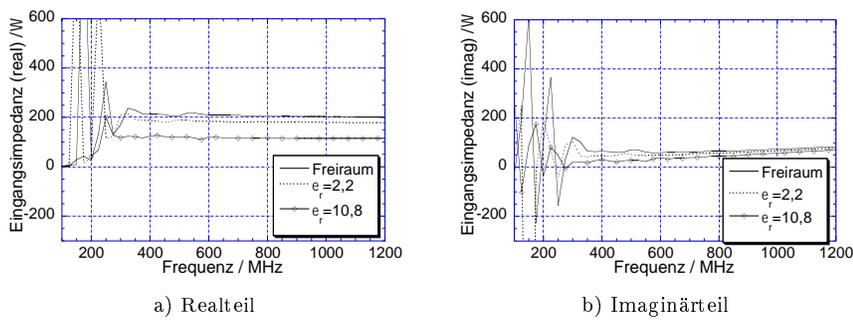


Bild 2.18: Berechnete Eingangsimpedanzen einer selbstkomplementären, zweiarmigen, archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spirale mit drei Windungen im Freiraum, auf 3,18 mm Dielektrikum mit $\varepsilon_r = 2,2$ und auf 3,18 mm Dielektrikum mit $\varepsilon_r = 10,8$

2.5.2 Masse

Die Funktionsweise der Spiralanterie wird durch eine Massemetallisierung parallel zur Spiralebene je nach Abstand stark beeinflusst. Die Massemetallisierung bewirkt, dass sich zwischen den Spiralarmlen und der Massemetallisierung Felder ausbilden, so dass die Leitungswellen auf den Spiralarmlen sich zum Teil als gebundene Leitungswellen ausbreiten. Diese gebundenen Leitungswellen werden nicht abgestrahlt, sondern führen zu einem erhöhten Stehwellenverhältnis. Des Weiteren kann das Strahlungsdiagramm als eine Überlagerung der Felder der Spirale und ihres in der Metallisierung gespiegelten Bildes betrachtet werden. Aufgrund des über der Frequenz variierenden elektrischen Abstandes ist die resultierende Richtcharakteristik nicht frequenzunabhängig. Die Richtcharakteristik ist frequenzabhängig bei allen Abständen der Massemetallisierung, während die Eingangsimpedanz bei genügend großem Abstand frequenzunabhängig wird, da das Stehwellenverhältnis reduziert wird.

Bild 2.19 zeigt das Verhalten der Eingangsimpedanz der Spirale über Massemetallisierungen in verschiedenen Abständen. Die theoretische untere Grenzfrequenz der Spirale im Freiraum beträgt 240 MHz. Die Abstände sind bezogen auf die Wellenlänge bei 400 MHz. Beim Abstand $\lambda/4$ ist die untere Grenzfrequenz nahezu erreicht, es ist kaum ein Unterschied zur Impedanz der Spirale im Freiraum zu erkennen. Beim Abstand $\lambda/10$ jedoch variiert der Impedanzverlauf und wird bei 800 MHz (Abstand= $\lambda/5$) konstant. Bei geringerer Abstand von $\lambda/30$ oder 2,5 cm wird die Eingangsimpedanz innerhalb des dargestellten Bereiches nicht konstant. Konstanz ist erst ab höheren Frequenzen zu erwarten.

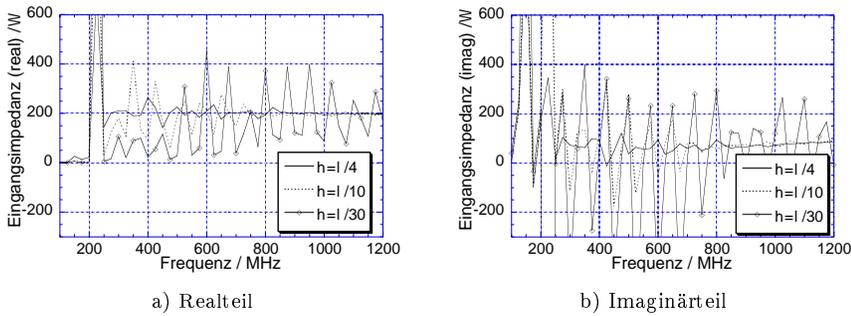


Bild 2.19: Berechnete Eingangsimpedanzen einer selbstkomplementären, zweiarmigen, archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spirale mit drei Windungen über Masse in den Abständen 18,75 cm, 7,5 cm und 2,5 cm ($= \lambda/4$, $\lambda/10$ und $\lambda/30$ bei 400 MHz)

Richtdiagramme dieser Antenne über einer Masse im Abstand $\lambda/4$ bei 400 MHz sind in Bild 2.20 bei verschiedenen Frequenzen gezeigt. Bei 400 MHz überlagern sich die Felder der Spirale und ihres Spiegelbildes senkrecht zur Spiraleben konstruktiv, weshalb hier ein Gewinn von 8 dBi erreicht wird, während für die doppelte Frequenz eine Nullstelle in Hauptstrahlrichtung auftritt. Bei 700 MHz ist diese Nullstelle noch nicht voll ausgebildet. Die zirkulare Polarisation verliert bei Anbringen der Spirale über Masse in starkem Maße ihre Reinheit.

In bisherigen Veröffentlichungen werden diese Berechnungen bestätigt. In [Nak86] wird eine Spirale über Masse gerechnet und festgestellt, dass das Achsverhältnis der zirkularen Polarisation stark von 1 abweicht. Konkrete Ergebnisse werden in [Nak93a] veröffentlicht. Bei einem Abstand von $\lambda/20$ werden 3 dBi Gewinn erreicht mit einem Wirkungsgrad von 30% und einem Achsverhältnis von 4 dB. Beim Abstand $\lambda/5$ werden 8 dBi Gewinn und 1 dB Achsverhältnis erreicht. Ähnliche Werte und Aussagen werden in [Hol93, May94] veröffentlicht. Hiergegen heben sich die Veröffentlichungen [Wan91, Wan95a] mit einer Microstrip-Spirale ab, die ohne Absorber hohe Gewinne und gute Anpassung erzielt. Dies gilt allerdings nur für sehr hohe Frequenzen [Wan96].

Interessant und im Folgenden berechnet ist auch das Verhalten von nicht-selbstkomplementären Spiralen über Masse. Beispielsweise wird die sogenannte *thin slot spiral antenna* häufig benutzt [Nur96, Özd98, Nur99], da diese weniger abhängig von der Nähe einer Massemetallisierung sein soll. Gegenteilige Aussagen erhält man in [Pal99], wo verschiedene Spiralen mit verschiedenen Füllverhältnissen im Freiraum und über Masse untersucht werden. Hier wer-

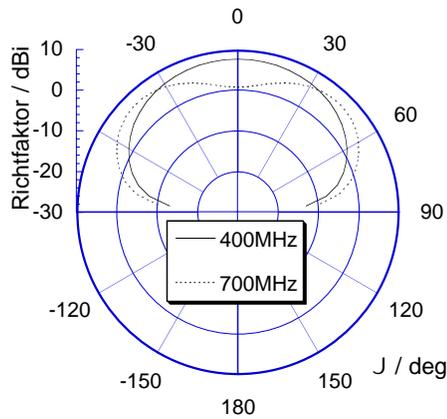


Bild 2.20: Berechnete Richtdiagramme einer selbstkomplementären, zweiarmigen, archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spirale mit drei Windungen 18,75 cm über Masse bei 400 MHz und 700 MHz

den nur geringe Unterschiede in den Ergebnissen zwischen Dünnschlitz- und Dünnarmspirale festgestellt. Zudem werden bei den obigen Autoren bei der *thin slot spiral antenna* Absorber an den Armenden verwendet, um die Reflexionen an den Armenden zu minimieren. Eigene Berechnungen sind in Bild 2.21 gezeigt. Hier werden zwei Spiralen mit Füllverhältnissen von 25% (dünne Arme) und 90% (dünne Schlitz) miteinander verglichen. Die Spiralen sind in einem kleinen Abstand von $\lambda/30$ bei 400 MHz über Masse angebracht. Zum Vergleich ist die Impedanz einer Spirale im Freiraum aufgezeichnet. Bei beiden Spiralen über Masse ist eine stark variierende Eingangsimpedanz zu erkennen. Die Impedanz der 90%-Spirale variiert betragsmäßig weniger stark, die relative Variation bleibt allerdings ähnlich. Eine Anpassung ist damit bei beiden Spiralen schwer durchzuführen.

2.6 Zusammenfassung

Dieses Kapitel stellt die Grundlagen zur Funktionsweise von Spiralantennen vor. Spiralantennen sind frequenzunabhängige Antennen, die aufgrund ihrer Größe, ihrer Planarität und ihrer nicht zu stark gerichteten Strahlungscharakteristik geeignet für die Anwendung im Kraftfahrzeug sind. Der Aufbau und die elektrische Funktionsweise von Spiralantennen sind durch mehrere geometrische Parameter definiert. Diese Parameter sind

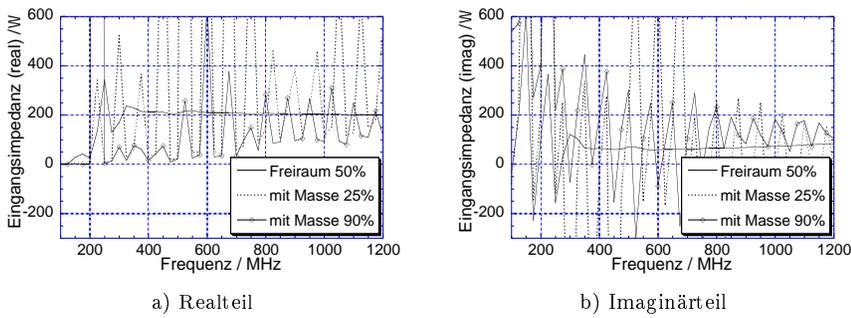


Bild 2.21: Berechnete Eingangsimpedanzen von zweiarmigen, archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spiralen mit drei Windungen mit Füllverhältnissen 25% und 90% im Abstand 2,5 cm über Masse und Vergleich mit einer Freiraumspirale

- logarithmische oder archimedische Geometrie,
- Durchmesser,
- Windungszahl oder Steigung,
- Füllverhältnis und
- Anzahl der Arme.

Außerdem wird die Funktionsweise durch die Wahl der Speisung und das Anbringen von zusätzlichen Materialien wie Masse oder Dielektrikum beeinflusst.

Die obigen Untersuchungen zeigen, dass für den praktischen Einsatz im Kraftfahrzeug kein wesentlicher Unterschied zwischen archimedischer und logarithmischer Spirale besteht. Der Durchmesser ist der kritischste Parameter der Spirale für diese Anwendung, weil er durch die untere Betriebsfrequenz bestimmt ist. Die Windungszahl hat Einfluss auf die untere Grenzfrequenz und die Polarisationsreinheit, aber auch auf die Verluste. Bei hoher Windungszahl sinkt die Grenzfrequenz und steigt die Polarisationsreinheit, während die Verluste steigen. Ein Kompromiss liegt in der Größenordnung von drei bis zehn Windungen. Das Füllverhältnis hat einen Einfluss auf den Wert der konstanten Eingangsimpedanz, an die eine Speiseleitung angepasst werden muss. Die vorteilhafte Möglichkeit zum Aufbau der Antenne mit mehreren Armen wird in Kapitel 4 bei der Erläuterung der Vierarmspirale für die Karosserie demonstriert. Die Möglichkeit der Variation der Speiseposition zeigt die Flexibilität

der Antenne, was in Kapitel 3 bei der Entwicklung der Scheibenantenne ausgenutzt wird. Das Anbringen von Masse oder eines Dielektrikums beeinflusst die Funktionsweise der Spirale stark und muss beim Aufbau der Antenne berücksichtigt werden. Diese Einflüsse werden in Kapitel 4 für die Vierarmspirale mittels eines metallischen Hohlraumes vorteilhaft verwendet.

Mit Hilfe der hier gezeigten Untersuchungsergebnisse werden die in den folgenden Kapiteln vorgestellten konkreten Antennenkonfigurationen, die auf Spiralantennen basieren, für das Kraftfahrzeug aufgebaut.

Zum Einsatz einer Spiralantenne am Kraftfahrzeug für Kommunikations-, Rundfunk- und Navigationsanwendungen gibt es wie bei konventionellen Antennen zwei prinzipielle Möglichkeiten, die in Bild 2.22 skizziert sind. Zum einen ist dies der Einbau in eine Kraftfahrzeugscheibe, zum anderen der Einbau in die metallische Karosserie.



Bild 2.22: Mögliche Einbauorte für Spiralantennen am Kraftfahrzeug

Beim Einbau in die Scheibe muss gute Transparenz der Antenne gewährleistet sein. Die Antenne strahlt sowohl nach außen als auch in den Fahrzeuginnenraum, was bezüglich einer Rundumstrahlung Vorteile bieten kann. Die Funktion der Antenne wird nicht durch eine Massemetallisierung beeinflusst.

Bei Karosserieantennen kann die Abstrahlung in das Fahrzeuginnere unterdrückt werden. Eine nahe Massemetallisierung beeinflusst zwar die Funktion der Spirale, kann aber vorteilhaft ausgenutzt werden.

Eine pauschale Feststellung, welcher Einbauort besser ist, ist nicht zu machen. Die Bewertung hängt von mehreren Parametern wie der erreichbaren elektrischen Leistungsfähigkeit (Anpassung, Strahlungscharakteristik, Polarisation, Bandbreite), der Größe, der Kosten, des Designs etc. ab. Deshalb werden in dieser Arbeit jeweils eine neuartige Spiralantennenkonfiguration für den Einbau in die Scheibe und für den Einbau in die Karosserie untersucht. Zu beiden Konfigurationen ist jeweils eine Erfindungsmeldung mit Industriebeteiligung eingereicht.

Kapitel 3

Antenne für die Kraftfahrzeugscheibe

In diesem Kapitel wird eine neuartige Möglichkeit für eine Spiralantennenkonfiguration für die Kraftfahrzeugscheibe behandelt [Gsc99c], während das darauf folgende Kapitel eine Spiralantennenkonfiguration für die Fahrzeugkarosserie zeigt. Für die in diesem Kapitel behandelte Scheibenantenne soll sowohl die Integration in die Heckscheibe möglich sein, als auch in die Seiten- oder in die Frontscheibe.

3.1 Problemstellung

Die Integration einer frequenzunabhängigen Spiralantenne in die Kraftfahrzeugscheibe hat den Vorteil, dass sich in der Scheibe keine die Eigenschaften der Antenne beeinflussende Massemetallisierung befindet. Hierbei wird davon ausgegangen, dass eine eventuell vorhandene Scheibenheizung mit der Spiralantenne kombiniert wird und dass die Scheiben nicht metallisiert sind. Die Spirale befindet sich dann, abgesehen vom dünnen dielektrischen Material der Scheibe, im Freiraum. Um die Transparenz der Scheibe zu bewahren, muss die Spirale entweder mit sehr dünnen Leiterbahnen ausgeführt werden, oder es muss transparentes, elektrisch leitfähiges Material verwendet werden.

Bei der Suche nach einer geeigneten Antennenstruktur basierend auf dem Prinzip der Spiralantenne ergibt sich sofort die in Bild 3.1 skizzierte Problematik der Speisung. Eine konventionelle Spiralantenne, zweiarmig oder mehrarmig, wird in der Mitte mit einer oder mehreren Spannungsquellen gespeist.

Diese Spannungsquellen werden durch Speiseleitungen realisiert. Die Zuführung einer Speiseleitung in die Mitte der Spirale muss entweder über die Spiralar-
me, quer zu den Spiralar-
men oder aus der dritten Dimension, also senkrecht zur Scheibe erfolgen. Die Zuführung senkrecht zur Scheibe ist nicht praktikabel und die Zuführung quer zu den Spiralar-
men stört die elektrische Funktionsweise. Als Lösung bleibt die externe Speisung der Spiralantenne.

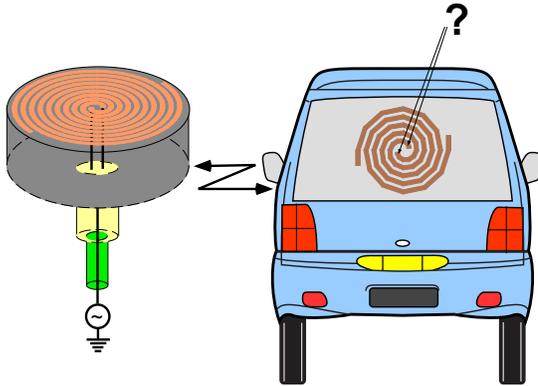


Bild 3.1: Problematik der Speisung an der Scheibe

Nach Abschnitt 2.4 gibt es mehrere Möglichkeiten der externen Speisung von Spiralen. Die Einkopplung der Leistung über einen einzelnen Arm, der als Zweidrahtleitung ausgeführt ist, ist eine Möglichkeit, allerdings läuft hier die Leistung zunächst bis zum Zentrum der Spirale und läuft von dort wieder nach außen, was aufgrund der langen Wege zu Verlusten führen kann. Die Speisung nach Bild 2.16, bei der die nach innen laufenden Wellen abstrahlen, ist nicht möglich, da die Zuleitungen einzelne Leiter ohne Rück- oder Gegenleiter sind und damit eine unbekannte Impedanz haben und abstrahlen. Diese Konfiguration ist nur als Schlitzspirale auszuführen, da Schlitzleitungen eine definierte Impedanz haben und vernachlässigbar abstrahlen.

Damit die Leistung auf einer Leitung mit definierter Impedanz in die Spirale läuft und auf dem Weg von außen nach innen abstrahlt, wird als Lösung vorgeschlagen, ein äußeres Armende um eine halbe Windung zu verlängern, das so mit dem anderen Armende eine Zweidrahtleitung bildet. Diese neuartige Struktur ist als Erfindungsmeldung in Verbindung mit Industriepartnern eingereicht. Die Skizze dieser Antennenstruktur zeigt Bild 3.2 zusammen mit Stromvektoren und Bezeichnungen zur Erläuterung der Abstrahlung nach der Bandtheorie.

3.2 Funktionsweise

3.2.1 Geometrie und Abstrahlung

Die Spirale wird außen an der Zweidrahtleitung gespeist. Die Leistung läuft von dort auf der Spirale nach innen. Aufgrund der unterschiedlichen Längen der Leiter der gekrümmten Zweidrahtleitung treten hier auch Regionen auf, in denen Ströme auf benachbarten Armen in Phase sind. Zur Bestimmung der Abstrahlregion und damit zur Bestimmung der Grenzfrequenz und Größe der Spirale wird die Bandtheorie zur Hilfe genommen und anhand Bild 3.2 mit einer archimedischen Spirale erläutert. In dieser Skizze stellen die Pfeile momentane Stromvektoren auf der Spirale dar.

Auf der Speiseleitung sind die Ströme in Gegenphase und damit ist die Welle auf der Leitung gebunden. Aufgrund der Krümmung der Leitung in der Spirale ist ein Leiter länger als der andere, weshalb die Welle unterschiedliche Weglängen auf beiden Leitern durchlaufen muss. Bei einem Weglängenunterschied von einer halben Wellenlänge sind die Ströme in benachbarten Armen in Phase. Damit findet Abstrahlung von Feldern statt.

Im Fall dieser Spirale ergibt es sich im Gegensatz zur von innen gespeisten Spirale nicht zwangsläufig, dass die Ströme mehrerer benachbarter Arme in Phase sind. Es sind nur die Ströme von mindestens zwei benachbarten Armen in Phase, was zur Abstrahlung genügt, wie spätere Berechnungen und Messungen zeigen.

3.2.2 Abstrahlregion und Grenzfrequenz

Die Position der Abstrahlregion der Spirale nach Bild 3.2 kann anhand einer archimedischen Spirale folgendermaßen näherungsweise hergeleitet werden. Es wird angenommen, diese Region befinde sich in einem Abstand s vom Außenrand der Spirale. Für die Mittellinien der beiden Spiralarms gelten folgende Beziehungen, wobei a den Steigungskoeffizient und r und φ die Koordinaten im zylindrischen Koordinatensystem darstellen:

$$r_1 = a\varphi, \quad r_2 = a(\varphi + \pi) \quad (3.1)$$

Der Weglängenunterschied Δl zwischen beiden Armen bei einer Umdrehung ist die Differenz zwischen dem Umfang des äußeren und des inneren Armes:

$$\Delta l = 2\pi(r_a - r_i) = 2\pi(r_2 - r_1) = 2\pi^2 a \quad (3.2)$$

Dabei ist

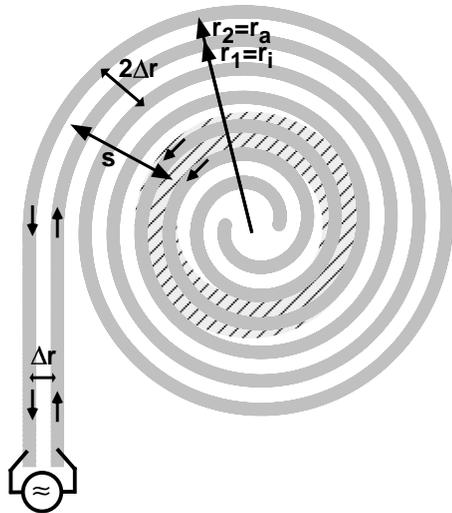


Bild 3.2: Skizze der Spirale für die Kraftfahrzeugscheibe und Bandtheorie, Pfeile stellen momentane Stromvektoren dar.

$$r_a - r_i = \Delta r = a(\varphi + \pi) - a\varphi = a\pi \quad (3.3)$$

der Abstand zwischen benachbarten Armen. Die Zweidrahtleitung hat sich nach n Windungen um die Radiusdifferenz s nach innen bewegt, wobei

$$s = 2n\Delta r = 2na\pi. \quad (3.4)$$

Die Abstrahlbedingung wird erreicht, wenn die Ströme in Phase sind, wenn also der Weglängenunterschied zwischen beiden Armen $\lambda/2$ beträgt. Das ist der Fall, wenn

$$\lambda/2 = n\Delta l = 2na\pi^2 = s\pi. \quad (3.5)$$

Dabei ist λ die Wellenlänge der gebundenen Welle auf der Spirale. Daraus folgt der Zusammenhang

$$s = \lambda/(2\pi). \quad (3.6)$$

Da die Radiusdifferenz s nicht größer als der Radius r der Spirale werden kann, liegt die theoretische untere Grenzfrequenz bei

$$f_{min,theo} = \frac{c_0}{2\pi r \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}, \quad (3.7)$$

wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit und $\varepsilon_{r,eff}$ die effektive Dielektrizitätszahl des dielektrischen Trägermaterials ist. Damit ist diese untere Grenzfrequenz dieselbe wie bei der zweiarmigen mittig gespeisten Spirale. Zur Verifikation dieser Theorie werden im Folgenden Berechnungen mit Hilfe des Softwarepaketes FEKO [EMS00] durchgeführt, das elektrische Integralgleichungen numerisch mit Hilfe der Momentenmethode löst. Diese Berechnungen und die später gezeigten Messungen ergeben, bezogen auf die Eingangsimpedanz, eine untere Grenzfrequenz $f_{min,ext}$, die ungefähr um den Faktor 1,8 größer ist als die theoretische Grenzfrequenz und damit gegeben ist durch

$$f_{min,ext} \approx 1,8 \frac{c_0}{2\pi r \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}. \quad (3.8)$$

Diese Verschiebung gegenüber dem theoretischen Wert kann folgendermaßen erklärt werden. Im Gegensatz zur von innen gespeisten Spirale bewegt sich die aktive Zone mit tieferer Frequenz zur Mitte der Spirale hin, wie aus Gleichung 3.6 ersichtlich wird. Das bedeutet, dass größere Wellenlängen nahe der Mitte abgestrahlt werden. Bei großen Wellenlängen und kleinem Umfang sind allerdings die Ströme auf gegenüberliegenden Positionen in der aktiven Zone

räumlich in Gegenphase. Da sich die gegenüberliegenden Stellen nahe zueinander bezogen auf die Wellenlänge befinden, unterdrückt diese Gegenphasigkeit die Abstrahlung. Deshalb kann die aktive Zone nicht ganz bis in das Zentrum der Spirale vordringen. Der Wert der unteren Grenzfrequenz ist damit ebenfalls wie bei der konventionellen Spirale nicht exakt zu definieren, sondern abhängig von Windungszahl bzw. Steigungskoeffizient.

Eine obere Grenzfrequenz ist ebenso wie bei der konventionellen Spirale schwer zu definieren. Theoretisch besitzt die Spiralantenne für die Scheibe keine obere Grenzfrequenz, jedoch tritt bei sehr hohen Frequenzen aufgrund des endlichen Abstandes zwischen den Leitern bereits in der Zuleitung Abstrahlung auf, wodurch sich die Funktion der Spirale erübrigt. Dieser Effekt kann zu hohen Frequenzen hin verschoben werden, wenn die Zuleitung entsprechend dünn ausgelegt wird, was durch eine hohe Windungszahl der Spirale erreicht werden kann.

3.2.3 Stromverteilung

Zur Veranschaulichung der Theorie werden im Folgenden Berechnungen mit der Software FEKO [EMS00] durchgeführt. Die Frequenzabhängigkeit der aktiven Zone ist anschaulich in Bild 3.3 gezeigt. Dargestellt ist eine extern gespeiste selbstkomplementäre Spirale mit einem Durchmesser von 40 cm. Die untere Grenzfrequenz nach Gleichung 3.8 ist damit $f_{min,ext} \approx 430$ MHz. Die hellen Bereiche auf der Spirale stellen Gebiete mit niedriger Stromdichte dar, die dunklen Bereiche sind Gebiete mit hoher Stromdichte. Die aktive Zone liegt an der Grenze zwischen hellen und dunklen Gebieten. Bei 350 MHz ist auf der Spirale noch keine aktive Zone zu erkennen. Es sind hauptsächlich stehende Wellen vorhanden. Bei 450 MHz kann man bereits erkennen, dass innen geringere Stromstärke vorherrscht als am Rand der Spirale. Bei 800 MHz und 1500 MHz ist die aktive Zone deutlich zu erkennen, wobei diese Zone mit zunehmender Frequenz nach außen wandert. Bei 1500 MHz ist bereits zu erkennen, dass die Spirale nicht mehr über den gesamten Umfang abstrahlt, sondern nur in einem Kreissegment. Aufgrund der kleinen Wellenlänge bei hohen Frequenzen ist der Wegunterschied einer halben Wellenlänge zwischen den beiden Leitern der Spirale bereits vor einer ganzen Windung erreicht. Durch Anbringen eines Absorbers oder eines Widerstandes in der Mitte der Spirale lassen sich stehenden Wellen unterhalb der unteren Grenzfrequenz vermeiden, jedoch geht dabei ein Großteil der Leistung im Absorber verloren und wird nicht abgestrahlt.

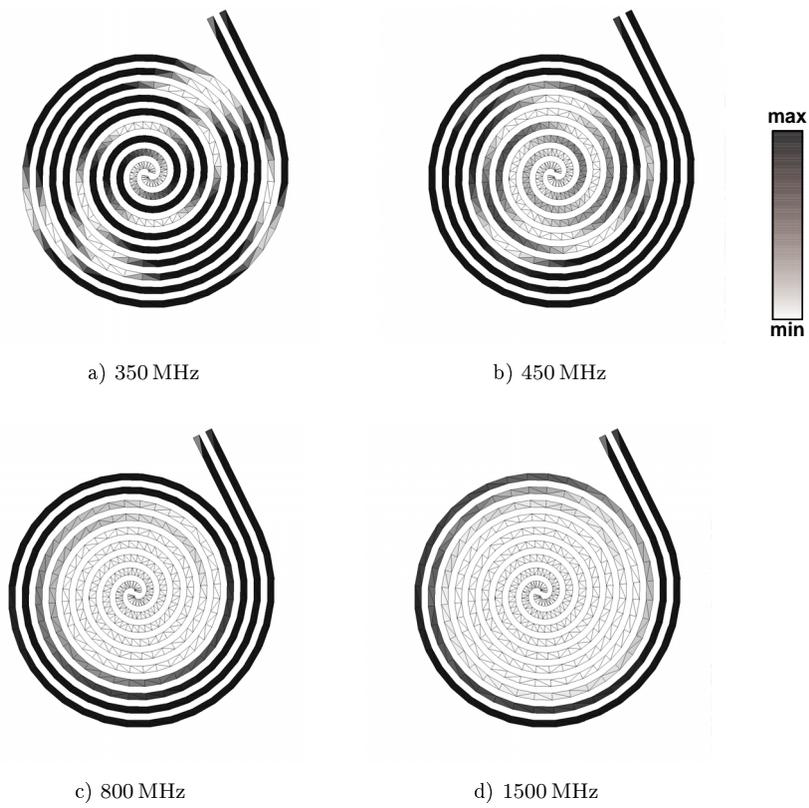


Bild 3.3: Berechneter Betrag der komplexen Stromdichte auf selbstkomplementärer, archimedischer 40 cm-Durchmesser-Spirale für die Scheibe mit 4,5 Windungen

3.2.4 Eingangsimpedanz

Die Spiralantenne für die Scheibe ist wie die konventionelle Spirale eine Wanderwellenantenne, bei der die eingespeiste Leistung bei der Ausbreitung auf der Antenne abgestrahlt wird. Die durch die Zweidrahtleitung eingespeiste Leistung wird damit oberhalb der unteren Grenzfrequenz nicht an den Einspeisepunkt reflektiert. Die Spirale wirkt sozusagen als Absorber für die Zweidrahtleitung. Die Eingangsimpedanz entspricht also der Eingangsimpedanz einer angepassten Leitung, die der charakteristischen Impedanz der Leitung entspricht. Diese Impedanz ist für eine reine TEM-Mode, wie sie in guter Näherung angenommen werden kann, frequenzunabhängig. Damit ist die Eingangsimpedanz der Spirale oberhalb der unteren Grenzfrequenz konstant, während sie unterhalb aufgrund der stehenden Wellen auf der Spirale über der Frequenz oszilliert. Die Eingangsimpedanz wird folglich mit Hilfe der Geometrie der Zuleitung bestimmt. Die berechneten Kurven in Bild 3.4 zeigen die Unabhängigkeit der Eingangsimpedanz oberhalb der Grenzfrequenz, die hier nach Gleichung 3.8 ungefähr 430 MHz beträgt, und die unterschiedlichen Beträge der Impedanzen in Zusammenhang mit der Zuleitungsgeometrie. Bei beiden Spiralen werden der Realteil und der Imaginärteil der Eingangsimpedanz oberhalb der theoretisch bestimmten Grenzfrequenz nahezu konstant. Der Imaginärteil ist leicht positiv aufgrund des induktiven Anteils des drahtförmigen Speisesegments zwischen den Leitern der Zuleitung. Unterhalb der Grenzfrequenz ist deutlich das Oszillieren der Impedanz zu erkennen.

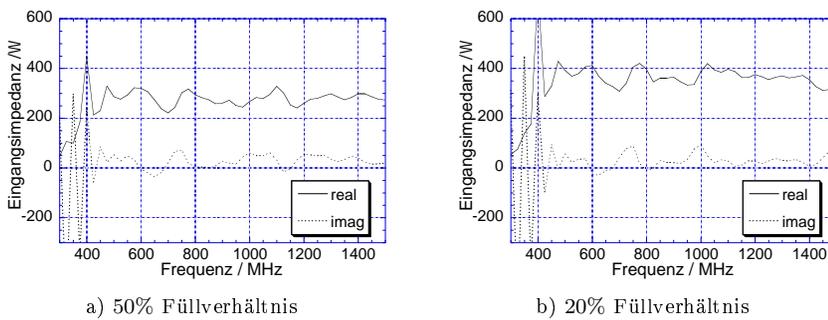


Bild 3.4: Berechnete Eingangsimpedanzen der archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spirale für die Scheibe mit 4,5 Windungen und unterschiedlichen Füllverhältnissen

Die Geometrie der Zuleitung und damit auch die Impedanz sind abhängig vom Füllverhältnis der Spirale. Die charakteristische Impedanz einer koplana-

ren Streifenleitung, wie sie die Zuleitung darstellt, kann nach [Hil79] durch

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad k = a/b, \quad k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.9)$$

bestimmt werden, wobei Z_0 den Freiraumwellenwiderstand, $K(k)$ und $K(k')$ die vollständigen elliptischen Integrale erster Ordnung [Bro91], a den Zwischenraum zwischen den beiden koplanaren Streifen und b die Gesamtbreite der Leitung darstellen. Die Zuleitung der 50%-Füllverhältnis-Spirale im Freiraum zeigt ein Verhältnis von $a/b = 1/3$, was zu einer theoretischen Impedanz von 241Ω führt. Die Impedanz einer 20%-Spirale führt zu einem Wert von 357Ω . Die Realteile der Impedanzen in Bild 3.4 bestätigen innerhalb der Toleranz des numerischen Berechnungsverfahrens diese Werte.

Eine Messung des Impedanzverlaufs zur Bestätigung der Theorie wird in Bild 3.5 gezeigt. Eine archimedische Spirale mit 5 Windungen, 32% Füllverhältnis und 30 cm Durchmesser, die auf Kaptonfolie geätzt ist, hat eine berechnete untere Grenzfrequenz von $f_{min,ext} \approx 570$ MHz mit einer theoretischen Eingangsimpedanz im Freiraum von 300Ω . Die Messung wird aufgrund der koaxialen Anschlüsse des vektoriiellen Netzwerkanalysators mit Hilfe eines unsymmetrischen Koaxialkabels an der symmetrischen Spiralzuleitung durchgeführt. Hierdurch treten Fehler im gemessenen Impedanzwert auf, die das prinzipielle Verhalten aber nicht beeinflussen. Bei Benutzung eines Symmetriergliedes kann die Impedanz nicht mehr direkt bestimmt werden, sondern muss aus Einzelmessungen extrahiert werden, die ebenfalls fehleranfällig und zudem aufwändiger sind. Die Messung zeigt deutlich die Existenz der unteren Grenzfrequenz bei ca. 500 MHz – 600 MHz und die Konstanz der Impedanz oberhalb dieser Frequenz. Erst ab etwa 6 GHz treten wieder leichte Oszillationen auf, die auf das Anbringen des Koaxialkabels auf die koplanare Streifenleitung mit ungenauer Positionierung und auf den endlichen Abstand zwischen den Leitern der Zuleitung zurückzuführen sind. Der Wert des gemessenen Realteils der Impedanz liegt etwas über 200Ω und damit unterhalb des theoretischen Wertes. Dieser Unterschied ist zum einen auf die Präsenz der Kaptonfolie mit dielektrischer Wirkung zurückzuführen, die bei der theoretischen Impedanz unberücksichtigt geblieben ist, und zum anderen auf die unsymmetrische Speisung einer symmetrischen Leitung, bei der in diesem Fall eine kleinere Impedanz gemessen wird. Damit bestätigt die Messung die vorher beschriebene Theorie der Frequenzunabhängigkeit und des Betrages der Eingangsimpedanz.

Der Zusammenhang von Füllverhältnis der Spirale und Impedanz führt zum Problem der Transparenz. Um gute Sicht durch die Kraftfahrzeugscheibe zu gewährleisten, muss das Füllverhältnis der Spirale sehr klein, also kleiner als 5% sein. Dies führt zu Eingangsimpedanzen über 530Ω , wobei übliche HF-

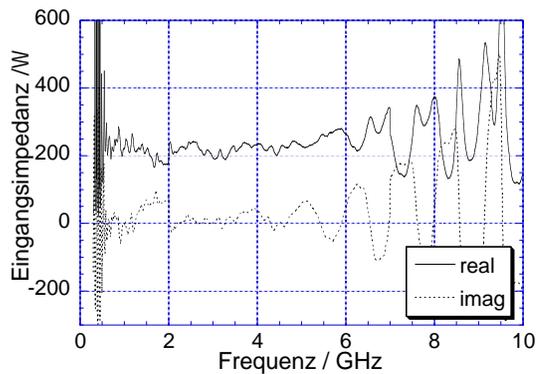


Bild 3.5: Mit einem unsymmetrierten Koaxialkabel gemessene Eingangsimpedanz einer archimedischen 32%-Füllverhältnis-30 cm-Durchmesser-Spirale für die Scheibe mit 5 Windungen

Kabelsysteme im Kraftfahrzeug Impedanzen unter 100Ω aufweisen. Damit ist breitbandige Anpassung mit hohem Impedanz-Transformationsverhältnis notwendig, was aufwändiger zu realisieren ist. Höhere Füllverhältnisse mit kleineren Eingangsimpedanzen sind nur zu erreichen, wenn die Spirale mit transparentem, leitfähigem Material aufgebaut wird. Diese Problematik wird in dieser Arbeit nicht untersucht. Die in diesem Kapitel vorgestellte Demonstratorantenne gewährleistet zwar keine ausreichende Sicht durch die Scheibe, zeigt aber die Einsetzbarkeit dieser Antennenstruktur.

3.2.5 Richtcharakteristik

Die Frequenzunabhängigkeit dieser Spirale bezieht sich nur auf die Eingangsimpedanz. Die Richtcharakteristik ist aufgrund der mit kleineren Wellenlängen nach außen wandernden aktiven Zone nicht frequenzunabhängig. Bild 3.6 zeigt Richtdiagramme einer 50%-Füllverhältnis-Spirale mit 40 cm Durchmesser in zwei Elevationshauptschnittebenen bei zwei verschiedenen Frequenzen. In der Nähe der unteren Grenzfrequenz bei 450 MHz ist das Richtdiagramm senkrecht zur Spiralebene gerichtet wie bei der konventionellen Spirale. Bei höheren Frequenzen bewegt sich die Hauptkeule über den Winkel und es entstehen Einzüge und Nebenkeulen wie in Bild 3.6 b) bei 1500 MHz. Diese Frequenzabhängigkeit ist abhängig von Windungszahl und Steigung und ist nicht analytisch beschreibbar.

Das gleiche Verhalten zeigt auch der Verlauf des Achsverhältnisses der zir-

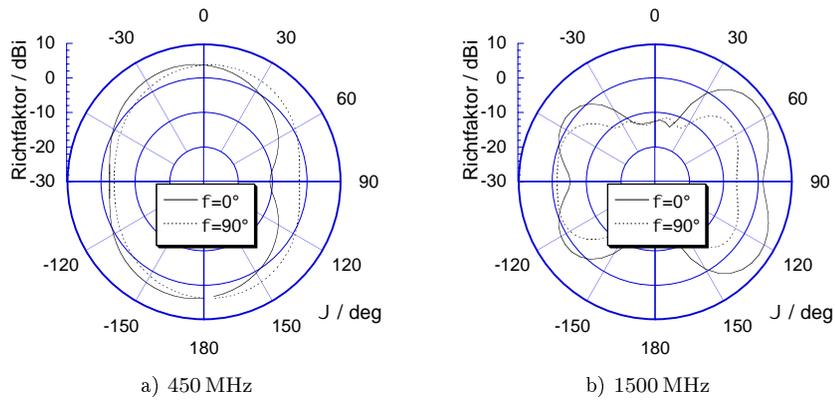


Bild 3.6: Berechnete Richtdiagramme einer selbstkomplementären, archimedischen 40-cm-Durchmesser-Spirale für die Scheibe mit 4,5 Windungen bei unterschiedlichen Frequenzen

kularen Polarisation. Bild 3.7 zeigt zwei Kurven des Achsverhältnisses über dem Elevationswinkel bei zwei verschiedenen Frequenzen und den Verlauf des Achsverhältnisses senkrecht zur Spiralebene ($\vartheta = 0^\circ$) über der Frequenz. Das Achsverhältnis über dem Winkel bei der unteren Grenzfrequenz zeigt einen vergleichbaren Verlauf wie bei der konventionellen Spirale, während bei 1500 MHz verteilte Richtungen mit linearer und zirkularer Polarisation auftreten. Ebenso zeigt der Verlauf des Achsverhältnisses über der Frequenz eine gute zirkuläre Polarisation nahe der unteren Grenzfrequenz, während sich bei höheren Frequenzen lineare und zirkuläre Polarisation abwechseln, da hier die Hauptkeule von $\vartheta = 0^\circ$ weggeschwenkt ist.

3.2.6 Zusammenfassung

Die im Vorangegangenen beschriebene Spiralantenne für den Einbau in die Kraftfahrzeugscheibe weist einen Anschluss zur Speisung mit frequenzunabhängiger Eingangsimpedanz oberhalb einer unteren Grenzfrequenz auf. Für eine untere Betriebsfrequenz von 500 MHz wird eine Antenne mit einem Durchmesser von etwa 34 cm benötigt. Die Richtcharakteristik ist frequenzabhängig. Die Antenne strahlt sowohl durch das Fahrzeuginnere nach außen als auch direkt nach außen ab. Da in der Spiralebene keine Nullstellen im Diagramm auftreten, ist auch Strahlung in die dazu orthogonalen Richtungen vorhanden. Damit kann bei senkrechtem oder schrägem Einbau eine Rundumstrahlung mit

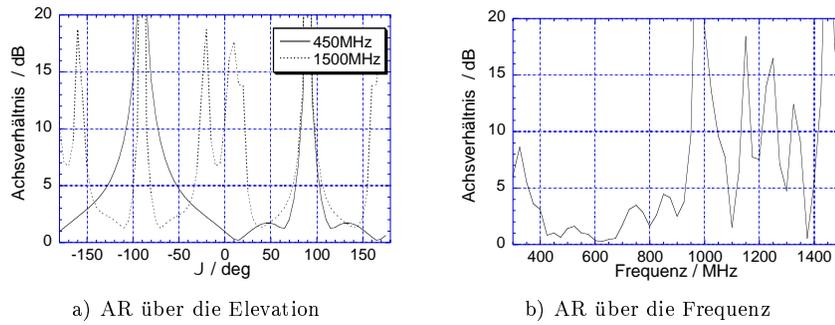


Bild 3.7: Berechnete Achsverhältnisse ($AR=$ axial ratio) einer archimedischen, selbstkomplementären 40 cm-Durchmesser-Spirale für die Scheibe a) über der Elevation bei zwei Frequenzen und b) über der Frequenz senkrecht zur Spiralebene

vertikalen Polarisationsanteilen für terrestrische Dienste mit einzelnen Minima erreicht werden. Die Spirale hat keine speziell für terrestrische Dienste und keine speziell für Satellitendienste ausgelegte Richtcharakteristik.

Aufgrund der vielversprechenden Frequenzunabhängigkeit der Eingangsimpedanz der Antenne werden neben den nachfolgend dargestellten Messungen der isolierten Antenne ohne Kraftfahrzeug auch Ergebnisse von Messfahrten präsentiert, bei der die Antenne zum Empfang von terrestrischen Funkdiensten verwendet wird und die die Leistungsfähigkeit dieser Antenne aufzeigen.

3.3 Messtechnische Charakterisierung der Scheibenantenne

Die messtechnische Charakterisierung der Spiralantenne für die Kraftfahrzeugscheibe umfasst unter anderem die Vermessung der isolierten Antenne bezüglich Anpassung und Richtcharakteristik. Eine vollständige Charakterisierung würde die Vermessung der Antenne in eingebauten Zustand erfordern. Dies wird hier zum einen aufgrund des Aufwandes der Richtcharakteristikmessung mit Kraftfahrzeug in einer Antennenmesseinrichtung und zum anderen aufgrund der starken Abhängigkeit der Richtcharakteristiken vom Fahrzeugtyp und Einbauort nicht durchgeführt. Als aussagekräftige Alternative werden die Ergebnisse von Messfahrten mit in das Fahrzeug eingebauter Antenne vorgestellt.

3.3.1 Aufbau

Die Spiralantenne für die Scheibe, wie sie im Vorangegangenen beschrieben wurde, kann so nicht direkt eingesetzt oder vermessen werden. Für den Aufbau und die Vermessung der Antenne werden spezielle Transformations- und Symmetrierglieder benötigt, um die Antenne korrekt zu speisen. Ein Transformationsglied wird benötigt, um die Impedanzen aneinander anzupassen, während das Symmetrierglied die Transformation von einer unsymmetrischen Leitung wie z.B. von Microstrip-Leitung auf eine symmetrische Leitung wie z.B. auf koplanare Streifenleitung oder Zweidrahtleitung durchführt. Bei Speisung einer symmetrischen Leitung mit einer unsymmetrischen Leitung entstehen auf der unsymmetrischen Leitung Ausgleichsströme wie z.B. Mantelwellen beim Koaxialkabel, die zu einer Veränderung der Impedanz und auch zu Abstrahlung führen können. Für die Vermessung muss aufgrund der Messeinrichtung die Impedanztransformation von 50Ω auf die Spiralimpedanz und die Symmetrierung von Koaxialkabel auf koplanare Streifenleitung durchgeführt werden. Zudem muss die Transformation breitbandig über den gesamten gewünschten Frequenzbereich durchgeführt werden.

Für die Vermessung wird ein planarer Marchand-Balun [Clo80] (Balun: von *balanced-unbalanced*) fünfter Ordnung nach [Chr97] gewählt. Der Aufbau, das Ersatzschaltbild und die Ausführung eines solchen Symmetriergliedes sind in Bildern 3.8 und 3.9 gezeigt. Dieses Symmetrierglied transformiert von Microstrip-Leitung auf koplanare Streifenleitung über drei $\lambda/4$ -Transformatoren und über zwei $\lambda/4$ -Stichleitungen. Zwei Transformatoren und eine Stichleitung sind als Microstrip-Leitung und ein Transformator und eine Stichleitung sind als koplanare Streifenleiter ausgeführt. Die Symmetrierung wird mit einer Microstrip-Schlitzleitungs-Kopplung durchgeführt. Teile der koplanaren Streifenleitung dienen der Microstrip-Leitung als Massefläche. Die Ordnung des Symmetriergliedes wird aufgrund der Bandbreite gewählt. Je mehr $\lambda/4$ -Transformatoren vorhanden sind, desto höher ist die Ordnung und auch die erreichbare Bandbreite. Die Symmetrierung von der Microstrip-Leitung aus wird gewählt, da daran eine Koaxialleitung mit einem einfachen Verbinder angebracht werden kann. Die koplanare Streifenleitung kann direkt an die Spirale angebracht werden. Die erreichbare Bandbreite liegt bei einem Symmetrierglied fünfter Ordnung über $4 : 1$. Problematisch bei dieser Art Symmetrierglied ist die Größe, die durch die Anzahl an $\lambda/4$ -Transformatoren gegeben ist. Die folgenden Messungen der isolierten Antenne in Abschnitt 3.3.2 und die Messfahrt in Abschnitt 3.3.3 werden mit diesem Symmetrierglied durchgeführt, das auf RT/duroid5880 geätzt und für den Frequenzbereich $0,5 - 2$ GHz ausgelegt ist. Die genauen Daten und Abmessungen des verwendeten Symmetriergliedes sind

im Anhang A angegeben. Die Messung des Symmetriergliedes wird im Folgenden zusammen mit der Spirale durchgeführt.

Das Symmetrierglied hat einen Einfluss auf die Bandbreite der Eingangsparameter der Spirale, wie auf die Anpassung, jedoch keinen Einfluss auf die Strahlungscharakteristik und Polarisation. Die Messung der Antenne ist damit unabhängig vom Symmetrierglied und nur im Frequenzbereich durch das Symmetrierglied begrenzt. Der Frequenzbereich des Symmetriergliedes ist aber ausreichend für die Messung der Dienste GSM und DAB-T.

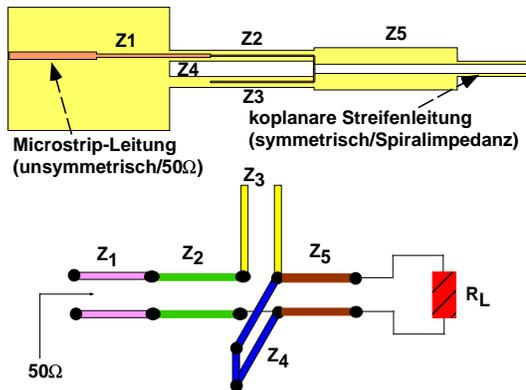


Bild 3.8: Aufbau und Ersatzschaltbild des für spätere Messungen verwendeten Marchand-Baluns fünfter Ordnung (Abmessungen im Anhang A)

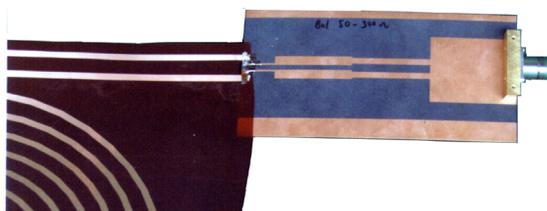


Bild 3.9: Bild des Marchand-Baluns fünfter Ordnung

Untersuchungen in [Mer00] zeigen, dass wesentlich höhere Bandbreiten mit getaperten Strukturen als Symmetrierglieder oder mit Ferrit-Symmetriergliedern erreichbar sind und damit für die Antenne eine wesentlich höhere Anpassungsbandbreite erzielt werden kann. Diese wird in den im Folgenden vorgestellten Messungen allerdings nicht benötigt.

3.3.2 Isolierte Antenne

3.3.2.1 Anpassung

Die Messdaten einer extern gespeisten Spiralantenne für die Scheibe stammen von einer Spirale mit 30 cm Durchmesser und fünf Windungen, die auf Kaptonfolie geätzt und auf Plexiglas der Dicke 3 mm aufgebracht ist. Gespeist wird diese Spirale mit einem Marchand-Balun nach Abschnitt 3.3.1. Die untere Grenzfrequenz beträgt nach Gleichung 3.8 ungefähr 570 MHz. Das Symmetrierglied ist für einen Frequenzbereich von 500 MHz bis 2 GHz ausgelegt.

Die gemessene Eingangsanpassung der Spirale mit 50% Füllverhältnis in Bild 3.10 zeigt Werte von besser als -10 dB im Bereich von 510 MHz bis 2,48 GHz mit Ausnahmen bei 1 GHz, die besser als -9 dB sind. Die Bandbreite der Spirale mit Balun ist damit $4,8 : 1$. Die tiefere untere Grenzfrequenz hat ihre Ursache in der Anwesenheit der Kaptonfolie, die ein Dielektrikum darstellt. Interessant ist das Auftreten von Bereichen mit Anpassungen besser als -5 dB bei höheren Frequenzen. Hier funktioniert der Balun bei höheren Harmonischen, d.h. die Längen der Transformatoren sind $3\lambda/4$, $5\lambda/4$, etc. Aufgrund der endlichen Massemetallisierung für die Microstrip-Leitung und möglicher höherer Moden auf der koplanaren Streifenleitung erreicht die Anpassung bei diesen Frequenzen nicht -10 dB. Das bandbegrenzende Element der Anordnung ist das Symmetrierglied. Die Spirale selbst ist bezüglich der Eingangsimpedanz frequenzunabhängig.

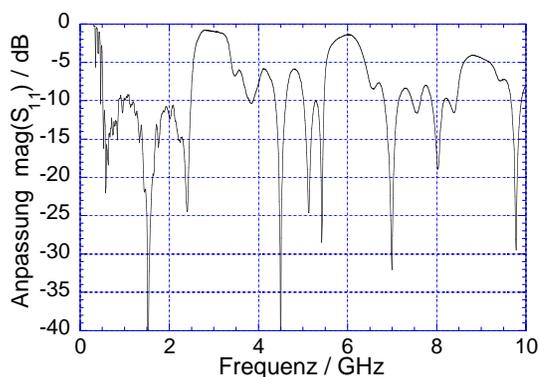


Bild 3.10: Gemessene Anpassung einer 50%-30 cm-Durchmesser-Scheibenspirale mit fünf Windungen mit Marchand-Balun 5. Ordnung nach Bild 3.9

3.3.2.2 Richtcharakteristik

Die Richtdiagramme der Antenne sind im Gegensatz zur Anpassung nicht frequenzunabhängig. Bild 3.11 zeigt gemessene Gewinn diagramme, die bei der Firma Bosch in Berlin aufgenommen wurden. Da dort keine Messung der Phase durchgeführt und mit einer linear polarisierten Referenzantenne gemessen wurde, kann das Achsverhältnis der zirkularen Polarisation nicht dargestellt werden. Die Definition der vertikalen und horizontalen Polarisation erfolgt bei liegender Antenne nach Bild 3.11 d), was der Koordinatensystemdefinition nach Bild 1.1 entspricht. In ϑ -Richtung polarisierte Feldkomponenten werden dabei als „vertikal“, in φ -Richtung polarisierte Komponenten als „horizontal“ bezeichnet. Die tatsächliche Lage der Antenne im Kraftfahrzeug ist davon verschieden und hängt vom Fahrzeugtyp und dem Einbauort ab. Die gemessenen Diagramme bestätigen die Berechnungsergebnisse. In der Nähe der unteren Grenzfrequenz strahlt die Antenne wie eine konventionelle mittig gespeiste Spiralan-tenne mit Maxima senkrecht zur Spiralebene. Die vertikale Polarisation verschwindet in der Spiralebene, da keine vertikal gerichteten Ströme vorhanden sind, während die horizontale Polarisation immer noch mit einem Anteil von über -5 dBi vorhanden ist. Bei höheren Frequenzen bewegt sich das Strahlungsmaximum weg vom Zenit der Antenne und es entstehen Einzüge. Bei 1500 MHz entstehen im Diagramm mehrere Keulen und Einzüge. Das Richtdiagramm ist nicht mehr omnidirektional wie bei der unteren Grenzfrequenz. Das bedeutet, dass die resultierende Richtcharakteristik nicht nur vom Fahrzeugtyp und vom Einbauort, sondern auch von der Lage der Antenne am Einbauort abhängig ist. Die Verluste sind vernachlässigbar klein, da in weiten Bereichen der Gewinncharakteristik Werte über 0 dBi auftreten. Aufgrund der Berechnungen in Abschnitt 2.3, die geringe Verluste unabhängig von der Frequenz aufzeigen, und aufgrund der Tatsache, dass sich der Weg der eingespeisten Welle zur Abstrahlregion mit zunehmender Frequenz verkürzt, kann von geringen Verlusten deutlich unter 10% bei der Scheibenspirale unabhängig von der Frequenz ausgegangen werden.

3.3.3 Messfahrt mit Scheibenantenne

Die im vorigen Abschnitt gezeigten isolierten Richtdiagramme sind ohne Berücksichtigung der Karosserie nur bedingt aussagekräftig. Messungen der Antenne mit Kraftfahrzeug sind deshalb unerlässlich. Eine Messfahrt mit dieser Antenne wurde von Mitarbeitern der Firma Bosch in Hildesheim durchgeführt und die Ergebnisse freundlicherweise für diese Arbeit zur Verfügung gestellt. Diese Messfahrt beinhaltet die Messung von Bitfehlerraten beim Empfang von DAB-T bei 1450 MHz. Weitere Ergebnisse resultieren aus eigenen Messfahrten

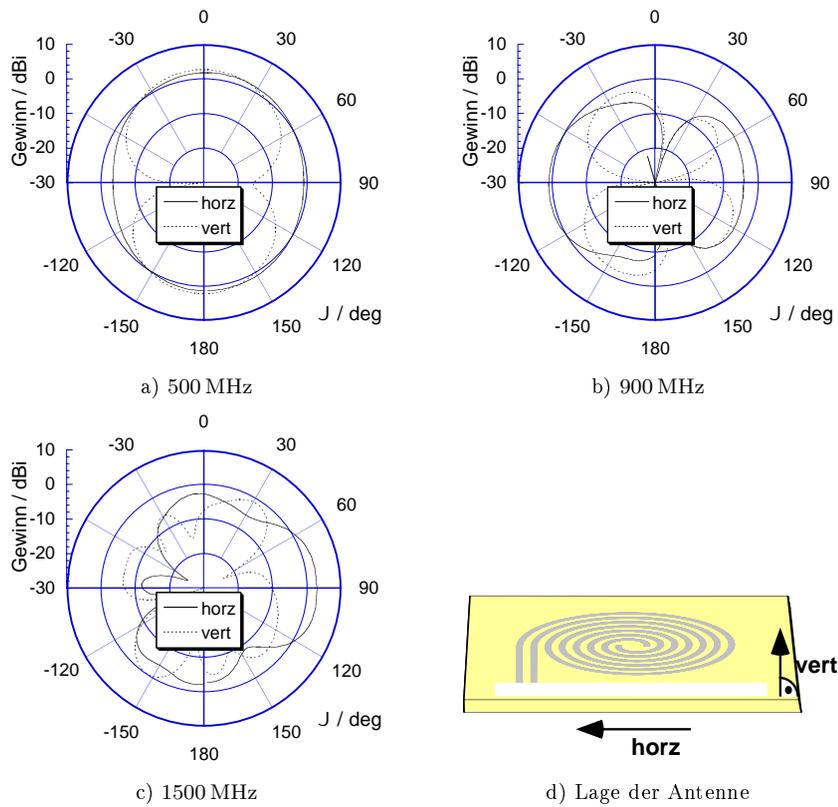


Bild 3.11: Gemessene Gewinn diagramme der 30 cm-Durchmesser-Scheibenspirale mit Balun bei verschiedenen Frequenzen; d) Definition von vertikal und horizontal bei liegender Spirale

im Großraum Karlsruhe, die Pegelverläufe und Pegelunterschreitungsdiagramme beim Empfang von GSM900 und GSM1800 zeigen.

3.3.3.1 DAB-Bitfehlerraten

Die Messfahrt in Hildesheim beinhaltet die Messung der Bitfehlerraten beim Empfang von terrestrischem DAB im L-Band (1452 – 1492 MHz). Als Antenne wird die Spirale aus Abschnitt 3.3.2 verwendet, die auf eine Plexiglas-Platte aufgebracht und mit einem Marchand-Balun fünfter Ordnung gespeist wird. Als Vergleichsantenne wird eine konventionelle kommerziell erhältliche Stabantenne für DAB verwendet. Die Stabantenne ist auf dem Dach angebracht, während die Spirale auf dem rechten hinteren Fenster eines Mercedes-Kombifahrzeuges nach Bild 3.12 angebracht ist. In diesem Fall wird die Antenne aufgrund ihrer Nichttransparenz nicht auf der Heckscheibe angebracht. Die Anbringung auf der Seitenscheibe ermöglicht Abstrahlung zu beiden Seiten des Fahrzeugs sowie nach vorne und hinten. Beide Antennen werden mit den gleichen Bedingungen bezüglich Vorverstärker etc. eingesetzt. Der DAB-Messempfänger kann die Bitfehlerraten auf verschiedenen Informationskanälen bestimmen. Die Strecke der Messfahrt führt vom Bosch-Blaupunkt-Gelände in Hildesheim nach Emmerke bei Hildesheim und zurück. Bei jeder Fahrt werden knapp acht Minuten Daten aufgezeichnet.



Bild 3.12: Anbringung der Spirale an die Seitenscheibe für die DAB-Messfahrt zwischen Blaupunkt-Gelände und Emmerke bei Hildesheim

Das Diagramm in Bild 3.13 zeigt einen gemessenen zeitlichen Bitfehlerratenverlauf für beide Antennen im DAB-SC-Kanal (*Service Channel*) bei der

Fahrt von Emmerke zum Bosch-Blaupunktgelände. Die Bitfehlerraten geben die Anzahl der fehlerhaft empfangenen Bits in einem bestimmten Zeitintervall an. Diese Werte sind normiert und damit nicht als Absolutwerte aussagekräftig. Bei dieser Messung ist der Vergleich zwischen beiden Antennen maßgeblich.

Die beiden Bitfehlerraten-Verläufe sind ungefähr vergleichbar. Beispielsweise tritt bei der Messzeit 300s beim Empfang mit beiden Antennen eine hohe Bitfehlerrate auf, während bei 140s die Bitfehlerraten niedrig sind.

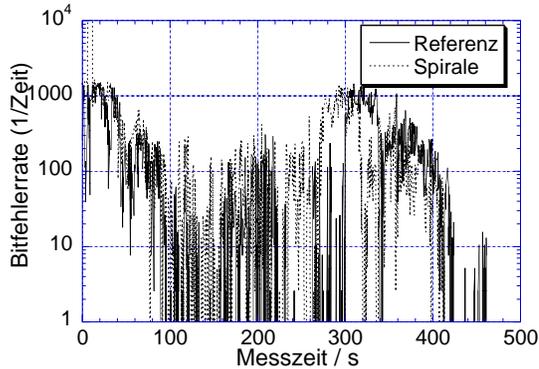


Bild 3.13: Gemessener zeitlicher Bitfehlerratenverlauf des DAB-SC-Kanals bei Fahrt zwischen Emmerke und Blaupunkt-Gelände bei Hildesheim mit Scheibenspirale und Referenzantenne

Eine Bewertung anhand des zeitlichen Verlaufes der Bitfehlerraten ist nur näherungsweise durchzuführen. Eine aussagekräftigere Darstellungsweise ist die Darstellung der Messwerte als kumulative Wahrscheinlichkeitsverteilung. Hier wird der Anteil der Messwerte angegeben, die eine bestimmte Bitfehlerrate unterschreiten. Die Zeitabhängigkeit ist bei dieser Darstellung nicht mehr vorhanden. Die Daten in Bild 3.14 zeigen direkt die Unterschreitungsdiagramme der gemessenen Bitfehlerraten mit neuer Spirale und konventioneller Stabantenne. Gezeigt werden die Messungen auf Hin- und Rückfahrt und für die beiden Kanäle SC und FIC (*Service Channel, Fast Information Channel*).

Auf der Fahrt vom Bosch-Blaupunktgelände nach Emmerke zeigt die Spirale beim Empfang von beiden Kanälen eine leicht zu höheren Bitfehlerraten verschobene Kurve gegenüber der Referenzantenne. Auf der Rückfahrt sind die Bitfehlerraten von beiden Antennen vergleichbar und so ähnlich, dass anhand dieser Diagramme keine Aussage gemacht werden kann, welche Antenne besser empfängt. Der Unterschied der Ergebnisse zwischen Hin- und Rückfahrt liegt am seitlichen Einbau der Spirale, die in einem Fall dem Sender zugewandt, im

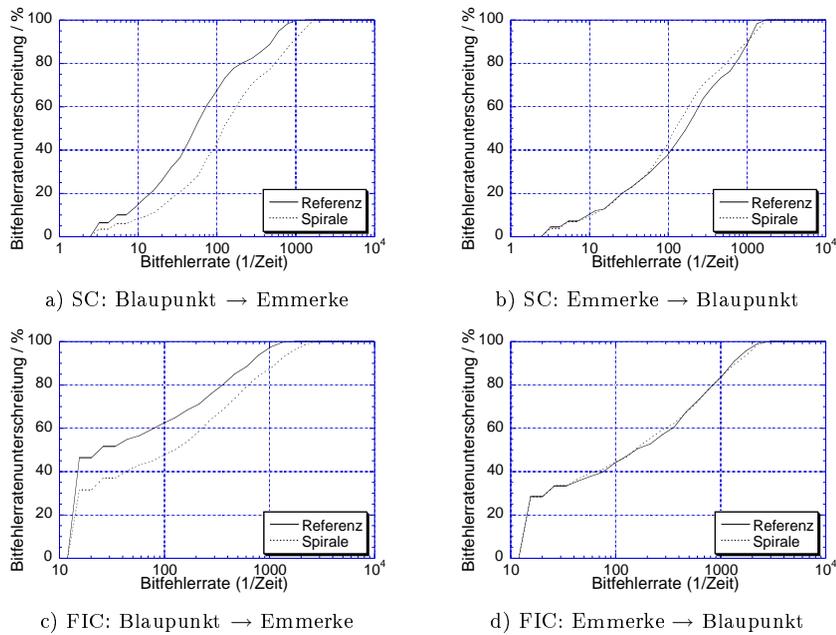


Bild 3.14: Unterschreitungsdiagramme der gemessenen Bitfehlerraten bei verschiedenen Kanälen von DAB im L-Band nach Bild 3.12

anderen Fall vom Sender abgewandt ist. Trotz der seitlichen Einbauweise und entgegengesetzter Ausrichtung der Antenne ist dennoch ungefähr mit der Referenzantenne vergleichbarer Empfang von DAB im L-Band möglich, obwohl der Stabstrahler im Gegensatz zur Spiralantenne eine homogenere Rundstrahlcharakteristik mit vertikaler Polarisierung aufweist.

3.3.3.2 GSM-Pegelmessungen

Die Messungen der Empfangspegel von GSM900 und GSM1800 bei Messfahrten in Karlsruhe und Umgebung werden mit einem hochempfindlichen Pegelmessempfänger, dem ESVD von Rohde&Schwarz, durchgeführt. Der Messaufbau hierzu und die kommerziell erhältlichen Referenzantennen sind in Abschnitt 4.5.3 beschrieben, in dem die Messfahrten mit der Spiralantenne in der Karosserie präsentiert werden. Das Blockschaltbild hierzu ist in Bild 4.33 skizziert. Die GSM900-Antenne ist auf der Dachmitte platziert und damit ein idealer Rundstrahler, während die GSM1800-Antenne eine Scheibenklemmantenne ist. Die Scheibenspirale ist wie in Bild 3.12 an dem hinteren Seitenfenster eines VW-Passat-Kombifahrzeugs angebracht.

Ein typischer zeitlicher gemessener Pegelverlauf ist in Bild 3.15 gezeigt, wobei zwischen den Antennen mit einem HF-Schalter mehrmals in der Sekunde umgeschaltet wird. Die Messwertangabe in $\text{dB}\mu\text{V}$ gibt die gemessene Spannung an $50\ \Omega$ Messempfängerimpedanz an. Für die Umrechnung in empfangene Leistung gilt damit

$$P/\text{dBm} = U/\text{dB}\mu\text{V}_{50\ \Omega} - 107. \quad (3.10)$$

In diesem Fall gilt bezüglich des zeitlichen Verlaufs der Messwerte die gleiche Aussage wie bei den Messungen der Bitfehlerraten bei DAB. Aus dem zeitlichen Pegelverlauf lassen sich die beiden Antennen nur näherungsweise vergleichen. Eine genauere Auswertung bieten wiederum Unterschreitungsdiagramme, die den Anteil der Messwerte, die einen bestimmten Wert unterschreiten, angeben. In Bild 3.16 sind diese Diagramme gezeigt. Die Diagramme umfassen Messdaten aus Fahrten von jeweils vier bis acht Minuten in den verschiedenen Szenarien Stadt und Land, die sich durch unterschiedliche Ausbreitungsbedingungen für elektromagnetische Wellen auszeichnen.

Bei den Unterschreitungsdiagrammen der Messungen von GSM900 zeigt der ideale Referenzstrahler höhere Empfangswerte. Die gemessenen Durchschnittspegel betragen in der Stadt für die Referenz $44,3\ \text{dB}\mu\text{V}$ und für die Spirale $38,8\ \text{dB}\mu\text{V}$, während der Vergleich auf dem Land die Werte $38,7\ \text{dB}\mu\text{V}$: $33,3\ \text{dB}\mu\text{V}$ aufzeigt. Sowohl auf flachem Land als auch in stark bebauter Stadt

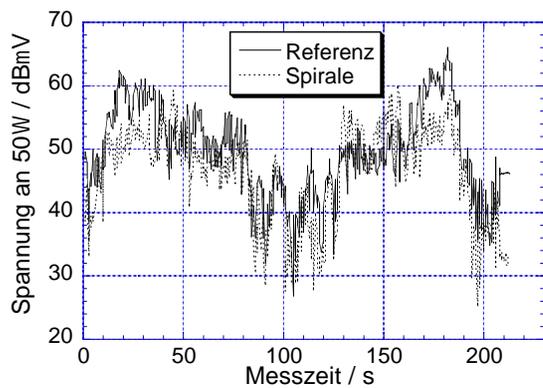
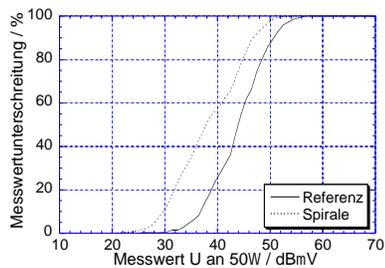
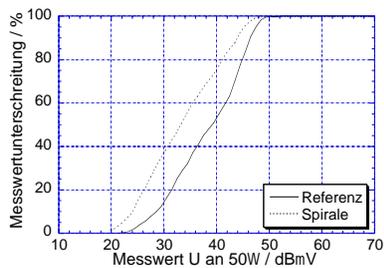


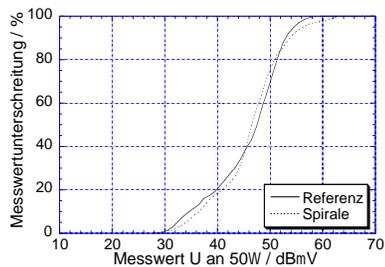
Bild 3.15: Zeitliche Pegelverläufe bei der Messung von GSM1800 auf einer Überlandfahrt mit Scheibenspirale und Referenzantenne



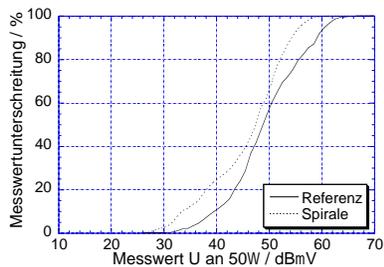
a) Stadt: GSM900



b) Land: GSM900



c) Stadt: GSM1800



d) Land: GSM1800

Bild 3.16: Unterschreitungsdiagramme der gemessenen Pegelverläufe mit Scheibenspirale und jeweiligen Referenzantennen bei verschiedenen Frequenzen in verschiedenen Umgebungen

liegen die Pegel der Scheibenspirale trotz Polarisationsverluste nur um etwa 5 dB unter denen des Referenzstrahlers.

Die Kurven der Messung von GSM1800 hingegen sind ungefähr vergleichbar. Die Mittelwerte betragen in der Stadt für die Referenz $46,3 \text{ dB}\mu\text{V}$ und für die Spirale $46,6 \text{ dB}\mu\text{V}$. Auf Land ergibt der Vergleich die Werte $49,6 \text{ dB}\mu\text{V}$: $46,2 \text{ dB}\mu\text{V}$. Die Scheibenspirale empfängt damit in der Stadt gleich gut wie die kommerziell erhältliche Scheibenklemmantenne. Interessant ist, dass keine starken Einbrüche im Empfang dieser Signale auftreten, was sowohl an den hier nicht dargestellten zeitlichen Pegelverläufen als auch an den Unterschreitungsdiagrammen gesehen werden kann, die ansonsten einen Sprung in der Kurve bei sehr niederen Empfangspegeln aufweisen würden. Dies spricht dafür, dass die Spirale nicht nur zur Seite des Einbauortes abstrahlt, sondern eine relativ gute Rundum-Charakteristik aufweist. Die Pegelmessungen zeigen also, dass die Dienste GSM900 und GSM1800 bedient werden können.

3.4 Bewertung

Die Spiralantenne für die Kraftfahrzeugscheibe, die mit einem einzelnen Anschluss frequenzunabhängig von außen gespeist wird und eine frequenzabhängige Strahlungscharakteristik aufweist, zeigt aufgrund der hier präsentierten Messdaten die Einsetzbarkeit für terrestrische Dienste. Dies liegt daran, dass die Antenne durch den Einbau in eine Scheibe sowohl ins Fahrzeuginnere und auf der gegenüberliegenden Seite nach außen als auch auf der Seite des Einbauortes nach außen und zusätzlich in die dazu orthogonalen Richtungen strahlt. Damit wird eine Rundum-Abdeckung mit wenigen Minima erreicht.

Der Empfang von Satellitensignalen wird hier nicht untersucht, da in der hier untersuchten vertikalen Antennenposition in der Scheibe kein optimaler Empfang dieser Signale erwartet werden kann.

Neben den Ergebnissen aus Messfahrten hängt die Einsetzbarkeit dieser Antenne auch von der mechanischen Realisierbarkeit und den Kosten ab. Zur mechanischen Realisierbarkeit gehört insbesondere die Frage nach der Beibehaltung der Transparenz der Scheibe, die aber in dieser Arbeit nicht bearbeitet wird. Diese Untersuchungen und weitere wie Kosten-Nutzen-Rechnungen müssen von der Automobilindustrie geklärt werden.

Diese Antenne stellt damit eine Realisierungsmöglichkeit einer ultrabreitbandigen Antenne dar, mit der die geforderten terrestrischen Dienste bezüglich des Frequenzbereichs abgedeckt werden können.

Die Lösungsmöglichkeit für eine Antenne, die sowohl den Frequenzbereich abdeckt als auch Satellitendienste und terrestrische Dienste gleichzeitig mit

unterschiedlichen Richtcharakteristiken nach Bild 1.2 bedienen kann, ist die im folgenden Kapitel untersuchte Vierarmspirale mit Koplanarspeisung für die Karosserie. Diese Antenne stellt damit eine in der Leistungsfähigkeit erweiterte Antenne gegenüber der in diesem Kapitel präsentierten Scheibenantenne dar.

Kapitel 4

Antenne für die Kraftfahrzeugkarosserie

Während im vorigen Kapitel ein frequenzunabhängiges Antennenkonzept für die Kraftfahrzeugscheibe vorgestellt wird, beinhaltet dieses Kapitel ein neuartiges Spiralantennenkonzept für den konformen Einbau in die Karosserie des Kraftfahrzeuges. Dieses Antennenkonzept ist eine bezüglich der Leistungsfähigkeit der elektrischen Eigenschaften erweiterte Antenne, da sie aufgrund von zwei Speiseanschlüssen und zwei Betriebsmoden zwei Richtcharakteristiken unabhängig und gleichzeitig besitzt, die sowohl terrestrische Dienste mit linearer Polarisierung als auch Satellitendienste mit zirkularer Polarisierung bedienen.

Die Hauptunterschiede in den Voraussetzungen zwischen dem vorigen Konzept und diesem sind zum einen die Speiseposition und zum anderen die Anwesenheit bzw. Abwesenheit einer elektrisch leitenden Fläche. Die in die Karosserie eingebaute Antenne kann mittig gespeist werden, da die Karosserie eine gewisse Höhe besitzt und es damit ermöglicht, eine Speiseleitung in die Mitte der Spirale zu führen, ohne die Spiralfunktion zu sehr zu beeinflussen. Die Anwesenheit einer metallischen (Ober)-Fläche muss beim Antennendesign berücksichtigt werden, da diese die Frequenzunabhängigkeit der Spirale beeinflusst. Diese Fläche kann auch vorteilhaft eingesetzt werden, insbesondere zur Unterdrückung der Abstrahlung ins Innere des Fahrzeuges und zur Unterstützung der Abstrahlung in die obere Hemisphäre.

Dieses Kapitel beschreibt einen teilweise als Erfindungsmeldung eingereichten Lösungsansatz mit einer vierarmigen Spiralantenne mit Koplanarspeisung für den Einbau in die Karosserie. Die Spirale benötigt dabei keine Symmetrierung zur frequenzunabhängigen und breitbandigen Speisung.

Die folgenden Abschnitte 4.1 bis 4.3 beschreiben die Geometrie, die Funktionsweise und die Grundlagen zum Aufbau der Antenne mit Hilfe von theoretischen und simulativen Untersuchungen.

Die messtechnische Charakterisierung der Antenne in Abschnitt 4.5 beinhaltet die messtechnische Untersuchung der isolierten Antenne, der ins Fahrzeug eingebauten Antenne und die Ergebnisse von Messfahrten mit Demonstratorantennen.

4.1 Vierarmspirale

Zu den Anforderungen an die Antenne gehört nach Bild 1.2, dass sowohl terrestrische als auch Satellitendienste abgedeckt werden sollen. Da eine die komplette Hemisphäre abdeckende Antenne einen geringeren Gewinn aufweist als eine Antenne mit einer speziellen Richtcharakteristik, ist es vorzuziehen, eine Antenne mit für die verschiedenen Dienste angepassten Richtcharakteristiken zu verwenden. Verschiedene Richtcharakteristiken können allerdings nur durch verschiedene Moden der Antenne erzeugt werden, die durch unterschiedliche Anregungen entstehen. Für diese Anwendung genügen je eine Mode für terrestrische Dienste und für Satellitendienste. Weitere unterschiedliche Richtcharakteristiken machen keinen Sinn, da sich die Anforderungen innerhalb der terrestrischen Dienste und innerhalb der Satellitendienste prinzipiell nicht unterscheiden.

4.1.1 Moden von Mehrarmspiralen

Die Anregung mehrerer Moden mit einer konventionellen zweiarmigen Spiralantenne ist nicht möglich, es sei denn, eine Mode entspricht der Speisung der gesamten Antenne gegen eine Massefläche [Don60, Wan97b]. Diese Speisung ist jedoch frequenzabhängig. Zwei und mehr Moden können mit mehrarmigen Spiralen erzeugt werden. Nach der Knotenpunktregel und unter der Voraussetzung, dass keine Masse zu Hilfe genommen wird, muss die vektorielle Summe der Anregungen an den einzelnen Toren, d.h. an den einzelnen Armen, gleich null sein. Bei Anregung mit gleichen Toren, d.h. an den einzelnen Armen, gleich null sein. Bei Anregung mit gleichen Amplituden folgt daraus, dass eine Spirale mit n Armen mit $n - 1$ Moden gespeist werden kann [Cor90]. So kann beispielsweise bei einer dreiarmigen Spirale eine Mode durch Speisung an den Toren mit gleicher Amplitude und der Phasenfolge 0° , 120° und 240° angeregt werden, während die andere Mode mit der umgekehrten Phasenfolge 0° , 240° und 120° angeregt wird. Bei einer vierarmigen Spirale gibt es die Phasenfolgen $0^\circ - 90^\circ - 180^\circ - 270^\circ$, $0^\circ - 180^\circ - 0^\circ - 180^\circ$ und $0^\circ - 270^\circ - 180^\circ - 90^\circ$. Mögliche Phasenfolgen sind also durch

$$0^\circ - \frac{360^\circ}{N}m - \frac{360^\circ}{N}2m - \dots - \frac{360^\circ}{N}Mm \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4.1)$$

gegeben, wobei N die Anzahl der Arme, $M = N - 1$ die Anzahl der Moden und m die Modenordnung ist.

Als zweimodige Spiralantenne wäre also die dreiarmige Spiralantenne möglich, jedoch ist die Erzeugung von Phasendifferenzen von 120° aufwändig. Eine Struktur mit mehr Symmetrien stellt die vierarmige Spiralantenne dar. Diese Antenne wird für den Einbauort in der Karosserie vorgeschlagen, da sie sehr einfach mit zwei geeigneten Moden gespeist werden kann, wie später in Abschnitt 4.2 gezeigt wird. Im Folgenden werden deshalb zunächst die Moden und die zugehörigen Grenzfrequenzen und Richtcharakteristiken der Vierarmspirale untersucht.

4.1.2 Untere Grenzfrequenzen

Die Beschreibung der Moden, die Herleitung der unteren Grenzfrequenzen und die theoretische Bestimmung der Richtcharakteristiken wird auch hier mit Hilfe der Bandtheorie [Bur55, Cor90] vorgenommen. Hierzu werden in Bild 4.1 Stromvektoren der momentanen Stromverteilungen durch Pfeile dargestellt und die aktive Zone durch das unterlegte Gebiet gekennzeichnet. Die Phasen der Anregungen werden hier durch normale und schattierte Vorzeichen gekennzeichnet, die Phasenlagen der Ströme durch Pfeile mit unterschiedlichen Köpfen. Der Zusammenhang zwischen Phasen und Zeichen ist in der Legende in Bild 4.1 e) angegeben. So werden beispielsweise bei Mode 1 die Arme mit der Phasenfolge $0^\circ - 90^\circ - 180^\circ - 270^\circ$ im Uhrzeigersinn angeregt. Nach Gleichung 4.1 existieren für die vierarmige Spirale nur drei „echte“ Moden, während die Mode 0 nur mit einer zusätzlichen Gegenmasse erzeugt werden kann, da die Vektorsumme der Speisungen nicht verschwindet. Diese Anregung ist jedoch nicht frequenzunabhängig und die Impedanz hängt von der Gegenmasse ab.

Die Position der Abstrahlregion und damit die unteren Grenzfrequenzen können anhand der Bandtheorie bestimmt werden, die davon ausgeht, dass die Spirale dort abstrahlt, wo Ströme in benachbarten Armen in Phase sind. Bei der Mode 1 sind beispielsweise Ströme auf gegenüberliegenden Positionen aufgrund der Speisung räumlich in Phase und die Ströme auf den um $\Delta\varphi = 90^\circ$ gedrehten Positionen um $\Delta\phi = 90^\circ$ phasenverschoben. Damit Ströme in Nachbararmen in Phase sind, muss ein Viertelumfang der Spirale einer Viertelwellenlänge entsprechen. Damit entspricht der Umfang der aktiven Zone einer Wellenlänge auf der Spirale, und da die aktive Zone nicht größer werden kann als der Radi-

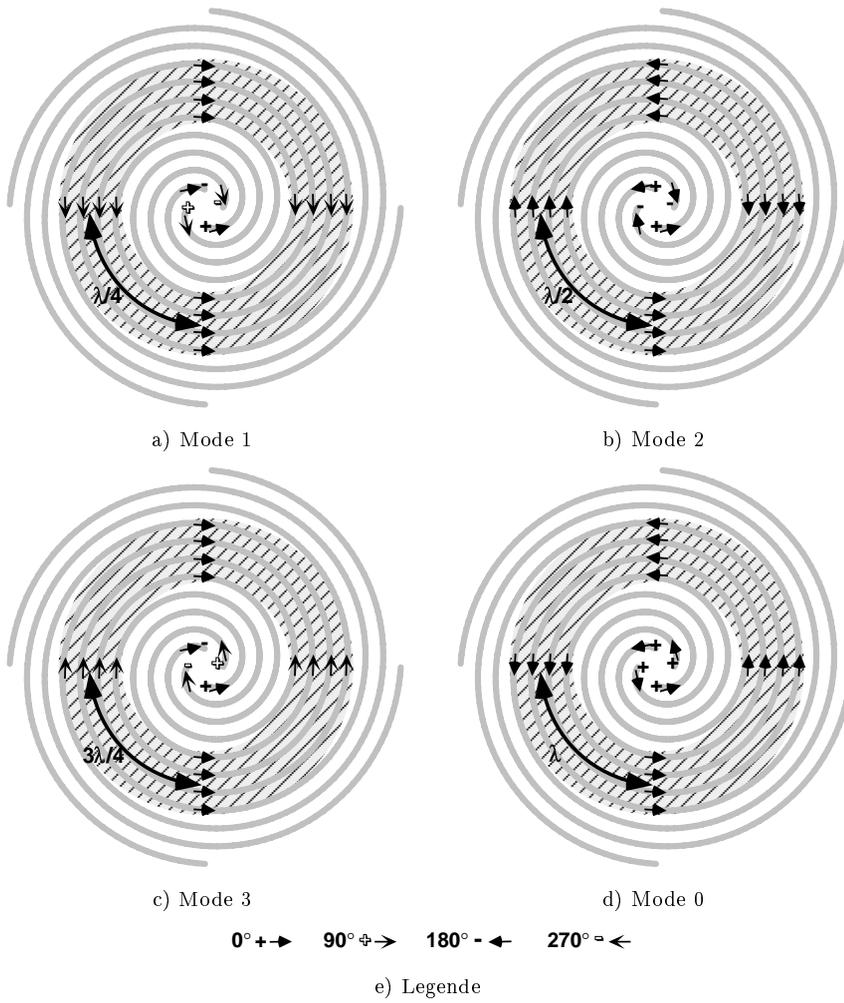


Bild 4.1: Stromverteilungen der verschiedenen Moden bei der Vierarmspirale mit Abstrahlregion

us der Spirale, ist die untere Grenzfrequenz für die Mode 1 entsprechend der konventionellen Zweiarmspirale gegeben durch

$$f_{min,1} = \frac{c_0}{2\pi r \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}, \quad (4.2)$$

wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit, r der Radius der Spirale und $\varepsilon_{r,eff}$ die effektive Dielektrizitätszahl, verursacht durch ein eventuell vorhandenes Dielektrikum, sind.

Die Stromverteilung bei der Mode 2 erlaubt die Phasengleichheit von benachbarten Strömen erst bei einem Umfang von zwei Wellenlängen, da sich örtlich um $\Delta\varphi = 90^\circ$ verschobene Ströme aufgrund der Speisung in der Phase um $\Delta\phi = 180^\circ$ unterscheiden. Die untere Grenzfrequenz ist damit doppelt so groß wie die der Mode 1 und beträgt

$$f_{min,2} = \frac{c_0}{\pi r \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}. \quad (4.3)$$

Entsprechend lässt sich die untere Grenzfrequenz der Mode 3 zum dreifachen Wert der Mode 1 bestimmen und beträgt

$$f_{min,3} = \frac{3c_0}{2\pi r \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}. \quad (4.4)$$

Falls die Abstrahlung bei der entarteten Mode 0 nicht durch Masseflächen unterdrückt wird, besteht hier die Abstrahlbedingung bei einem Umfang von vier Wellenlängen. Von einer unteren Grenzfrequenz kann aufgrund der Frequenzabhängigkeit allerdings nicht gesprochen werden.

Vergleichsrechnungen mit der Software FEKO [EMS00] ergeben für die Moden 1 und 2 gute Übereinstimmung mit den theoretischen unteren Grenzfrequenzen bezüglich der Eingangsimpedanz, der Anpassung von besser als -10 dB und des Achsverhältnisses innerhalb der in Abschnitt 2.3 festgestellten Toleranzen. Bei der Mode 3 nimmt die Richtcharakteristik und das Achsverhältnis erst ab der theoretischen Grenzfrequenz die typischen Werte an, während die Impedanz schon bei tieferen Frequenzen konstante Werte aufweist. So wird bei einer selbstkomplementären archimedischen Vierarmspirale mit 40 cm-Durchmesser und drei Windungen eine Anpassung von besser als -10 dB bereits bei 600 MHz erreicht, während die theoretische untere Grenzfrequenz $f_{min,3} = 716$ MHz beträgt. Aufgrund des großen Umfanges am Außenrand der Spirale von mehr als zwei Wellenlängen treten hier bereits einzelne, nicht auf dem ganzen Umfang verteilte Gebiete auf, bei denen hinlaufende und reflektierte Wellen in Phase sind und abstrahlen. Dies führt zu der bereits bei

tiefere Frequenzen konstanten Impedanz, während die Richtcharakteristik erst ab der theoretischen Frequenz die für diese Mode typischen Werte annimmt.

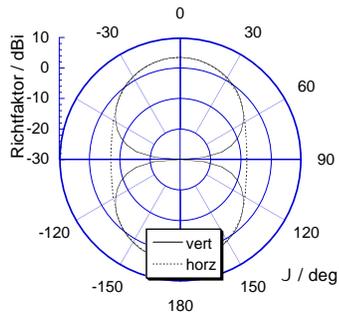
4.1.3 Richtcharakteristiken

Die Richtcharakteristiken der verschiedenen Moden können anhand der Stromverteilungen anschaulich erläutert werden und sind in mit FEKO berechneten Elevationsschnitten bei 1 GHz in Bild 4.2 gezeigt. Die berechnete Spirale hat einen Durchmesser von 40 cm und damit untere Grenzfrequenzen von $f_{min,1} = 239$ MHz, $f_{min,2} = 477$ MHz und $f_{min,3} = 716$ MHz. Alle Richtcharakteristiken sind rotationssymmetrisch, weshalb nur die Elevationsdiagramme interessant sind. Die Bezeichnung „vertikal“ wird für in ϑ -Richtung polarisierte Komponenten benutzt, während „horizontal“ für in φ -Richtung polarisierte Komponenten verwendet wird.

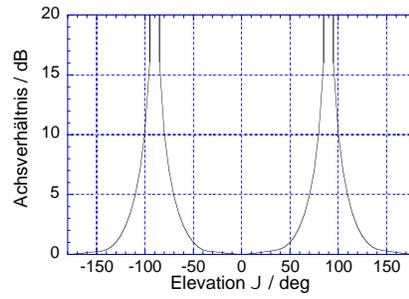
Bei der Mode 1 sind die Stromvektoren auf gegenüberliegenden Positionen räumlich in Phase und führen damit zu konstruktiver Überlagerung der Abstrahlung senkrecht zur Spiralebene. In der Spiralebene existiert ein Minimum. In einer Viertelperiode bewegen sich die Stromvektoren um eine Vierteldrehung auf der Spirale und erzeugen somit eine zirkulare Polarisation. Diese Polarisation entartet zu horizontaler Polarisation in der Spiralebene. Die resultierende Richtcharakteristik ist damit identisch mit der Charakteristik der konventionellen Zweiarmspirale mit einem Maximum senkrecht zur Spiralebene und zirkularer Polarisation.

Bei der Mode 2 sind die Ströme auf gegenüberliegenden Positionen in Gegenphase. Ihre Strahlungsbeiträge löschen sich damit senkrecht zur Spirale aus und addieren sich in einer Elevation von etwa $\vartheta = 40^\circ - 50^\circ$. Aufgrund der Bewegung der Stromvektoren der momentanen Stromverteilung auf der Spirale über der Zeit entsteht wiederum zirkulare Polarisation außer in der Spiralebene, wo sie zu horizontaler Polarisation entartet, und im Zenit bei $\vartheta = 0^\circ$ (vgl. Bild 4.2 d)).

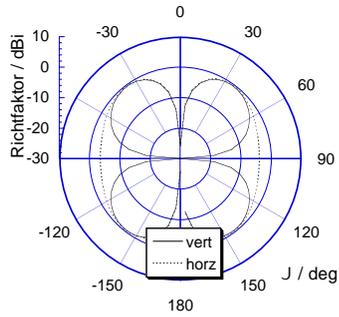
Die Stromvektoren auf gegenüberliegenden Positionen bei der Mode 3 sind zwar in Phase, doch liegen jeweils in um $\Delta\varphi = 120^\circ$ und $\Delta\varphi = 240^\circ$ verschobenen Positionen Stromvektoren, die sich mit dem Stromvektor auf der Position $\Delta\varphi = 0^\circ$ bei der Strahlung senkrecht zur Spiralebene hin auslöschen. Deshalb ist auch hier eine Nullstelle senkrecht zur Spiralebene zu erkennen und die Maxima der Strahlung liegen bei $\vartheta = 40^\circ - 60^\circ$. Im Strahlungsbereich tritt hier ebenfalls die erwartete zirkulare Polarisation auf. Die in Bild 4.2 f) zu erkennende Umkehrung der Polarisationsrichtung senkrecht zur Spiralebene ist auf numerische Ungenauigkeiten zurückzuführen, die sich bei der Nullstelle im Richtdiagramm bemerkbar machen.



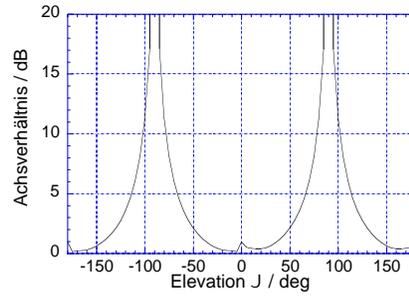
a) Mode 1



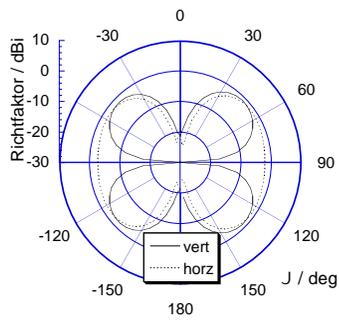
b) Mode 1



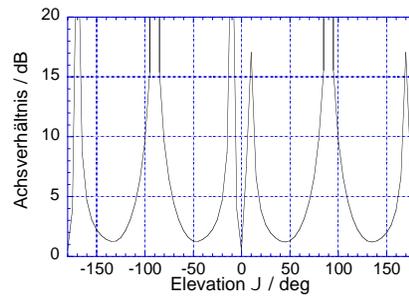
c) Mode 2



d) Mode 2



e) Mode 3



f) Mode 3

Bild 4.2: Berechnete Richtfaktordiagramme in Elevation einer selbstkomplementären, archimedischen Vierarmspirale mit drei Windungen und 40 cm Durchmesser bei verschiedenen Moden bei 1 GHz

Ausführliche Untersuchungen zu Vierarmspiralen werden in [Cor90] durchgeführt. In [Des71] werden zum einen der ersten Male Multimoden-Spiralantennen, bei denen mehrere Moden gleichzeitig angeregt werden, theoretisch untersucht. Die gleichzeitige Anregung der Moden wird hier zur Strahlformung und Strahlschwenkung benutzt. Die numerische Berechnung der Vierarmspirale mit Hilfe der Momentenmethode wird in [Nak93b] behandelt, während die Strahlformung mit Spiralen mit beliebiger Anzahl an Armen in [Mil98] besprochen wird. Hier werden die Arme von innen und von außen mit Koaxialkabel gespeist, wodurch allerdings die Frequenzunabhängigkeit verloren geht.

Für die Anwendung als Kraftfahrzeugantenne ist die Vierarmspirale geeignet, da sowohl Richtcharakteristiken mit Maximum zum Zenit (senkrecht zur Spiralebene) mit zirkularer Polarisation als auch Richtcharakteristiken mit Nullstellen zum Zenit und Maxima zu einer bestimmten Elevation anregbar sind. Erstere sind für Satellitendienste geeignet, während die Charakteristiken mit Nullstellen zum Zenit für terrestrische Dienste geeignet sind, sofern durch geeignete Maßnahmen auch eine Komponente der vertikalen Polarisation im Azimut (in der Spiralebene) erzeugt wird. Die Frage nach der Realisierung der Speisung und der Auswahl der Anregungsmoden wird im folgenden Abschnitt 4.2 geklärt, während das Problem der vertikalen Polarisation in Abschnitt 4.3 gelöst wird.

4.2 Speisung der Vierarmspirale

4.2.1 Speisung mit Koplantarleitung

4.2.1.1 Koplantarleitung

Die Untersuchung der Richtcharakteristiken der Vierarmspirale zeigt, dass für Satellitendienste die gerichtete Charakteristik der Mode 1 und für terrestrische Dienste die Mode 2 oder die Mode 3 geeignet sind. Zur Anregung der Moden 1 und 3 ist ein aufwändiges Speisernetzwerk mit 90°-Hybrid-Leistungsteilern notwendig. Außerdem ist die untere Grenzfrequenz der Mode 3 am höchsten, so dass diese Mode nicht in Frage kommt. Abgesehen von der Auswahl der Moden ist es wünschenswert, eine einzelne Speiseleitung zu haben, auf der beide notwendigen Moden angeregt werden können. Deshalb wird zunächst die Auswahl der Speiseleitung getroffen.

Bei der Auswahl der Speiseleitung muss die Anzahl der Moden beachtet werden. Zur Unterstützung von zwei ausbreitungsfähigen Grundmoden muss mindestens ein Drei-Leiter-System eingesetzt werden, wie z.B. die geschirmte Zweidrahtleitung. Ein planares Drei-Leiter-System stellt die Koplantarleitung

dar, die aus koplanaren Schlitzen besteht.

Die Koplanarleitung wird aufgrund ihrer Planarität und ihrer Möglichkeit zur Unterstützung von zwei ausbreitungsfähigen Moden im Folgenden untersucht. Hierbei werden die Möglichkeit zur Anbringung an die Vierarmspirale und die dadurch erzeugten Moden untersucht. Es zeigt sich, dass diese Leitung bei entsprechender Anbringung an die Spirale die Mode 2 und eine modifizierte Mode 1, die nachfolgend beschrieben wird, erzeugt. Die Speisung mit der Koplanarleitung eröffnet zudem den großen Vorteil, dass es möglich ist, auf ein bandbegrenzendes Symmetrierglied, das normalerweise zur Speisung von Spiralantennen notwendig ist, zu verzichten.

Die beiden auf der Koplanarleitung anregbaren ausbreitungsfähigen Grundmoden sind die sogenannte CPW-Mode (*coplanar waveguide*) und die CSL-Mode (*coupled slotlines*). Die Richtungen der elektrischen Feldvektoren für beide Moden sind in Bild 4.3 skizziert. Das Substrat der skizzierten Leitungen ist für die Anbringung an die Spirale bereits entsprechend geformt. Die CPW-Mode mit symmetrischer Feldverteilung ist die konventionell für Koplanarleitungen verwendete Wellenmode. Die Welle breitet sich als TEM-Welle aus [Gop82]. Die CSL-Mode hingegen ist eine in den meisten Anwendungen unerwünschte Wellenform, die in Schaltungen häufig durch Kurzschluss-Luftbrücken unterdrückt wird [Ria90]. Die Feldverteilung ist antisymmetrisch. Die Welle breitet sich wie bei der einfachen Schlitzeleitung nicht als TEM-Welle aus, da es eine magnetische Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung gibt. Die Masseflächen stellen Hin- und Rückleiter mit entgegengesetzten elektrischen Potenzialen dar, während der Mittelleiter bei einer symmetrischen Leitung auf Nullpotenzial liegt.

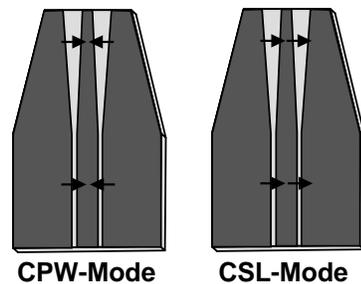


Bild 4.3: Ausbreitungsfähige Grundmoden auf einer Koplanarleitung: CPW (*coplanar waveguide*) und CSL (*coupled slotlines*)

4.2.1.2 Anbringung der Koplanarleitung

Die Anbringung der Speiseleitung an die Vierarmspirale ist in Bild 4.4 skizziert. Es werden zwei gegenüberliegende Arme der Spirale in der Mitte verbunden, während die anderen beiden isoliert bleiben. Die Leitung wird dann senkrecht zur Spiralebene an die Mitte der Spirale so angebracht, dass der metallische Innenleiter der Koplanarleitung an die zwei verbundenen Spiralarme angeschlossen wird. Die beiden Masseflächen der Koplanarleitung werden jeweils an einen der beiden übrigen isolierten Arme angeschlossen. Die Masseflächen und das Substrat, auf dem sich die Koplanarleitung befindet, müssen zur Antenne hin verkleinert werden, damit die Spiralarme nicht an anderen Stellen kontaktiert werden oder die Abstrahlung der Spirale beeinflusst wird.

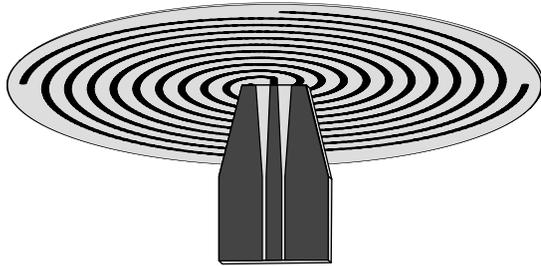


Bild 4.4: Speisung der Vierarmspirale mit Koplanarleitung

4.2.1.3 Stromverteilungsmoden

Mode 2

Die Stromverteilungen auf der Spirale können anhand der Feldverteilung der Moden auf der Leitung bestimmt werden. Bei der CPW-Mode ist die Phase des Stromes auf dem Mittelleiter um $\Delta\phi = 180^\circ$ phasenverschoben gegen die Außenleiter. Damit werden zwei gegenüberliegende Arme mit der Phase $\phi = 0^\circ$ und die beiden anderen mit der Phase $\phi = 180^\circ$ gespeist. Diese Phasenverteilung entspricht damit genau der Anregung der Mode 2 auf der Spirale. Die zugehörige Stromverteilung, die Grenzfrequenz und die Strahlungscharakteristik sind bereits in Abschnitt 4.1 erläutert.

Modifizierte Mode 1

Bei der CSL-Mode auf der Speiseleitung besitzen die beiden gegenüberliegenden Masseflächen die Phasenlagen $\phi = 0^\circ$ und $\phi = 180^\circ$, während der Mittelleiter

theoretisch keinen Strom führt. Auf der Spirale werden also zwei gegenüberliegende Arme mit den Phasen $\phi = 0^\circ$ und $\phi = 180^\circ$ gespeist, während die beiden übrigen nicht gespeist werden. Die hieraus folgende Stromverteilung auf der Spirale wird aufgrund der Ähnlichkeit zur in Abschnitt 4.1 gezeigten Mode 1 als modifizierte Mode 1 bezeichnet. Diese Stromverteilung mit Angabe der aktiven Zone ist in Bild 4.5 gezeigt. Zur Herleitung des Abstrahlverhaltens mit Hilfe der Bandtheorie werden die beiden nicht angeregten Arme als nicht anwesend angenommen, wodurch sich eine konventionelle Zweiarmspirale ergibt. Die Anregung entspricht damit derjenigen der konventionellen Zweiarmspirale, und die Stromverteilung kann analog bestimmt werden. Um Phasengleichheit zwischen benachbarten Armen zu erhalten, müssen gegenüberliegende Stromvektoren eine halbe Wellenlänge auf den Armen voneinander entfernt sein, wodurch sich eine aktive Zone mit einem Umfang von einer Wellenlänge ergibt.

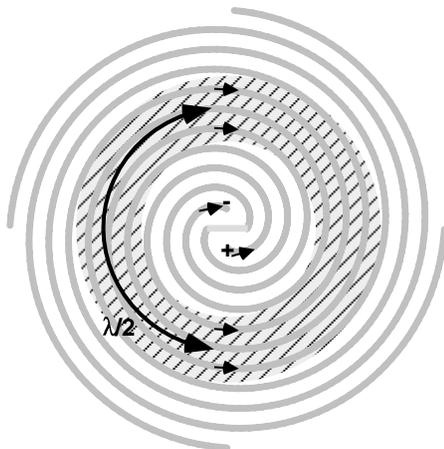


Bild 4.5: Stromverteilung und aktive Zone bei Anregung mit der CSL-Mode auf der Koplanarleitung

Aus dem Umfang der aktiven Zone lässt sich die untere Grenzfrequenz für diese Mode zu

$$f_{min,1mod} = \frac{c_0}{2\pi r \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (4.5)$$

bestimmen, wobei die Variablen dieselben wie in Gleichung 4.2 sind. Diese untere Grenzfrequenz ist dieselbe wie die Grenzfrequenz für die Mode 1 der Vierarmspirale oder wie die einer konventionellen Zweiarmspirale gleichen Durchmessers.

Die bei der Betrachtung vernachlässigten Arme sind zwar zwischen den stromführenden Leitern, so dass jene nicht benachbart sind, jedoch wird aufgrund der Kopplung zwischen den Armen auch auf den nichtgespeisten Armen Strom angeregt. In der aktiven Zone ist dieser Strom damit in dieselbe Richtung gerichtet wie die Ströme auf den gespeisten Armen und trägt auch mit zur Abstrahlung bei. Aufgrund der räumlichen Phasengleichheit von Strömen auf gegenüberliegenden Positionen wird hier eine Strahlungscharakteristik mit Maximum senkrecht zur Spiralebene und Minimum in der Spiralebene erzeugt, wobei senkrecht zur Spirale zirkulare Polarisierung und in der Spiralebene horizontale Polarisierung erzeugt wird. Aufgrund der resultierenden ähnlichen Stromverteilung wie bei der Mode 1 mit gleicher Grenzfrequenz und gleicher Richtcharakteristik wird diese Mode als modifizierte Mode 1 bezeichnet.

Das mit FEKO berechnete Elevationsrichtdiagramm und das zugehörige Achsverhältnis einer 40 cm-Durchmesser-Spirale ($f_{min,1mod} = 239$ MHz) bei 1 GHz ist in Bild 4.6 gezeigt. Deutlich ist die Ähnlichkeit mit der Richtcharakteristik einer Zweiarmspirale (vgl. Bild 2.13) zu erkennen.

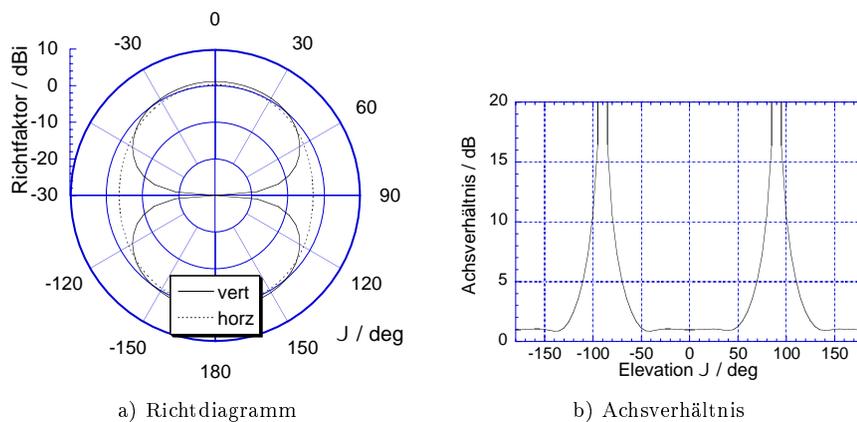


Bild 4.6: Berechnetes Richtfaktordiagramm und Achsverhältnis in Elevation einer selbstkomplementären, archimedischen Vierarmspirale mit drei Windungen und 40 cm Durchmesser bei modifizierter Mode 1 bei 1 GHz

Die Speisung mit der Koplantarleitung ermöglicht damit die Erzeugung von zwei Moden auf der Spirale, von denen die eine Mode 2 entspricht und ein für terrestrische Dienste geeignetes Richtdiagramm aufweist, während die andere eine modifizierte Mode 1 darstellt und eine für Satellitendienste geeignete Richtcharakteristik besitzt. Im Folgenden werden deshalb die Mode 2 „terrestrische Mode“ und die modifizierte Mode 1 „Satellitenmode“ genannt. Die unteren

Grenzfrequenzen dieser Moden werden entsprechend

$$f_{min,ter} = f_{min,2} \quad f_{min,sat} = f_{min,1mod} \quad (4.6)$$

genannt.

4.2.1.4 Numerische Untersuchung beider Moden

Zur Untersuchung der unteren Grenzfrequenzen der terrestrischen und der Satellitenmode werden in Bild 4.7 mit FEKO berechnete Eingangsimpedanzen der 40 cm-Durchmesser-Spirale gezeigt.

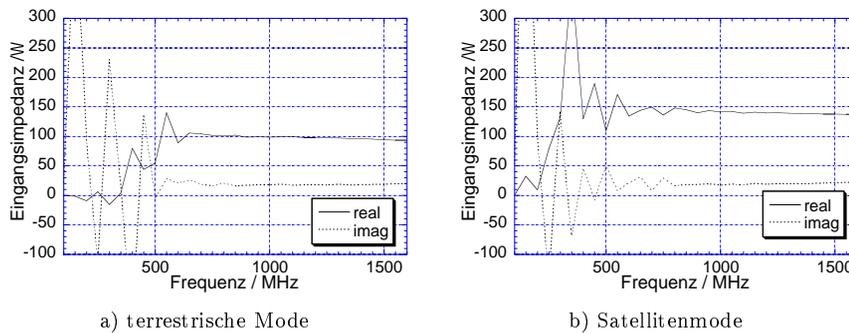


Bild 4.7: Berechnete Eingangsimpedanzen der selbstkomplementären, archimedischen Vierarmspirale mit 40 cm Durchmesser und 3 Windungen

Bei beiden Kurven zeigt sich, dass die Eingangsimpedanz bei etwa 500 MHz konstant wird. Nach der Definition der unteren Grenzfrequenz anhand einer Anpassung von besser als -10 dB liegt die Grenzfrequenz für die terrestrische Mode bei 500 MHz, was gut dem theoretischen Wert entspricht, während die Grenzfrequenz für die Satellitenmode bei 400 MHz liegt, was über dem theoretisch ermittelten Wert von 239 MHz liegt. Als Referenzwiderstand zur Berechnung der Anpassung wird der jeweilige Wert der konstanten Eingangsimpedanz oberhalb der Grenzfrequenz verwendet, der in diesem Fall 100Ω für die terrestrische Mode und 140Ω für die Satellitenmode beträgt. Nach der Definition eines Achsverhältnisses von 3 dB liegt die Grenzfrequenz für die terrestrische Mode bei ca. 600 MHz, was den Toleranzen aus Abschnitt 2.3 entspricht, während die Grenzfrequenz für die Satellitenmode nach Bild 4.8 bei 850 MHz liegt, also weit oberhalb der theoretischen Grenzfrequenz.

Diese Abweichung vom theoretisch ermittelten Wert liegt an der Vernachlässigung der beiden nichtgespeisten Arme bei der Anwendung der Bandtheorie.

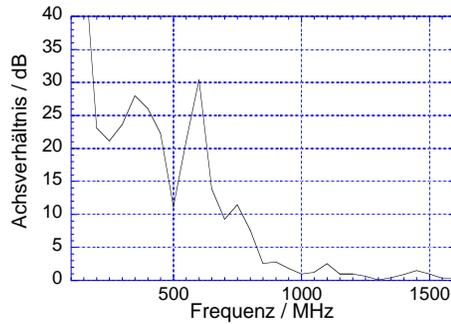


Bild 4.8: Berechnetes Achsverhältnis der zirkularen Polarisierung in Hauptstrahlrichtung über der Frequenz bei Satellitenmode (selbstkomplementäre, archimedische Vierarmspirale, Durchmesser: 40 cm, Windungen: 3)

Die Kopplung zwischen den Armen ist bei der theoretischen unteren Grenzfrequenz noch nicht ausreichend, um vollständige Abstrahlung und das ideale Richtdiagramm der Mode 1 hervorzurufen. Deshalb treten bei tiefen Frequenzen, aber auch teilweise bei höheren Frequenzen, Nebeneffekte wie leichte Einzüge im Richtdiagramm bei einem Elevationsbereich von etwa $\vartheta = 50^\circ \dots 80^\circ$ auf, wie beispielhaft in Bild 4.9 gezeigt wird. Ab ca. 1,2 GHz wird die ideale Richtcharakteristik der Mode 1 konstant erreicht.

Da sich die durch die Antenne abzudeckenden Satellitendienste in einem Frequenzbereich von über 1 GHz befinden, aber gleichzeitig terrestrische Dienste ab 500 MHz oder 800 MHz abgedeckt werden sollen, ist die höhere theoretische Grenzfrequenz der terrestrischen Mode maßgeblich für die Größe der Antenne. Für eine Antenne ab 500 MHz beispielsweise muss der Durchmesser ungefähr 40 cm betragen. Dies entspricht einer theoretischen unteren Grenzfrequenz $f_{min,sat} = 240$ MHz für die Satellitenmode. Die tatsächliche untere Grenzfrequenz bezüglich Anpassung und Achsverhältnis liegt damit unter 1 GHz, womit Satellitendienste über 1 GHz abgedeckt werden können.

Die Richtcharakteristik der terrestrischen Mode der Spirale im Freiraum weist in der Spiralebene unerwünschte Nullstellen in der vertikalen Polarisierung auf, die für zahlreiche terrestrische Dienste verwendet wird. Die Erzeugung einer Komponente der vertikalen Polarisierung in der Spiralebene ist möglich durch Anbringen eines reflektierenden Hohlraumes. Durch diese Vorgehensweise, die in Abschnitt 4.3 beschrieben wird, ist die Richtcharakteristik der terrestrischen Mode für terrestrische Dienste einsetzbar.

Die praktische Realisierung der Speisung kann durch einfaches Anlöten ei-

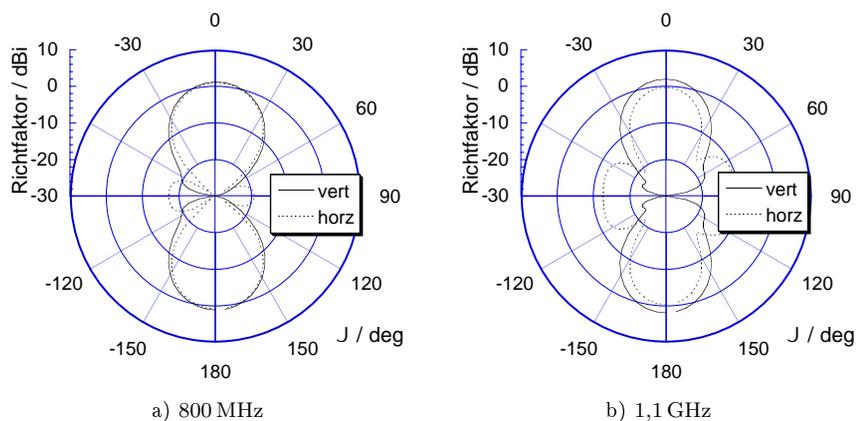


Bild 4.9: Berechnete Richtdiagramme der Satellitenmode der selbstkomplementären, archimedischen Vierarmspirale mit 40 cm Durchmesser und 3 Windungen bei verschiedenen Frequenzen

ner auf Substrat geätzten Koplanarleitung an die Arme in der Mitte der Spirale erfolgen, wie Bild 4.28 b) zeigt. Die Wahl des Substrates für die Speiseleitung ist unabhängig vom Substrat der Spirale; sie wird durch die Impedanzanforderungen bestimmt, die durch die Eingangsimpedanzen der Spirale und die charakteristischen Impedanzen der Speiseleitung für jeweils beide Moden gegeben sind. Für gute Anpassung genügt die Impedanzanpassung [Gsc99b] für beide Moden ohne zusätzliche Symmetrierung. Die Bestimmung der Impedanzen der Spirale und der Leitung wird in Abschnitt 4.2.3 behandelt.

4.2.2 Speisetzwerk mit Modentrennung

Dieser Abschnitt behandelt die Frage nach der gleichzeitigen, aber unabhängigen (entkoppelten) Speisung der Antenne mit beiden Moden über eine einzelne Speiseleitung. Hierzu sollen zunächst die Möglichkeiten der Erzeugung der einzelnen Moden auf der Speiseleitung genannt werden.

Die CPW-Mode mit der symmetrischen Feldverteilung lässt sich beispielsweise durch Anbringen eines koaxialen Steckers an die Leitung erzeugen. Anpassungen von besser als -20 dB sind dabei leicht zu erreichen. Aus der Schaltungstechnik mit Koplanarleitungen sind weitere Anregungsmöglichkeiten bekannt. Für die Anwendung in dieser Arbeit wird die Anregung mit einem Koaxialstecker gewählt.

Die Anregung der oft unerwünschten parasitären CSL-Mode wird in der Li-

teratur seltener erwähnt. Aus [Hir87] ist beispielsweise der Übergang von einer einfachen Schlitzleitung in zwei koplanare parallele Schlitzleitungen bekannt. Ebenso ist aus dieser Veröffentlichung der Übergang von einer CPW-Leitung in eine dazu senkrecht angebrachte CSL-Leitung mit Brückenkopplung bekannt, wobei die CSL-Mode sich dann in zwei Richtungen ausbreitet. Die CSL-Mode lässt sich nicht direkt mit einem Koaxialstecker an der Platine anregen.

Die gleichzeitige Einspeisung einer CPW-Mode in eine Leitung mit CSL-Mode kann nur mit Hilfe von Leerläufen und Kurzschlüssen in Viertel- oder Halbwellenlängenabständen auf der jeweils anderen Leitung erfolgen, um die Ausbreitung der jeweils unerwünschten Mode zu unterdrücken. Im Folgenden werden zwei praktisch aufgebaute Möglichkeiten für ein Speisetzwerk mit Modentrennung vorgestellt.

4.2.2.1 Dreidimensionales Speisetzwerk

Die Realisierung eines Speisetzwerkes, das in drei Dimensionen ausgedehnt ist, zeigt Bild 4.10. Dort wird auf einer Platine mit Hilfe einer Microstrip-Leitung eine Schlitzleitung angeregt. Diese Schlitzleitung geht kontinuierlich in eine koplanare Doppelschlitzleitung über, auf der die CSL-Mode angeregt wird und die an die Antenne angebracht wird. Zur zusätzlichen Einspeisung der CPW-Mode wird eine CPW-Leitung auf einer zweiten Platine senkrecht auf die CSL-Leitung angebracht, so dass sich ein dreidimensionaler Aufbau ergibt. Zur Vermeidung der Ausbreitung der CSL-Mode auf der CPW-Leitung muss hier im Abstand $\lambda/4$ eine Kurzschlussbrücke oder der diese Mode kurzschließende Stecker angebracht sein. Ebenso wird die Ausbreitung der CPW-Mode in Schlitzleitungsrichtung durch den Schlitz-CSL-Leitungs-Übergang, der einen Leerlauf für die CPW-Mode darstellt, unterdrückt. Dieser Leerlauf muss allerdings eine halbe Wellenlänge oder ein davon Vielfaches von der Koppelstelle entfernt sein, um an der Koppelstelle selbst einen Leerlauf darzustellen. Damit breiten sich sowohl CSL-Mode als auch CPW-Mode nur in Richtung zur Antenne aus. Eigene Messungen bestätigen die Funktion dieses Speisetzwerkes.

Nachteilig an dieser Lösung ist der dreidimensionale Aufbau, der nach Gesichtspunkten der Stabilität nicht ideal ist, und die Viertel- und Halbwellenlängen-Stichleitungen, die sowohl auf der CPW-Leitung als auch auf der CSL-Leitung und zusätzlich beim Übergang von der Microstrip-Leitung auf die Schlitzleitung auftreten. Aus diesem Grund wird eine zweite Speisetzwerklösung untersucht und zur Verwendung in der Kraftfahrzeugantenne vorgeschlagen.

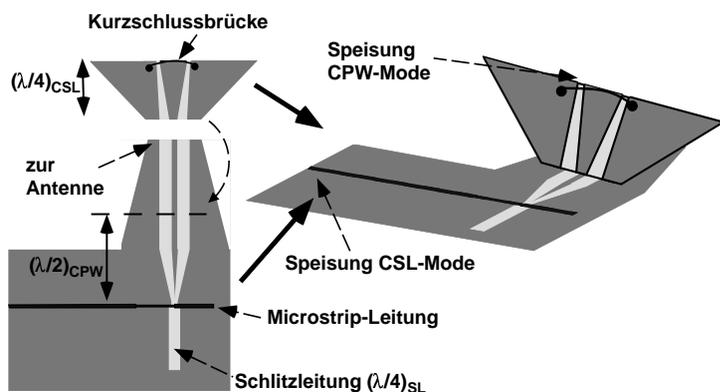


Bild 4.10: Dreidimensionales Speisernetzwerk zur Erzeugung beider Moden: links beide Einzelplatinen und rechts dreidimensionaler Aufbau

4.2.2.2 Planares Speisernetzwerk

Diese weitere Möglichkeit für ein Speisernetzwerk mit Modentrennung stellt das planare Speisernetzwerk nach Bild 4.11 dar, das in der Erfindungsmeldung der Antenne geschützt ist. Dieses Netzwerk wird aufgrund seiner Vorteile für den späteren Aufbau der Antenne verwendet.

Das Netzwerk basiert auf der Möglichkeit der Anregung der CSL-Mode aus [Hir87]. Eine CPW-Leitung wird dabei senkrecht an eine zweite Koplanarleitung gebracht und mittels Brückenkopplung dort die CSL-Mode angeregt. Diese breitet sich auf der zweiten Leitung in beide Richtungen aus.

Bei dem hier aufgebauten Netzwerk wird ebenfalls eine Koplanarleitung direkt senkrecht zur Antenne geführt, während eine zweite Koplanarleitung senkrecht an die erste angebracht wird. Die beiden Leitungen sind über eine Brücke miteinander verbunden und auf der ersten Leitung befindet sich eine zusätzliche Brücke. Die Funktionsweise des Speisernetzwerkes [Gsc00] ist in Bild 4.12 anschaulich skizziert.

Bei Einspeisung der Leistung mit einem koaxialen Stecker am Tor für die terrestrische Mode wird auf der Leitung eine CPW-Mode erzeugt, die sich frequenzunabhängig und unbeeinflusst von den Brücken zur Antenne ausbreitet und dort die terrestrische Abstrahlung hervorruft. Bei Einspeisung der Leistung am Tor für die Satellitenmode wird ebenfalls zunächst eine CPW-Mode angeregt, die sich zur Koppelstelle hin ausbreitet. Dabei befindet sich der Innenleiter auf einem anderen elektrischen Potenzial als die ihn umgebende Massefläche. Dieses Potenzial wird mit der Brücke an der Koppelstelle auf die rechte Masse-

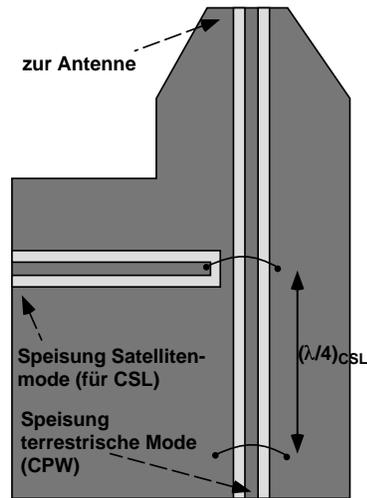


Bild 4.11: Planares Speisernetzwerk zur Erzeugung beider Moden

fläche der ersten Leitung geführt, so dass sich eine Potenzialdifferenz zwischen der rechten und der linken Massefläche der ersten Leitung einstellt. Diese Potenzialdifferenz entspricht der CSL-Mode. Die CSL-Mode breitet sich in beide Richtungen auf der Leitung aus. Zur Unterdrückung der Ausbreitung zum Tor für die terrestrische Einspeisung wird im Abstand $\lambda/4$ eine Brücke angebracht, die die CSL-Mode kurzschließt. An der Kopplungsstelle entspricht das einem parallelgeschalteten Leerlauf, und die gesamte Leistung breitet sich zur Antenne hin aus. Durch diese $\lambda/4$ -Stichleitung ist die Erzeugung der CSL-Mode nicht mehr frequenzunabhängig, jedoch wird eine praktisch nutzbare Bandbreite über 1,5 : 1 erzielt. Durch die Wahl des Abstandes der kurzschließenden Brücke kann der Frequenzbereich für diese Mode frei gewählt werden.

Zum Erreichen reflexionsfreier Übergänge sowohl zwischen den Leitungen als auch von der Leitung zur Spirale muss neben der Realisierung mit kleinen Abmessungen, wozu Brückenlängen und Brückenhöhen viel kleiner als λ gehören, vor allem Impedanzanpassung gewährleistet werden. Die Bestimmung der Impedanzen sowohl der Spirale als auch der Leitungen wird im folgenden Abschnitt 4.2.3 erläutert.

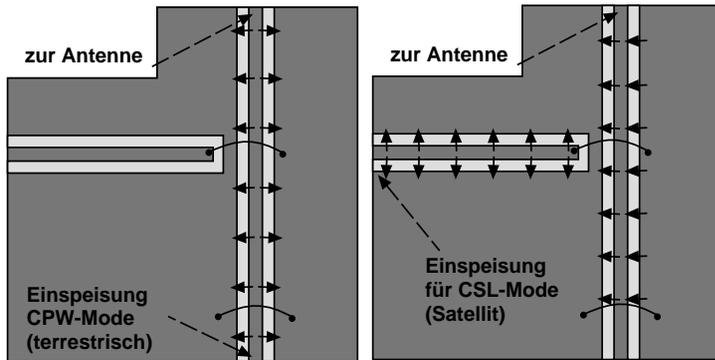


Bild 4.12: Funktionsweise des planaren Speisernetzwerks: Erzeugung der CPW-Mode und der CSL-Mode

4.2.3 Impedanzbestimmung

Bei der Impedanzanpassung müssen immer beide Moden berücksichtigt werden. Dies gilt sowohl bei der Modenkopplung von CPW-Mode auf CSL-Mode als auch bei dem Übergang von der Speiseleitung auf die Spirale. Die charakteristische Leitungsimpedanz für die CSL-Mode unterscheidet sich im Allgemeinen von der Impedanz für die CPW-Mode bei gleicher Leitergeometrie. Ebenso müssen bei der Spirale zwei Eingangsimpedanzen bestimmt werden. Für die Realisierung muss eine Geometrie gefunden werden, die für beide Moden Anpassung gewährleistet.

4.2.3.1 Impedanz der Spirale

Zunächst werden die theoretischen Eingangsimpedanzen der Vierarmspirale ermittelt. Hierbei wird von der Theorie der rotationssymmetrischen, selbstkomplementären Mehrtorstrukturen nach [Mus96] ausgegangen. Ein Teil des Zentrums einer solchen Struktur ist in Bild 4.13 skizziert. Hierbei werden die einzelnen N Tore oder Anschlüsse mit den Spannungsquellen $\underline{U}_1, \underline{U}_2, \dots, \underline{U}_N$ in einer Sternschaltung gespeist. Bei phasensymmetrischer Speisung, d.h. die Amplituden der Quellen und die Phasendifferenzen zwischen benachbarten Quellen sind konstant und die Phasensumme verschwindet, gilt für die Impedanz $\underline{Z}_n = \underline{U}_n / \underline{I}_n$, die eine einzelne Quelle in der Sternschaltung erfährt,

$$\underline{Z}_n = Z_n = Z_{m,N} = Z_0 / (4 \sin \frac{m\pi}{N}) \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (4.7)$$

wobei Z_0 der Freiraumwellenwiderstand, N die Anzahl der Tore und m die

Modenordnung nach Gleichung 4.1 darstellt. Dieser Zusammenhang gilt nur für selbstkomplementäre Strukturen im Freiraum; ein anwesendes Dielektrikum reduziert die Impedanz nach Gleichung 2.7.

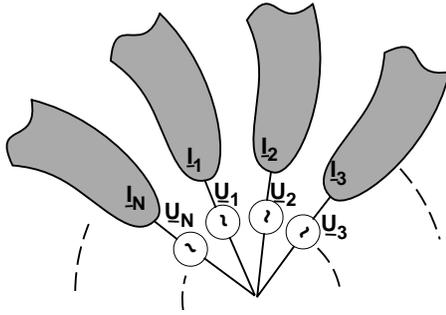


Bild 4.13: Rotationssymmetrische, selbstkomplementäre Struktur mit mehreren Toren

Bei Speisung der Tore mit unterschiedlichen Amplituden und Phasen, wie es beispielsweise bei der Satellitenmode der Fall ist, müssen zur Bestimmung der Quellenimpedanzen Z_n die unterschiedlichen M Grundmoden der Anregung entsprechend überlagert, die Summe der Spannungen und Ströme an einer Quelle bestimmt und daraus die einzelnen Quellenimpedanzen bestimmt werden. Nach Bestimmung der Quellenimpedanzen können diese durch Stern-Dreiecks-Umformungen in beliebige Form gebracht werden, um Eingangsimpedanzen abhängig von den Anschlussmöglichkeiten der Speiseleitung zu bestimmen.

Die Bestimmung der Eingangsimpedanzen der Vierarmspirale im Zusammenhang mit der Speisung mit einer Koplanarleitung wird anhand Bild 4.14 erläutert. In dem Bild oben links ist die das Zentrum der Spirale darstellende Viertorstruktur mit vier Quellen in Sternschaltung skizziert. Die Anregung für terrestrische Dienste entspricht bereits der Mode 2, weshalb hier keine Überlagerung verschiedener Moden durchgeführt werden muss. Eine einzelne Quellenimpedanz hat nach Gleichung 4.7 mit den Parametern $m = 2$ und $N = 4$ den Wert $Z_n = Z_0/4$. Durch Umwandlung der Sternschaltung mit den vier Quellen erhält man die Struktur mit zwei Quellen, die an der Koplanarleitung in dem Bild links unten skizziert ist. Eine einzelne dieser Quellen sieht die Impedanz $Z_s = Z_0/2$, und die Parallelschaltung der beiden Quellen für die CPW-Mode führt zur entsprechenden charakteristischen Impedanz $Z_{c,CPW} = Z_0/4$, die die

Leitung für Anpassung besitzen muss.

Die Anregung der Spirale für Satellitendienste ist in Bild 4.14 oben rechts skizziert. Es sind nur zwei Quellen in Sternschaltung skizziert, da die beiden anderen für die Anregung vernachlässigt werden können. Die Anregung der Satellitenmode entspricht der Überlagerung der Moden 1 und 3 zu gleichen Teilen. Zur Herleitung der beiden skizzierten Quellenimpedanzen Z_n für beide Moden wird als Anregungskoeffizient die Spannung A eingeführt. An der Quelle 1 tritt durch Überlagerung beider Moden die Spannung $U_1 = 2A$ auf, an der Quelle 3 die Spannung $U_3 = -2A$, während die Quellen 2 und 4 nicht existieren bzw. die Spannungen $U_2 = U_4 = 0$ sind. Der Gesamtstrom durch Quelle 1 setzt sich ebenfalls aus beiden Moden zusammen und wird durch

$$I_g = \frac{A}{Z_{m=1,N=4}} + \frac{A}{Z_{m=3,N=4}} = 2 \frac{2\sqrt{2}A}{Z_0} = 4\sqrt{2} \frac{A}{Z_0} \quad (4.8)$$

gegeben. Die Impedanz einer einzelnen Quelle ist damit

$$Z_n = Z_n = \frac{U_1}{I_g} = \frac{2AZ_0}{4\sqrt{2}A} = \frac{Z_0}{2\sqrt{2}}. \quad (4.9)$$

Diese Impedanz entspricht ohne Umformung einer Einzelquelle $Z_s = Z_0/(2\sqrt{2})$ an der Koplanarleitung, wie in Bild 4.14 rechts unten dargestellt. Durch Reihenschaltung beider Quellen, wie es der CSL-Mode entspricht, ist die zur Anpassung notwendige Leitungsimpedanz $Z_{c,CSL} = Z_0/\sqrt{2}$.

Für eine selbstkomplementäre, vierarmige Spirale im Freiraum sind damit die Eingangsimpedanzen an der speisenden Koplanarleitung

$$Z_{c,CPW} = 94 \Omega \quad \text{und} \quad Z_{c,CSL} = 267 \Omega. \quad (4.10)$$

Die mit FEKO berechneten Impedanzen aus Bild 4.7 bestätigen diese Theorie. Diese mit FEKO berechneten Impedanzen stellen die Quellenimpedanzen Z_n aus Bild 4.14 dar. Aufgrund der Zusammenhänge

$$Z_{c,CPW} = Z_{n,ter} \quad \text{und} \quad Z_{c,CSL} = 2Z_{n,sat} \quad (4.11)$$

aus Bild 4.14 können für die terrestrische Mode die beiden Werte direkt verglichen werden, während für die Satellitenmode der mit FEKO berechnete Wert $Z_{n,sat}$ verdoppelt werden muss. Bei Speisung mit der terrestrischen Mode liegt der mit FEKO berechnete Realteil der Impedanz mit 100Ω nur leicht über dem theoretischen Wert ebenso wie bei Speisung der Spirale mit der Satellitenmode, bei der die mit FEKO berechnete Impedanz mit ca. 145Ω ebenfalls nur knapp über dem theoretischen Wert von $267 \Omega/2 = 133,5 \Omega$ liegt. Damit ist innerhalb der aus Kapitel 2 bekannten Toleranzen die Theorie gut bestätigt.

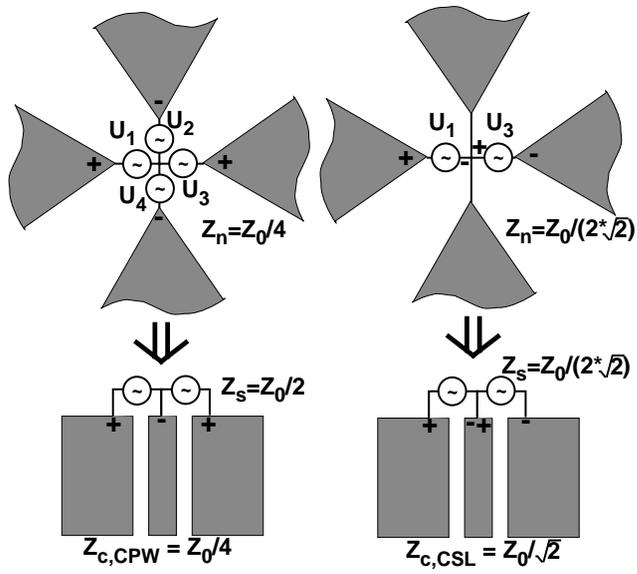


Bild 4.14: Theorie zur Bestimmung der Eingangsimpedanz der Vierarmspirale für beide Moden: links terrestrische Mode (CPW), rechts Satellitenmode (CSL)

Die Eingangsimpedanzen verringern sich um die Quadratwurzel der effektiven Dielektrizitätszahl bei einem vorhandenen Dielektrikum nach Gleichung 2.7. Die effektive Dielektrizitätszahl kann nicht in geschlossener Form bestimmt werden, weshalb hier auf numerische Berechnung bzw. experimentelle Arbeit ausgewichen werden muss. Dasselbe gilt für nicht selbstkomplementäre Strukturen, bei denen sich die Impedanz ändert. Bei dünneren Metallarmen steigen die Impedanzen, während sie bei schmaleren Schlitzten fallen.

4.2.3.2 Impedanzen der Leitungen

Neben der Bestimmung der Eingangsimpedanzen ist die Bestimmung der Leitungsimpedanzen des Speisernetzwerks notwendig. Die Bestimmung der charakteristischen Impedanz einer Koplanarleitung mit CPW-Mode einschließlich der Bestimmung der Leiter- und dielektrischen Verluste ist Stand der Technik. In zahlreichen Veröffentlichungen [Wad91, Gop82, Ria90] werden numerisch berechnete Designkurven und halbanalytische bzw. komplett genäherte Formeln angegeben. Zudem existieren in kommerziell erhältlichen Software-Paketen (z.B. MDS (*Microwave Design System*) von Hewlett Packard [Hew93]) Hilfsprogramme, die mit Hilfe dieser Näherungsformeln die Geometrie in Abhängigkeit von der Impedanz oder umgekehrt berechnen. Die Bestimmung der Leitergeometrie für die CPW-Mode stellt daher kein Problem dar.

Die Abhängigkeit der CSL-Moden-Leitungsimpedanz von der Geometrie der Leitung ist schwieriger zu bestimmen. Es gibt in der Literatur nur wenige numerisch berechnete Design-Kurven für bestimmte Dielektrika und bestimmte Abmessungen [Kno75, Wan95b]. Ebenso existieren Veröffentlichungen über das Dispersionsverhalten [Lin94a]. Näherungsformeln zur Bestimmung der Impedanz sind dem Autor nicht bekannt. Dies liegt an der Tatsache, dass die CSL-Mode zum einen keine TEM-Welle darstellt und damit nicht analytisch berechenbar ist und dass diese Mode in Anwendungen meist unerwünscht ist und unterdrückt wird.

Eine erste Abschätzung der Impedanz erhält man durch Grenzwertbildung von geometrischen Parametern der Koplanarleitung. Bild 4.15 zeigt die Grenzwertbildung der Breite des Mittelleiters w der Leitung, während die Schlitzbreite s konstant bleibt. Bei der Grenzwertbildung $w \rightarrow 0$ wird der Innenleiter sehr klein bzw. verschwindet, so dass sich eine einzelne Schlitzleitung mit der Breite $2s$ ergibt. Die charakteristische Impedanz dieser Leitung ist also $Z_{c,SL}(2s)$. Diese Impedanz lässt sich wiederum mit aus der Literatur bekannten nicht-analytischen Näherungsformeln bestimmen [Wad91, Coh69]. Die Schlitzleitungswelle ist ebenfalls keine TEM-Welle. Bei der Grenzwertbildung $w \rightarrow \infty$ sind die beiden Schlitzleitungen als entkoppelt und isoliert zu betrach-

ten. Die Impedanz dieser Leitung ist damit $2Z_{c,SL}(s)$. Diese Impedanz lässt sich entweder aus den Näherungsformeln für Schlitzleitungen berechnen oder aus der Leitungsimpedanz der diese Geometrie darstellenden CPW-Leitung. Die Impedanz einer einzelnen Schlitzleitung ist das Doppelte der Impedanz der CPW-Leitung aufgrund der Parallelschaltung der beiden Schlitzze; damit ist die Impedanz der CSL-Leitung das Vierfache der CPW-Leitungsimpedanz für den Fall $w \rightarrow \infty$. Aufgrund der Kopplung zwischen beiden Schlitzleitungen im Fall $w \rightarrow 0$ ist die Impedanz der einzelnen Leitungen geringer als im isolierten Fall. Für kleiner werdendes w nimmt die Impedanz der CSL-Leitung also ab. Durch

$$Z_{c,SL}(2s) \leq Z_{c,CSL}(w,s) \leq 2Z_{c,SL}(s) = 4Z_{c,CPW}(w \rightarrow \infty,s) \quad (4.12)$$

ist damit das Intervall für die CSL-Leitungsimpedanz $Z_{c,CSL}(w,s)$ mit der Schlitzbreite s und der Mittelleiterbreite w gegeben.

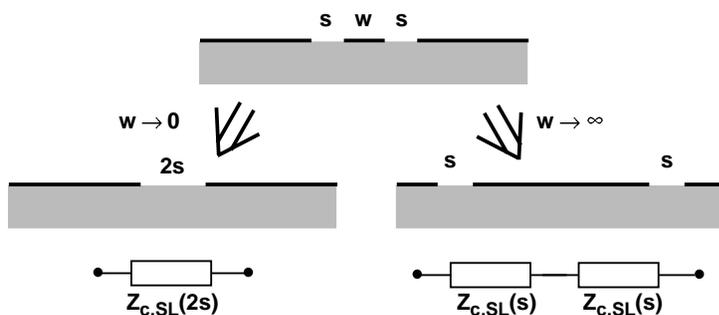


Bild 4.15: Abschätzung der Impedanz für die CSL-Mode durch Grenzwertbildung

Für ein RT/duroid6010-Substratmaterial der Dicke $d = 0,635$ mm mit der Permittivität $\epsilon_r = 10,8$ ergeben sich beispielsweise die in Bild 4.16 dargestellten Grenzkurven. Die untere Grenzimpedanz kann aufgrund der Einschränkung vorhandener Näherungsformeln nur bis $s = 0,4$ mm korrekt angegeben werden, über $s = 0,4$ mm sind die Werte aus der CPW-Leitungsimpedanz abgeschätzt. Über $s = 0,8$ mm ist auch diese Abschätzung aufgrund der Einschränkung der Näherungsformeln nicht mehr möglich. Die obere Grenzimpedanz lässt sich bis auf die doppelte Schlitzbreite bestimmen.

Diese Abschätzung der Impedanz ist zwar relativ grob, aber dennoch sind damit akzeptable Anpassungen möglich. So ergeben sich beispielsweise bei einer CPW-Leitungsimpedanz von ca. 50Ω mit $w = 0,4$ mm und $s = 0,2$ mm auf einem Substrat der Dicke $0,635$ mm mit der Dielektrizitätszahl $10,8$ die

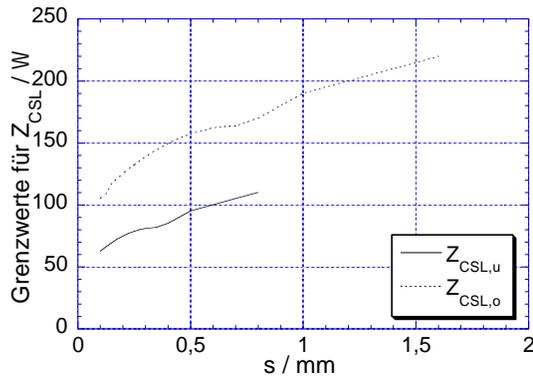


Bild 4.16: Grenzkurven zur Abschätzung der Impedanz für die CSL-Mode für $\epsilon_r = 10,8$ und $d = 0,635$ mm

Grenzimpedanzen $Z_{c,SL}(2s) = 75 \Omega$ und $2Z_{c,SL}(s) = 125 \Omega$, mit denen immerhin eine Anpassung von mindestens -17 dB an 97Ω garantiert werden kann. Die genauere Bestimmung der CSL-Leitungsimpedanz ist nur mit numerischen Mitteln möglich.

Kommerzielle Softwarepakete bieten die Möglichkeit zur Berechnung von beliebigen planaren Strukturen mit Hilfe von Vollwellenanalyse (elektrisches Integralgleichungsverfahren und Lösung mit der Momentenmethode), jedoch bietet kein Softwarepaket die Möglichkeit zur direkten Anregung der CSL-Mode. Dasselbe gilt für den experimentellen Aufbau: Es ist nicht möglich, ein Koaxialkabel des messenden Netzwerkanalysators direkt an die CSL-Leitung anzuschließen und damit die Impedanz experimentell zu ermitteln. Aus diesem Grund wird zur genaueren Bestimmung der Impedanz eine Hilfsschaltung verwendet, die sowohl numerisch als auch experimentell untersucht werden kann. Die Schaltung, die in Bild 4.17 skizziert ist, besitzt eine Kopplanarleitung, an die zwei weitere Kopplanarleitungen senkrecht angeschlossen sind. Diese Leitungen sind auf dieselbe Weise wie bei der Kopplung beim Speisennetzwerk der Antenne miteinander verbunden. An Tor 1 wird beispielsweise mit einem Koaxialstecker die CPW-Mode angeregt, diese koppelt als CSL-Mode auf die mittlere Leitung und geht nach der zweiten Koppelstelle wieder als CPW-Mode an Tor 2. Wenn die Impedanz der CSL-Leitung identisch mit der Impedanz der beiden zuleitenden CPW-Leitungen ist, dann wird bei einer durch die $\lambda/4$ -Brücken bestimmten Frequenz optimale Anpassung erreicht. Ziel ist es nun, bei bekannter CSL-Leitungsgeometrie die Impedanz der CPW-Zuleitung zu variieren, bis Anpassung erreicht ist. Die so bestimmte Impedanz entspricht damit der ge-

suchten CSL-Leitungsimpedanz.

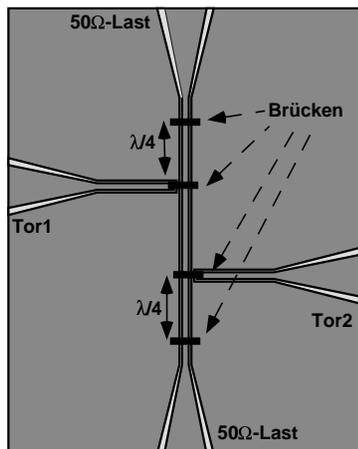


Bild 4.17: Hilfsschaltung zur rechnerischen und experimentellen Bestimmung der Impedanz der CSL-Mode

Auf diese Weise lassen sich Wertetabellen für verschiedene Geometrien und für verschiedene Impedanzen erstellen, deren Werte die Stützstellen für Designkurven darstellen. Solche Designkurven für ein Substratmaterial der Höhe $d = 0,635 \text{ mm}$ und der Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 10,8$ sind in Bild 4.18 für zwei verschiedene Mittelleiterbreiten w gezeigt. Aufgrund der diskreten Variation der Zuleitungsimpedanzen und der Schlitzbreiten s verlaufen diese Kurven teilweise identisch. Die Berechnungspunkte sind im Diagramm markiert. Hier entspricht die Genauigkeit der Impedanzen den Diskretisierungsschritten der Zuleitungsimpedanzen. Diese Designkurven sind mit Schrittweiten von 10Ω und 20Ω zwischen den Zuleitungsimpedanzen berechnet, also beträgt die Genauigkeit höchstens $\pm 5 \Omega$. Die zur Berechnung verwendete Software ist *Ensemble* von ANSOFT [ANS99]

Beim Entwurf des Speisernetzwerks ist darauf zu achten, dass die Impedanzen für die terrestrische Mode (CPW) und die Impedanzen für die Satellitenmode (CSL) gleichzeitig angepasst sind. Hierbei sind folgende physikalische Effekte hilfreich:

Im Gegensatz zur Impedanz der CSL-Leitung $Z_{c,CSL}(w,s)$, die mit kleiner werdender Innenleiterbreite w abnimmt, erhöht sich die Impedanz der CPW-Leitung $Z_{c,CPW}(w,s)$ mit kleinerem w . Dieser gegenläufige Effekt ermöglicht es, die Impedanzen in verschiedene Richtungen zu variieren. Als zweiter Frei-

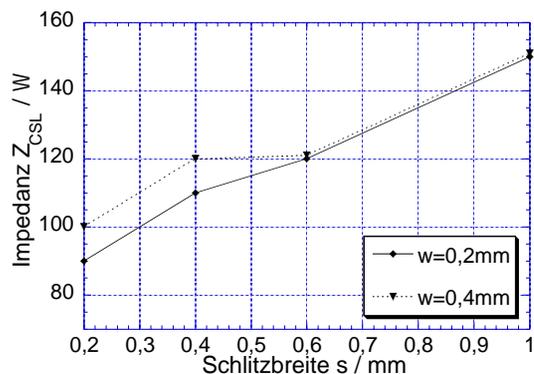


Bild 4.18: Berechnete Design-Kurven zur Bestimmung der CSL-Impedanz auf Substrat mit $d = 0,635$ mm und $\epsilon_r = 10,8$

heitsgrad existiert die Schlitzbreite s . Bei größerem s nimmt sowohl die CPW-Leitungsimpedanz als auch die CSL-Leitungsimpedanz zu, weshalb die Impedanzen mit diesem Parameter in die gleiche Richtung variiert werden können. Damit existieren bei vorgegebenem Substrat zwei Freiheitsgrade, wovon der eine gegenläufige Effekte für die Impedanzen, der andere gleiche Effekte aufweist. Mit Standardmaterialien wie RT/duroid6010 ist die Anpassung vollständig durchführbar.

Die Durchführung der Anpassung zwischen 50Ω an den Koaxialsteckern und der Eingangsimpedanz der Spirale kann einfach mittels kontinuierlicher Impedanzvariation (Taperung) durchgeführt werden, wie es auch für zweiarmlige Spiralen in [Mer00] beschrieben wird. Aufgrund der Tatsache, dass für optimale Anpassung zwischen zwei unterschiedlichen Impedanzen die Taperlänge mindestens $\lambda/4$ betragen muss, wird für das Substrat des Speisernetzwerkes ein hochpermittives Material vorgeschlagen, um die Abmessungen gering zu halten. Bei der Anpassung von zwei Impedanzen, die sich nicht stark unterscheiden, kann die Länge weniger als $\lambda/4$ betragen, da hier eine leichte Fehlanpassung akzeptiert werden kann.

Aufgrund der bereits an die Spirale angepassten Feldgeometrie ist eine aufwändige Symmetrierung nicht notwendig und die Anpassung wird direkt mit den vorhandenen Koplanarleitungen durchgeführt.

Die oben bestimmten Designrichtlinien dienen dem Aufbau der Demonstratorantennen, die in Abschnitt 4.5 beschrieben werden.

4.3 Metallischer Hohlraum

Die Vierarmspirale im Freiraum oder auf Dielektrikum strahlt in beide Richtungen senkrecht zur Spiralebene, und in der Spiralebene selbst ist keine vertikale Polarisierung vorhanden, wie die Diagramme in Bildern 4.2 und 4.6 zeigen. Für viele terrestrische Dienste ist allerdings eine vertikale Polarisierung im Azimut (in der Spiralebene) notwendig. Des Weiteren ist die Strahlung in beide Richtungen zur Spiralebene unerwünscht, um Strahlung in das Fahrzeuginnere zu vermeiden.

Der hier vorgeschlagene Lösungsansatz besteht in der Verwendung eines reflektierenden metallischen Hohlraumes (*cavity*). Bereits in [Baw60b] werden die Auswirkungen auf das Richtdiagramm von Spiralen auf Hohlräumen untersucht und eine Einschränkung der Frequenzunabhängigkeit festgestellt, aber nur die konventionelle Spiral-Funktionsweise untersucht. Die prinzipielle Wirkungsweise dieses Hohlraumes, der für die Anwendung in dieser Arbeit benutzt wird, ist in Bild 4.19 skizziert. Zur Erläuterung wird hier als Strahlungselement ein Schlitz in einer Massemetallisierung angenommen. In dem Bild links strahlt dieser Schlitz in beide Richtungen nach oben und unten, wobei in der dargestellten Schnittebene keine Richtwirkung auftritt. Direkt über der Massemetallisierung (in der dargestellten Schnittebene) wird vertikale Polarisierung empfangen, da das elektrische Feld senkrecht auf der Massemetallisierung steht. Ist die Massemetallisierung jedoch endlich, was in der Realität den Normalfall darstellt, ist außerhalb des Bereiches der Massemetallisierung, aber in der fortgesetzten Ebene, keine vertikale Polarisierung vorhanden, da sich die elektrischen Felder von oberhalb und unterhalb der Masseebene gegenseitig aufheben. Durch Unterdrückung der Strahlung in eine Richtung, wie in Bild 4.19 rechts dargestellt, werden die vertikalen E-Feld-Komponenten im anderen Halbraum nicht kompensiert, sondern bleiben erhalten, wenn auch durch Beugungseffekte abgeschwächt.

Die Erklärung der Funktionsweise des Hohlraumes wird zwar nur mit einem strahlenden Schlitz anschaulich durchgeführt, doch kann die Spiralantenne auch als Schlitzspirale aufgefasst werden. Dabei ist der Schlitz nicht nur in eine Dimension, sondern in beide Dimensionen der Spiralebene ausgedehnt, und die gewünschten Effekte treten omnidirektional auf. Bild 4.20 zeigt den skizzierten Aufbau der Spirale mit reflektierendem, zylinderförmigem Hohlraum. Dabei liegt die Spirale in derselben Ebene wie die Fahrzeugoberfläche, und der Hohlraum ragt in das Fahrzeuginnere. Damit ist eine konforme Integration in das Fahrzeug möglich.

Die Unterdrückung der Strahlung in eine Richtung der Spirale kann mit Absorbermaterial erreicht werden, womit man Richtdiagramme ohne Nebenkeulen

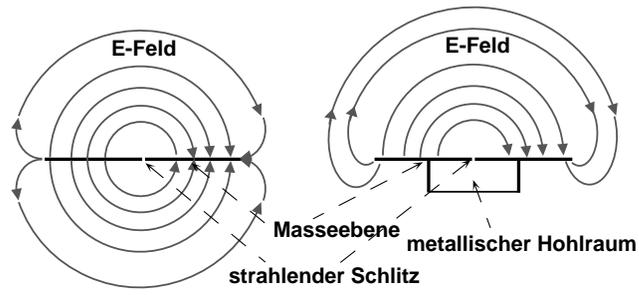


Bild 4.19: Funktionsprinzip eines metallischen Hohlraumes mit Schlitzzantenne

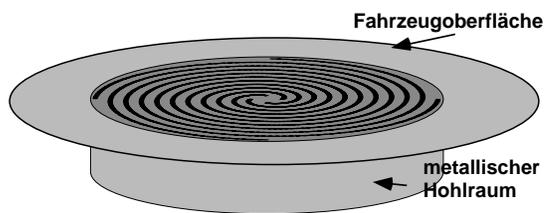


Bild 4.20: Skizze der Spiralanterie auf metallischem Hohlraum: Die Spirale liegt in der Ebene der Fahrzeugkarosserie.

und Minima erreichen kann. Für die in dieser Arbeit entwickelte Antenne soll jedoch auf Absorbermaterial verzichtet werden, um die gesamte Energie zu erhalten. Aus diesem Grund wird hier der reflektierende Hohlraum vorgeschlagen, der die Abstrahlung der gesamten Leistung in die obere Halbebene ermöglicht. Der Hohlraum soll nicht als Resonator fungieren, sondern nur reflektieren. Durch Überlagerung der nach oben abgestrahlten Leistung mit der reflektierten Leistung kommt es zu einer gewissen Welligkeit im Richtdiagramm, und in diskreten Richtungen kommt es, abhängig von der Frequenz und den Abmessungen des Hohlraumes, auch zu Auslöschungen, doch ist der Wirkungsgrad der Antenne besser als mit der Verwendung von Absorbermaterialien. Die Frequenzunabhängigkeit der Richtcharakteristik geht mit Verwendung des Hohlraumes verloren.

Zwei berechnete Richtfaktordiagramme einer 40 cm-Durchmesser-Spirale bei 900 MHz und 1800 MHz sind in Bild 4.21 gezeigt. Der zylinderförmige metallische Hohlraum hat einen Durchmesser von 40 cm und eine Tiefe von 8 cm. Es ist keine metallische Oberfläche, die die Fahrzeugkarosserie repräsentiert, miteinbezogen. Die Richtdiagramme zeigen die erwartete Nullstelle im Zenit. Im Gegensatz zur Nullstelle der Spirale im Freiraum nach Bild 4.2 c) ist hier eine Komponente vertikaler Polarisisation im Azimut vorhanden, wenn auch nur bei Niveaus von ungefähr -10 dBi.

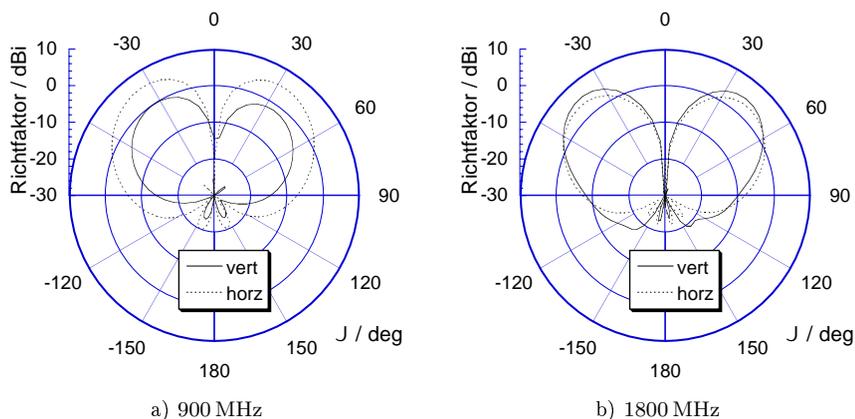


Bild 4.21: Berechnete Richtfaktordiagramme (terrestrische Mode) der selbstkomplementären, archimedischen Vierarmspirale mit 40 cm Durchmesser und 3 Windungen auf zylinderförmigem, metallischem Hohlraum mit 40 cm Durchmesser und 8 cm Tiefe

Für den Einbau der Antenne in die Karosserie ist es wünschenswert, die

Höhe des metallischen Hohlraums möglichst klein zu halten. Ziel ist hierbei eine Höhe von maximal 4 cm. Aus Abschnitt 2.5.2 ist bekannt, dass eine nahe Massemetallisierung die Ablösung der Energie von der Spirale verhindert, und damit zu stehenden Wellen auf der Spirale und einer nichtkonstanten Eingangsimpedanz führt. Derselbe Effekt tritt auch beim reflektierenden Hohlraum auf. Beim Entwurf der Antenne muss deshalb darauf geachtet werden, die Antenne so flach wie möglich zu gestalten und dabei eine ausreichende Anpassung beizubehalten, was in den folgenden Abschnitten gezeigt wird.

Für das Funktionsprinzip aus Bild 4.19 ist die Form des Hohlraums nicht notwendigerweise zylinderförmig mit senkrechten Wänden. Andere Formen sind ebenfalls möglich bzw. vorteilhaft, wie die ebenfalls im Folgenden gezeigte und verwendete Form eines stumpfen Kegels, d.h. eines zylinderförmigen Hohlraums mit schrägen Wänden.

4.4 Zusammenfassung der Theorie zur Vierarmspirale

Im diesem Kapitel wird bisher die Theorie zu Aufbau und Funktionsweise der Spiralantenne für die Kraftfahrzeugkarosserie beschrieben. Es eignet sich hierzu eine planare Vierarmspirale, die mit einem koplanaren Speisernetzwerk in zwei Moden gleichzeitig und unabhängig gespeist werden kann. Eine Mode eignet sich für Satellitendienste, während die andere für terrestrische Dienste geeignet ist. Die Moden lassen sich frequenzunabhängig bzw. sehr breitbandig anregen. Die Benutzung eines metallischen Hohlraumes unterdrückt die Abstrahlung ins Fahrzeuginnere, verstärkt die Abstrahlung in die gewünschte Halbebene und ermöglicht die Erzeugung vertikaler Polarisation im Azimut für terrestrische Dienste. Diese Antenne ist damit geeignet, die Anforderungen aus Kapitel 1 zu erfüllen.

Im Folgenden werden deshalb zur Untersuchung der Einsetzbarkeit und der Leistungsfähigkeit der Antenne experimentelle Ergebnisse zu Einzelkomponenten und zur Gesamtantenne vorgestellt. Dies sind Messungen des Speisernetzwerkes, der Antenne im Freiraum, der Antenne mit metallischem Hohlraum, Messfahrten mit dem Kraftfahrzeug zum Empfang von Funkdiensten und Messungen der Richtcharakteristiken der Antenne mit Kraftfahrzeug.

4.5 Messtechnische Charakterisierung der Karosserieantenne

Die messtechnischen Untersuchungen der Vierarmspirale für den Einbau in die Karosserie beinhalten zunächst die Vermessung von Teilkomponenten, wie das Speisernetzwerk, die Antenne ohne metallischen Hohlraum und den Einfluss des metallischen Hohlraumes. Daraufhin wird der Aufbau der Gesamtantenne beschrieben und vermessen und die gemessenen Richtcharakteristiken der ins Fahrzeug eingebauten Antenne gezeigt. Diese Messungen sind in einzelne Abschnitte aufgeteilt. Daneben ist die Durchführung von Messungen zum Empfang von Funkdiensten im Kraftfahrzeug notwendig. Resultate solcher aussagekräftiger Messfahrten werden ebenfalls präsentiert. Aufgrund des höheren Aufwandes der Messung der Richtcharakteristiken mit Fahrzeug an Organisation und Kosten gegenüber Messfahrten mit eigenem Messfahrzeug werden zur Auswahl geeigneter Antennenparameter zunächst die Messfahrten durchgeführt. Mit einer hierdurch als optimal bestimmten Antenne werden dann die Richtdiagrammmessungen mit Fahrzeug durchgeführt.

4.5.1 Untersuchung von Teilkomponenten

4.5.1.1 Speisernetzwerk für Vierarmspirale

Die Herausforderung beim Aufbau eines Speisernetzwerks nach Bild 4.11 liegt in der Bestimmung der gewünschten Impedanzen und damit in der Bestimmung der Leiter- und Schlitzbreiten der Koplanarleitungen. Einfachheitshalber liegt es nahe, die Leitung für die terrestrische Mode, das heißt die Leitung, die direkt mit der Spirale verbunden ist, auf $50\ \Omega$ CPW-Leitungsimpedanz auszulegen und erst an der Spirale selbst auf die Eingangsimpedanz der Spirale zu verändern. Wenn die Geometrie dieser Leitung festliegt, kann die Impedanz dieser Leitung für die CSL-Mode anhand von Design-Kurven wie in Bild 4.18 näherungsweise bestimmt werden. Die Anschlussleitung für die Satellitenmode, die senkrecht an die erste Leitung angebracht wird, muss also von $50\ \Omega$ -Steckerimpedanz auf die so bestimmte CSL-Impedanz getapert werden.

Für die folgenden Messungen wird ein Speisernetzwerk auf RT/duroid6010 der Dicke $d = 0,635\ \text{mm}$ und der Dielektrizitätszahl $\varepsilon_r = 10,8$ verwendet, dessen Parameter auf die oben beschriebene Weise bestimmt werden. Die $50\ \Omega$ -Leitung für die terrestrische Mode hat eine Innenleiterbreite von $w = 0,38\ \text{mm}$ und eine Schlitzbreite von $s = 0,2\ \text{mm}$. Dies entspricht einer CSL-Impedanz zwischen $80\ \Omega$ und $100\ \Omega$. Mit einer von $50\ \Omega$ auf $80\ \Omega$ getaperten Anschlussleitung werden gute Werte erzielt. Die genauen Abmessungen der verwendeten Speisernetzwerke

sind im Anhang A angegeben.

Die messtechnische Untersuchung der Modenkopplung kann nicht direkt mit dem Speisetzwerk durchgeführt werden, sondern wird deshalb mit Hilfe der Hilfsschaltung nach Bild 4.17 durchgeführt. Die Messung hierzu ist in Bild 4.22 gezeigt. Die Tore entsprechen den Anschlüssen der Zuleitungen für die Satellitenmode. Der Durchgang im gewünschten Frequenzbereich sollte im Idealfall $S_{21} = 0$ dB betragen, die Anpassung $S_{11} = -\infty$ dB. Die Schaltung mit einem Kurzschlussbrückenabstand von der Koppelstelle von 27 mm ($= \lambda/4$ bei 1,5 GHz) zeigt einen guten Durchgang und eine gute Anpassung im Bereich von 1 GHz bis 2 GHz mit einer Ausnahme bei 1,2 GHz. Bei 3 GHz ist kein Durchgang vorhanden, da hier der Brückenabstand $\lambda/2$ ist. Der Durchgangsfrequenzbereich kann einfach durch Verschieben der Kurzschlussbrücke variiert werden. Die unerwünschte Kopplung von der CPW-Mode der Satellitenmode-Zuleitung in die CPW-Mode der Leitung für die terrestrische Mode ist kleiner als -20 dB, wie an den späteren Anpassungsmessungen (z.B. Bild 4.25) zu sehen ist. Diese Entkopplung reicht natürlich nicht aus, um ein GSM-Sendesignal vom GPS-Empfänger-Eingang zu isolieren, doch dieses Problem besteht auch bei getrennt auf dem Auto angebrachten Antennen. Die Empfängergeräte müssen in jedem Fall mit entsprechenden Eingangsfiltren versehen sein. Ein Bild eines Speisetzwerkes an der Antenne ist in Bild 4.28 d) gezeigt.

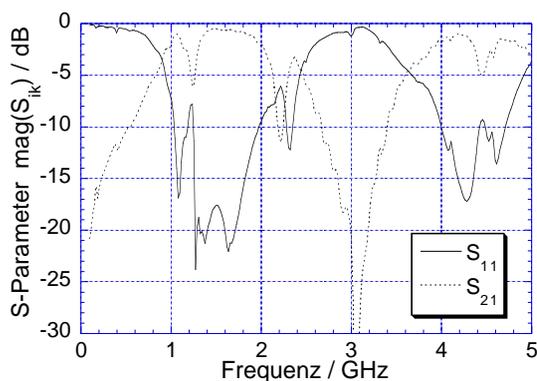


Bild 4.22: Gemessene Anpassung und Durchgang der Hilfsschaltung nach Bild 4.17 zur Bestimmung der CPW-CSL-CPW-Kopplung

Die Geometrie der Speiseleitung für die Anbringung an die Spirale kann ebenfalls nur näherungsweise berechnet werden. Einfacher und genauer ist meist die experimentelle Bestimmung der Eingangsimpedanz der Spirale für die CPW-Mode durch sukzessives Kürzen einer getaperten CPW-Speiseleitung und

der darauf folgenden Variation der Tapergeometrie mit der so ermittelten und vorgegebenen CPW-Impedanz. Die Leitungsparameter für die Anpassung an eine Spirale auf Kaptonfolie im Freiraum sind $w = 4$ mm und $s = 2,5$ mm. Diese Werte sind relativ groß gewählt, damit die notwendige hohe CSL-Impedanz erreicht wird. Die Anbringung der Leitung an die Spirale ist in Bild 4.28 b) gezeigt.

4.5.1.2 Vierarmspirale im Freiraum

Anpassung der CPW-Mode

Bevor Messergebnisse der konkreten Antenne für die Fahrzeugkarosserie gezeigt werden, wird hier die Möglichkeit der Anpassung an verschiedene Spiralen und die Frequenzunabhängigkeit der Speisung mit der CPW-Mode demonstriert. Bild 4.23 zeigt gemessene Anpassungen von verschiedenen getaperten Speiseleitungen an archimedische Spiralen mit einem Durchmesser von 15 cm und 6 Windungen. Die Spiralen unterscheiden sich in den Füllverhältnissen von 30%, 50% und 70%. Die Spiralen sind auf Kaptonfolie geätzt, während die Speiseleitung auf hochpermittivem RT/duroid6010 realisiert ist. Die Messungen zeigen die relativ scharfe untere Grenzfrequenz, die nach der Theorie bei 1,27 GHz liegt, während sie bei der Messung für alle drei Spiralen zwischen 1,238 GHz und 1,275 GHz liegt. Die Anpassungen selbst erreichen im gesamten Frequenzbereich darüber bis 10 GHz eine Anpassung von besser als -10 dB, in weiten Bereichen besser als -15 dB und die 70%-Spirale sogar eine Anpassung von besser als -20 dB oberhalb 2 GHz. Damit ist es möglich, verschiedene Spiralgeometrien an die Koplanarleitung anzupassen und frequenzunabhängig zu speisen.

Anpassung der Antenne im Freiraum

Für die weiteren Anpassungsmessungen, die die Anpassung sowohl für terrestrische als auch für Satellitenspeisung zeigen, gilt die in Bild 4.24 gezeigte Tordefinition. An Tor 1 werden die terrestrischen Dienste über eine CPW-Leitung eingespeist bzw. empfangen, an Tor 2 die Satellitendienste über eine CSL-Mode an der Antennenzuführung. Die Kopplung zwischen den Toren wird durch die Parameter S_{21} und S_{12} beschrieben. Das verwendete Speisetzwerk hat die im Anhang in Tabelle A.4 angegebenen Abmessungen.

Entsprechend der Tordefinition von Bild 4.24 zeigt Bild 4.25 die Anpassung einer 40 cm-Durchmesser-Spirale ohne beeinflussenden metallischen Hohlraum. Die theoretische untere Grenzfrequenz ist $f_{min,ter} = 477$ MHz. Die Spirale ist eine auf Kaptonfolie geätzte, vierarmige, selbstkomplementäre, archimedische

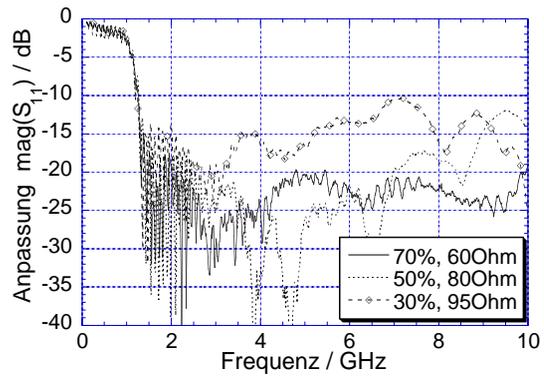


Bild 4.23: Gemessene Anpassungen von archimedischen 15 cm-Durchmesser-Spiralen mit 6 Windungen mit unterschiedlichen Füllverhältnissen auf Kaptonfolie und Rohacell für terrestrische Mode: Speisung mit impedanzangepasster CPW-Leitung

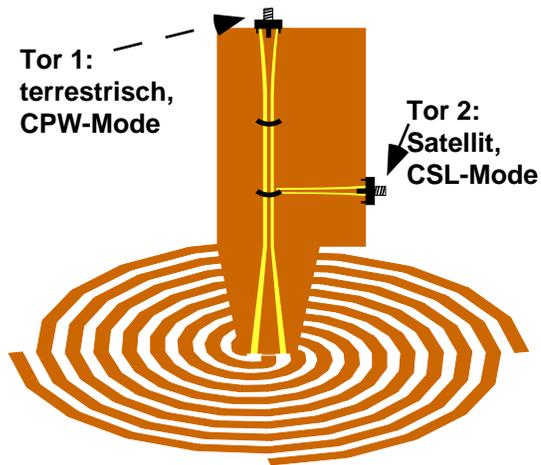


Bild 4.24: Definition der Eingangstore für die Messungen

Spirale mit vier Windungen. Dieses Spirallayout wird für die folgenden Messungen im Kraftfahrzeug durchgehend verwendet.

Für die Messung der Antenne ohne Hohlraum wird die Kaptonfolie auf die Innenseite einer Kunststoffheckklappe der Mercedes S-Klasse aufgebracht (siehe Bild 4.41 e)), die als Dielektrikum wirkt. Dieser Aufbau wird hier zur Messung gewählt, da er unter anderem bei den Richtdiagrammmessungen der Antenne im Fahrzeug (vgl. Abschnitt 4.5.4) verwendet wird und neben der Spirale auf metallischem Hohlraum bei der Autoindustrie auf verstärktes Interesse stößt. Das Material der Heckklappe ist das sogenannte SMC, ein faserverstärkter Kunststoff.

Die Messung zeigt eine Anpassung der terrestrischen Mode von besser -10 dB ab 437 MHz bis nahezu 10 GHz. Die Satellitenmode ist besser als -10 dB angepasst in einem Bereich von 812 MHz bis 2,77 GHz mit einer Ausnahme bei 2,3 GHz. Die Kopplung zwischen den Anschlüssen liegt im primär interessierenden Frequenzbereich von 500 MHz bis 3 GHz fast durchgehend unter -20 dB. Das Diagramm wie auch die folgenden Diagramme zeigen trotz des kleineren interessierenden Frequenzbereiches einen gemessenen Frequenzbereich bis 5 GHz oder 10 GHz zur Demonstration des Verhaltens der Antenne auch bei hohen Frequenzen.

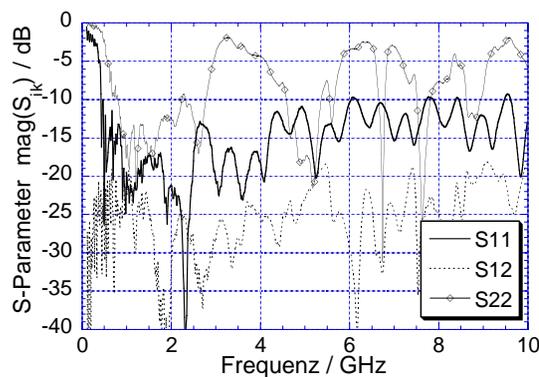


Bild 4.25: Gemessene Anpassung einer selbstkomplementären, archimedischen, vierarmigen 40cm-Durchmesser-Spirale mit 4 Windungen auf Kunststoffkarosserie

Diese Messung zeigt ebenfalls die Frequenzunabhängigkeit der Speisung der terrestrischen Mode und die Breitbandigkeit der Speisung für die Satellitenmode. Ebenso wird die Entkopplung zwischen den Toren demonstriert.

Richtcharakteristik der Freiraum-Antenne

Typische gemessene Richtdiagramme der Spirale ohne metallischen Hohlraum sind in Bild 4.26 gezeigt. Die Diagramme, die mit einer 15 cm-Durchmesser-Spirale aufgenommen sind, werden bei einer Frequenz von 3 GHz gezeigt. Die Diagramme zeigen die typischen Verläufe für diese Antenne (vgl. Bilder 4.2 und 4.6). Die terrestrische Strahlungsmoden zeigt den charakteristischen Einzug im Zenit und Einzüge der vertikalen Polarisation im Azimut bei $\vartheta = 90^\circ$, die hier nicht voll ausgebildet sind aufgrund des Einflusses des Speisernetzwerkes. Die Satelliten-Strahlungsmoden zeigt ein Maximum in Zenit und zirkuläre Polarisation. Das Achsverhältnis ist besser als 3 dB in einem Winkelbereich von mehr als 30° und besser als 6 dB in einem Winkelbereich von mehr als 60° . Die Spiralen strahlen hier in beide Richtungen zur Spiralebene, da kein Reflektor vorhanden ist. Das rückwärtige Strahlungsdiagramm ist aufgrund der Anwesenheit des Speisernetzwerkes leicht verzerrt.

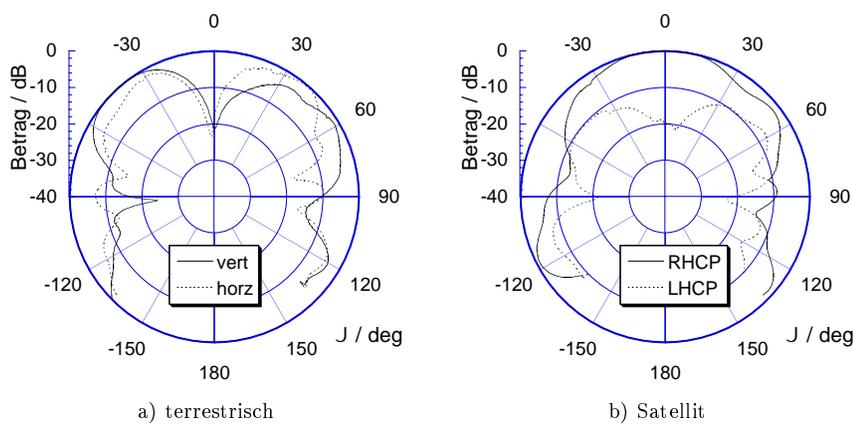


Bild 4.26: Typische gemessene Richtdiagramme der Vierarmspirale: archimedische, selbstkomplementäre 15cm-Durchmesser-Spirale mit drei Windungen auf Kaptonfolie und Rohacell, 3 GHz

Der Gewinn der Antenne ist hier nicht aufgeführt. Hierzu wird auf die Ergebnisse der Messfahrten und der Diagrammmessung mit Kraftfahrzeug im Vergleich zu Referenzantennen verwiesen.

4.5.1.3 Einfluss des metallischen Hohlraumes

Das Anpass- und Abstrahlverhalten der Spirale auf metallischem Hohlraum unterscheidet sich von dem der Spirale ohne Hohlraum. Die folgende Messung soll den Einfluss des metallischen Hohlraumes auf die Antennenfunktionsweise demonstrieren. Es wird eine Anordnung nach Bild 4.20 untersucht, wobei die Höhe des metallischen Hohlraumes variabel ist. Diese Untersuchung dient auch praktischerweise der Bestimmung der optimalen Höhe des metallischen Hohlraumes, der so klein wie möglich, aber so hoch wie nötig sein sollte, um die Bauhöhe bei gleichzeitiger guter Anpassung der Antenne zu minimieren.

Die in Bild 4.27 dargestellten Messungen werden mit einer Spirale auf einem 30 cm-Durchmesser-Hohlraum durchgeführt. Die Messungen zeigen Anpassungen und Kopplungen zwischen den Anschlüssen der Spirale bei unterschiedlichen Hohlraumhöhen. Bei einer Hohlraumhöhe von 53 mm erreicht die Anpassung der terrestrischen Mode ab ca. 900 MHz bereits eine Anpassung von besser als -10 dB. Bei Verringerung der Hohlraumhöhe auf 18 mm wird diese Anpassung erst ab ca. 2,2 GHz erreicht. Bei tieferen Frequenzen sind die Wellen zwischen Spirale und Hohlraumboden gebunden und können nicht abstrahlen, sondern bilden stehende Wellen aus und führen so zu nichtkonstanter Eingangsimpedanz. Die Entkopplung zwischen den Toren ist bei großer Hohlraumhöhe durchgehend besser als -20 dB, während sie bei niedriger Höhe aufgrund von Resonanzeffekten zwischen Spirale und Hohlraum schlechter wird.

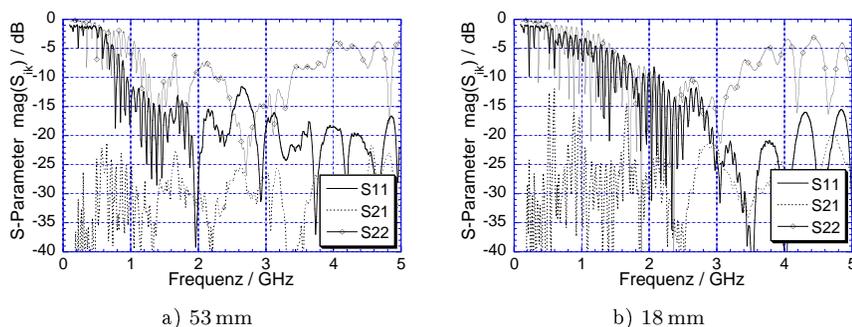


Bild 4.27: Gemessene Anpassung und Entkopplung einer selbstkomplementären, archimedischen 30cm-Spirale mit drei Windungen auf Arlon320 der Dicke 1,57 mm mit 30cm-Durchmesser-Hohlraum bei unterschiedlichen Hohlraumhöhen

4.5.2 Vollständige Antenne

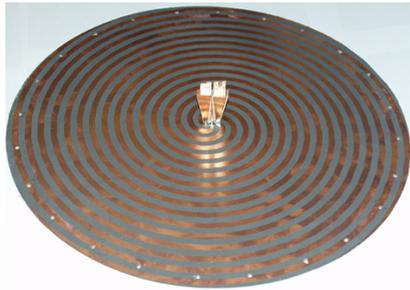
4.5.2.1 Aufbau der Antenne

Zum Aufbau der Gesamtantenne wird für die Spirale ein Durchmesser von 40 cm mit einer theoretischen unteren Grenzfrequenz von $f_{min,ter} = 477$ MHz im Hinblick auf DVB-T als tiefsten abzudeckenden Funkdienst gewählt. Die Spirale ist eine selbstkomplementäre, archimedische Vierarmspirale mit vier Windungen. Dieses Spirallayout wird sowohl für die Antenne mit metallischem Hohlraum, als auch für die Spirale auf Kunststoffkarosserie gewählt und für die folgenden Messungen im Kraftfahrzeug durchgehend verwendet. Die Spirale auf metallischem Hohlraum wird aus Stabilitätsgründen auf Arlon320-Substratmaterial der Dicke 1,57 mm geätzt, das auf den metallischen Hohlraum angebracht wird. Die Daten der Spirale sind im Anhang A angegeben.

Aus den Untersuchungen zum Einfluss des metallischen Hohlraumes nach Abschnitt 4.5.1.3 wird die Höhe 4 cm für eine 40 cm-Spirale als ausreichender Kompromiss zwischen guter Anpassung (-10 dB ab ca. 880 MHz) und Bauhöhe gewählt. Mit metallischen Hohlräumen mit 40 cm Durchmesser und der Höhe 4 cm werden die folgenden Messungen durchgeführt.

Die Abmessungen des Speisernetzwerks sind im Anhang in Tabelle A.3 angegeben. Der Gesamtaufbau der Antenne mit Spirale, Speiseleitung, Speisernetzwerk und Hohlraum ist in Bild 4.28 dokumentiert. Diese Bilder zeigen die archimedische Spirale mit vier Windungen auf Arlon320-Substrat-Material, die senkrechte Anbringung der getaperten Speiseleitung an die Spirale durch Löten, den 40 cm-Durchmesser-Hohlraum aus Messing mit senkrechten Wänden und Schraubblöcken zum Anschrauben der Spirale, die Antenne mit einer Ansicht der Rückseite mit Speisernetzwerk und Schaumstoffblöcken zum Abstellen der Antenne, die Antenne mit einer Ansicht von oben und eine Detailansicht auf geknickten Übergang vom Speisernetzwerk auf die getaperte Speiseleitung.

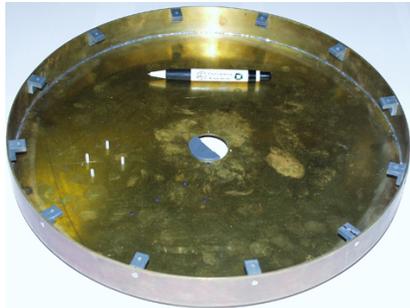
Das Speisernetzwerk wird auf der Rückseite des Reflektors angebracht, wo es sich gut befestigen lässt und nicht viel Bauraum benötigt. Da die Speiseleitung senkrecht auf die Spirale führt, muss zwischen Speisernetzwerk und Speiseleitung eine senkrechte Abknickung eingebaut werden (Bild 4.28f)). Dies wird realisiert, indem die Außenleiter großflächig mit leitfähigem Klebeband verbunden werden und die Innenleiter mit einem dünnen Draht miteinander verlötet werden. In Bild 4.28 b) sind diese Klebebandstücke an der Speiseleitung zu sehen. Dieser Übergang ist sehr unkritisch, wie Durchgangsmessungen mit Anpassungen von besser als -15 dB zeigen. Beim Einbau der Antenne in eine Öffnung in der Fahrzeugkarosserie liegen die Anschlüsse im Fahrzeuginnenraum, während die Antenne nach außen abstrahlt.



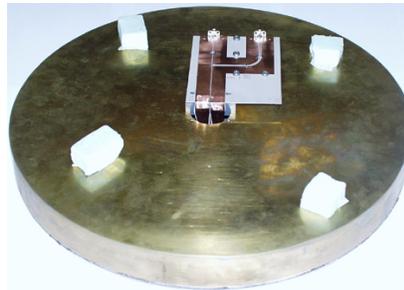
a) Spirale mit Speiseleitung



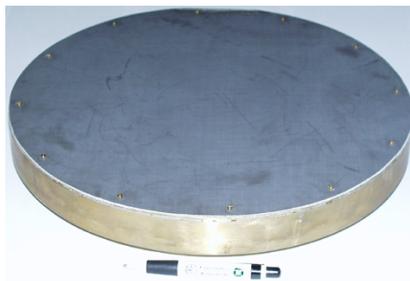
b) Speiseleitung im Detail



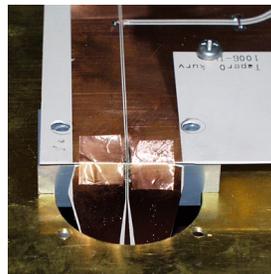
c) Met. Hohlraum mit senkrechten Wänden



d) Ansicht auf Reflektor



e) Ansicht von oben



f) geknickte Speiseleitung

Bild 4.28: Teil- und Gesamtansichten der Spiralantenne für die Karosserie mit 40 cm-Durchmesser-Hohlraum mit geraden Wänden

4.5.2.2 Anpassung der Antenne

Die Anpassung dieser Antenne ist in Bild 4.29 gezeigt. Die Anpassung für die terrestrische Mode (S_{11}) ist besser als -10 dB ab 675 MHz, wobei bis 1,4 GHz aufgrund stehender Wellen auf der Spirale mehrere Spitzen mit bis zu -8 dB auftreten. Die Satellitenmode erreicht Werte von besser als $S_{22} = -10$ dB von 1,3 GHz bis 2,2 GHz. Die Entkopplung ist nahezu im gesamten interessierenden Bereich von 800 MHz bis 3 GHz besser als -15 dB. Aufgrund von Resonanzeffekten im Hohlraum treten hier höhere Kopplungswerte als bei der Spirale im Freiraum auf.

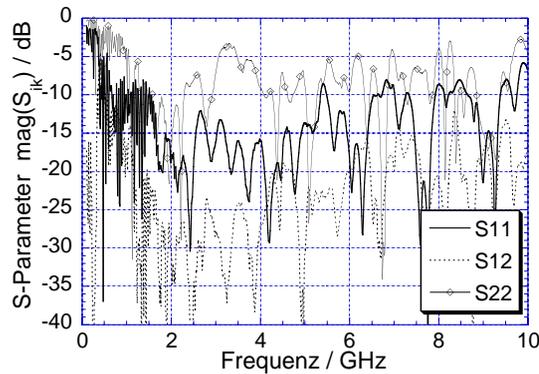


Bild 4.29: Gemessene Anpassung der selbstkomplementären, archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spirale mit 4 Windungen auf Arlon320 auf metallischem Hohlraum mit geraden Wänden, 4 cm Tiefe und 40 cm Durchmesser

Zur Unterbindung von starken Resonanzeffekten und zur Verbesserung der Abstrahlung der terrestrischen Mode im Azimut wird zu experimentellen Zwecken ein zweiter Hohlraum gefertigt, der keine senkrechten Wände, sondern schräge Wände mit 45° Steigung aufweist und mit dem Hohlraum somit einen stumpfen Kegel darstellt. Hiermit soll aufgrund der stumpferen Kantenwinkel der elektromagnetischen Welle das Auslaufen aus dem Hohlraum mit weniger Reflexionen und Beugungseffekten ermöglicht werden. Diese Annahmen werden von den später präsentierten Messfahrten bestätigt. Ein Bild dieses Hohlraumes ist in Bild 4.30 gezeigt.

Die gemessene Anpassung einer Spiralanterie mit dem metallischen Hohlraum mit schrägen Wänden ist in Bild 4.31 gezeigt.

Diese Messung zeigt eine Anpassung von besser als -10 dB ab 840 MHz für die terrestrische Mode und für die Satellitenmode von 1,52 GHz bis 2,4 GHz.

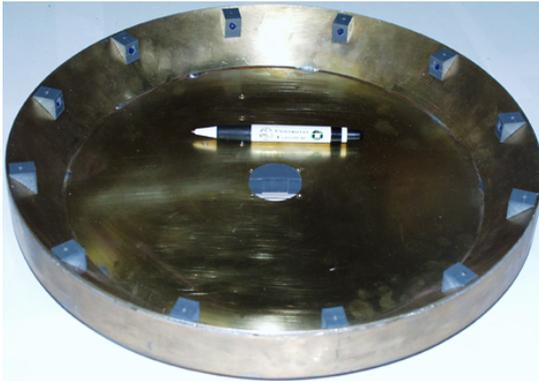


Bild 4.30: 40 cm-Durchmesser-Hohlraum mit um 45° abgeschrägten Wänden und 4 cm Tiefe

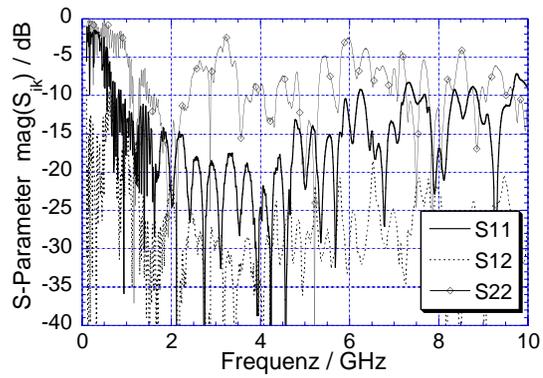


Bild 4.31: Gemessene Anpassung der selbstkomplementären, archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spirale mit 4 Windungen auf Arlon320 auf metallischem Hohlraum mit um 45° abgeschrägten Wänden, 4 cm Tiefe und 40 cm Durchmesser

Die Entkopplung ist ebenfalls besser als -15 dB im nahezu gesamten interessierenden Frequenzbereich von 800 MHz bis 3 GHz. Bezüglich der terrestrischen Mode zeigt die Antenne mit schrägen Hohlraumwänden bei tiefen Frequenzen eine bessere Anpassung als die Antenne mit senkrechten Hohlraumwänden, da hier keine Spitzen über -10 dB mehr auftreten. Der metallische Hohlraum mit abgeschrägten Wänden wird deshalb für die folgenden Messungen im Kraftfahrzeug verwendet.

4.5.2.3 Richtdiagramme der Antenne

Gemessene Richtdiagramme der isolierten Antenne ohne Kraftfahrzeug sind in Bild 4.32 gezeigt. Die Antenne ist die in Bild 4.31 vermessene Spirale auf Hohlraum mit schrägen Wänden.

Das Diagramm der terrestrischen Mode bei 0,9 GHz zeigt die erwartete Form mit beiden Polarisationskomponenten im Azimut ($\vartheta = 90^\circ$), wobei hier die vertikale Polarisation überwiegt. Die Anteile der Polarisationskomponenten variieren allerdings mit der Frequenz. Bei 1,8 GHz ist ein ähnliches Verhalten mit Einzug im Zenit und mit beiden Polarisationskomponenten im Azimut sichtbar. Hier ist das Diagramm mit dem vertikal polarisierten Anteil leicht asymmetrisch. Asymmetrien im Diagramm entstehen aufgrund von Asymmetrien im Antennenaufbau, wie leicht elliptischem Hohlraum, Einfluss der Schraubblöcke oder Einfluss der Speiseleitung. Das Diagramm für die Satellitenmode bei 1,6 GHz zeigt ebenfalls die erwartete Form mit Maximum zum Zenit und zirkularer Polarisation. Das Niveau der Kreuzpolarisation in diesem Fall ist kleiner als -20 dB, wobei dieser Wert nicht immer erreicht wird, sondern bei anderen Frequenzen auch nur Werte von -10 dB auftreten.

Die gezeigten gemessenen Diagramme sind typische Diagramme, wobei bei anderen Frequenzen auch stärkere Asymmetrien und andere Polarisationsverteilungen auftreten. Eine Bewertung der Antenne mit diesen Messungen allein ist nicht möglich. Aussagekräftiger sind Messungen der Antenne im Kraftfahrzeug und Messfahrten mit dieser Antenne im Vergleich mit Referenzantennen. Ergebnisse solcher Messfahrten sind im folgenden Unterkapitel 4.5.3 beschrieben.

4.5.3 Messfahrten

Die Messfahrten ermöglichen realistische Aussagen über die Funktionsfähigkeit und Einsetzbarkeit der Antenne für die Karosserie. Hierzu wird bei der Fahrt in unterschiedlichen repräsentativen Umgebungen, wie beispielsweise in ländlichen, städtischen oder hügeligen Gebieten die Leistungsfähigkeit der neuen

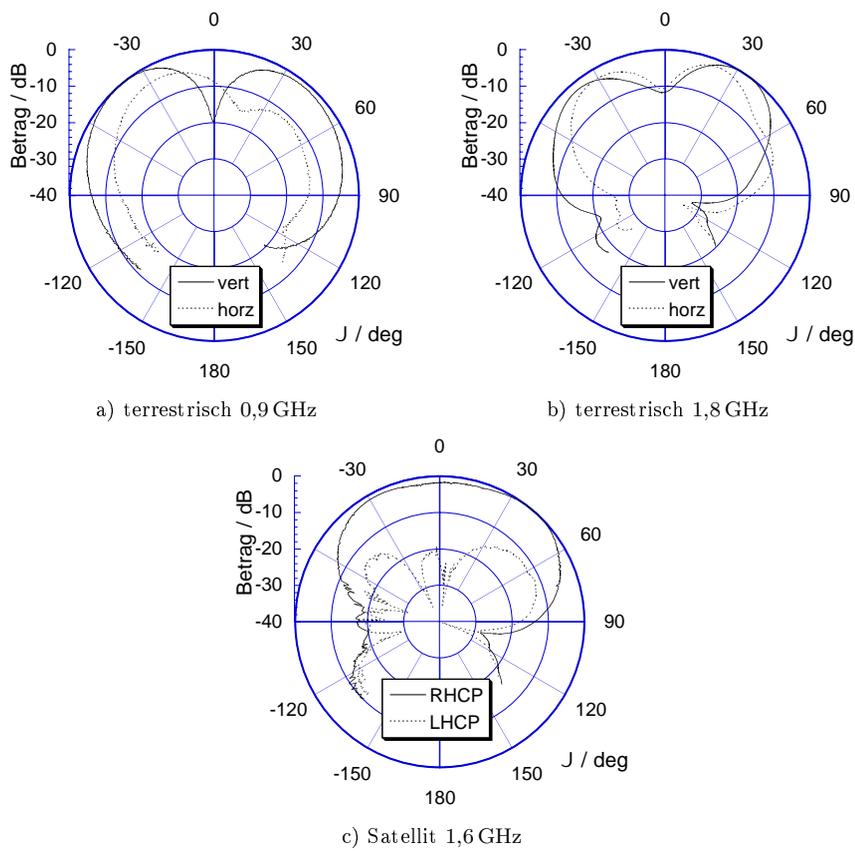


Bild 4.32: Gemessene typische Richtdiagramme der Antenne für die Karosserie mit Hohlraum mit abgeschrägten Wänden nach Bild 4.31 ohne Karosserieeinfluss

Antenne mit konventionellen, kommerziellen Referenzantennen verglichen. Geeignete Aussagen sind machbar bei der Messung von Empfangspegeln verschiedener Funkdienste, bei der Bestimmung von Bitfehlerraten von empfangenen Signalen oder bei der kompletten Auswertung der empfangenen Signale mit entsprechenden Empfangsgeräten für GPS. Die hier vermessene Antenne ist die im Vorigen vermessene, selbstkomplementäre, archimedische Vierarmspirale mit vier Windungen auf Arlon320-Material der Dicke 1,57 mm auf metallischem Hohlraum mit schrägen Hohlraumwänden mit der Höhe 4 cm und dem Durchmesser 40 cm.

4.5.3.1 Messaufbau

Für Pegelmessungen steht ein hochempfindlicher Messempfänger von Rohde&Schwarz, der sogenannte ESVD, zur Verfügung, mit dem Signalpegel bis -121 dBm bei verschiedenen Frequenzen und Messbandbreiten gemessen werden können. Da es sinnvoll ist, Spiralantenne und Referenzantenne gleichzeitig bei der Fahrt miteinander zu vergleichen, wird hierfür ein HF-Schalter eingesetzt, der laufend im Takt von Sekundenbruchteilen zwischen den Antennen umschaltet. Dieser Schalter und der ESVD werden von einem Mess-PC gesteuert. Die gemessenen Daten werden auf der Festplatte des PCs in Dateien protokolliert. Das Blockschaltbild dieses Messaufbaus ist in Bild 4.33 skizziert.

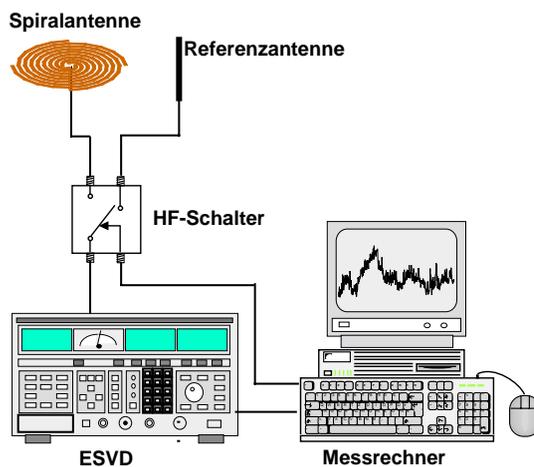


Bild 4.33: Blockschaltbild für Pegelmessungen mit zwei Antennen

Neben den Pegelmessungen steht ein GSM-Modem zur Verfügung, mit dem

es möglich ist, neben dem Empfangspegel des GSM-Signals die nächste Basisstation und deren Nachbarn, deren Downlink-Frequenzen und die Bitfehlerraten der empfangenen Signale zu ermitteln. Die Ermittlung dieser Parameter benötigt ungefähr drei Sekunden, das heißt, die Parameter werden im 3-Sekunden-Takt bestimmt. Eine schnelle Umschaltung des HF-Schalters zwischen den Antennen ist deshalb nicht möglich. Deshalb wird für die Messungen mit dem Modem nur eine Antenne zu einer Zeit vermessen. Das Blockschaltbild hierfür zeigt Bild 4.34. Für einen Vergleich zwischen Antennen muss dieselbe Strecke zweimal oder mehrmals hintereinander gefahren werden und die entsprechende Antenne angeschlossen werden.

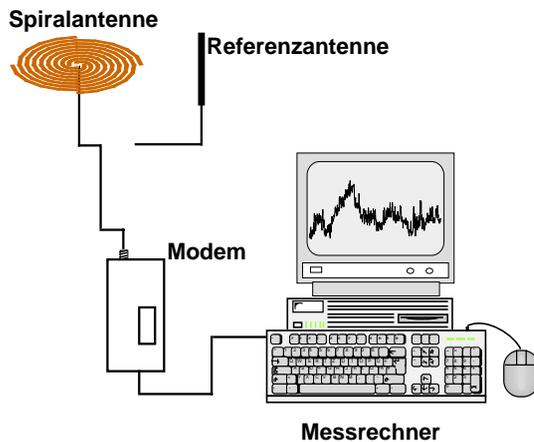


Bild 4.34: Blockschaltbild für GSM-Bitfehlerratenmessungen mit Modem: Nur eine Antenne kann zu einer Zeit vermessen werden.

Mit der bisher beschriebenen Messausrüstung ist die Messung von GPS-Signalen nicht möglich. GPS-Signale liegen beim Empfang unter dem Rauschniveau der Umgebung und werden durch entsprechende Signalprozessierung im Empfänger aufbereitet. Für die Messung von GPS-Signalen steht deshalb ein Mess-PC mit eingebauter GPS-Empfänger-Karte zur Verfügung, die direkt das HF-Signal von der Antenne mit einem an der Antenne angeschlossenem Vorverstärker verarbeitet. Der Vorverstärker wird durch die PC-Karte mit Strom versorgt. Da die Auswertung von GPS-Signalen bis zum Finden aller auffindbaren Satelliten bis zu wenigen Minuten dauern kann, ist hier ein Umschalten zwischen Antennen ebenfalls ausgeschlossen. Bild 4.35 zeigt das entsprechende Blockschaltbild. Zum Vergleich zwischen Antennen müssen mehrere Fahrten mit der Referenzantenne und mit der Spiralantenne getrennt durchgeführt wer-

den, um die Leistungsfähigkeit der Spirale abzuschätzen. Die GPS-Messung liefert Informationen über die eigene Position, über die Positionen der sichtbaren Satelliten, über die Signal-zu-Rausch-Abstände der einzelnen Satellitensignale und über die Anzahl der zur Navigation verwendeten Satelliten.

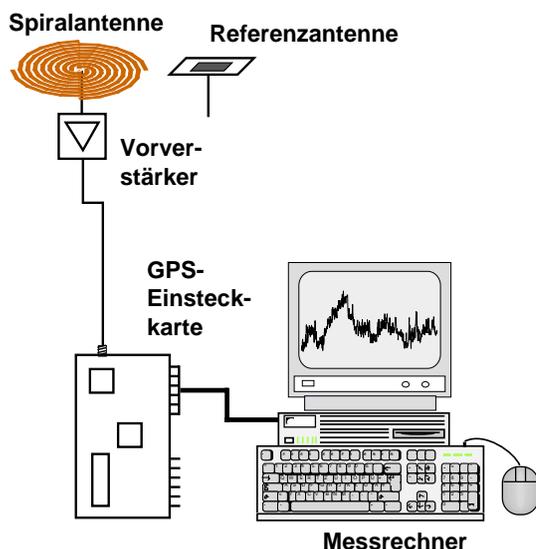


Bild 4.35: Blockschaltbild für GPS-Messungen mit PC-Einsteckkarte: Nur eine Antenne kann zu einer Zeit vermessen werden.

In Bild 4.36 sind Bilder vom Messaufbau für eine Messfahrt gezeigt. Sie zeigen neben der eingebauten 40 cm-Durchmesser-Spirale im Dach die Anschlüsse der Antenne im Inneren des Fahrzeuges, die Referenzantennen und die Messausrüstung auf der Fahrzeugladerfläche. Die Antenne wird in einen mit Kupferfolie beschichteten Styroduraufsatz eingelassen, um somit die Massemetallisierung des Daches zu simulieren. Das hier benutzte Messfahrzeug bietet nicht die Möglichkeit, die Antenne direkt in das Dach einzulassen. Durch das offene Schiebendach ist die Antenne vom Fahrzeuginneren zugänglich. Die Referenzantennen sind Stabantennen, wobei der GSM900-Monopol von Kathrein (Typ K711661) mit Magnetfuß hinten in der Dachmitte, der GSM1800-Stab von Okano (Art.-Nr. 3925) als Scheibenklemmantenne an der Seite und die DAB-Antenne für das L-Band auf der Heckscheibe angebracht sind. Die auf dem Bild nicht zu sehende GPS-Referenzantenne ist ein zirkular polarisiertes Patch-Element auf Keramiksubstrat von Murata. Die gemessenen Anpassungen der Referenzstrahler zeigen

im jeweiligen Frequenzband Werte von besser als -10 dB. Die Position der Referenzstrahler hat einen Einfluss auf die Messergebnisse. Die Positionen wurden hier so wie beim normalen praktischen Einsatz der Antennen gewählt. Bei der in Bild 4.36 e) dargestellten Messausrüstung lassen sich links zwei Batterien und der zugehörige Wechselstromrichter zur Stromversorgung erkennen. Rechts befinden sich in Fahrtrichtung vor den beiden Netzgeräten der ESVD und davor, nur teilweise sichtbar, der Mess-PC. Der Schalter und das Modem sind in kleinen Gehäusen untergebracht, die in diesem Bild nicht sichtbar sind. Ebenfalls ist hier der PC zum Empfang von GPS-Satellitensignalen nicht abgebildet.

Zur Strukturierung der Messungen und der Ergebnisse werden verschiedene Szenarien vorgegeben. Es werden mit den Funkdiensten GSM900, DAB und GSM1800 Pegelmessungen durchgeführt, und zwar sowohl in städtischem Gebiet mit enger Bebauung und hohen Gebäuden als auch auf flachem, freiem Land ohne Bebauung und ohne hohen Bewuchs wie z.B. Wald. Für die GPS-Messungen wird ebenfalls zwischen städtischen und ländlichen Gebieten unterschieden. Die Messungen mit dem Modem ermöglichen die Verifikation der Ergebnisse bzw. zeigen den Zusammenhang zwischen Empfangspegel und gemessenen Bitfehlerraten.

4.5.3.2 Pegelmessungen

Die Pegelmessung mit dem ESVD erfordert zunächst die Bestimmung der Messfrequenz, d.h. die Downlinkfrequenz der nächsten oder stärksten Basisstation. Diese Bestimmung wird mit einem Frequenzdurchlauf durch das gesamte Band des Funkdienstes und Suchen des maximalen Pegels durchgeführt. Diese Frequenzsuche wird ebenfalls mit Hilfe des ESVD und des Mess-PCs durchgeführt.

Eine typische Pegelmessung des Funkdienstes GSM1800 auf ländlichem Gebiet ist in Bild 4.37 dargestellt. Das Resultat einer solchen Messung ist der Pegelverlauf der beiden Antennen über der Zeit. Die Messwertangabe in $\text{dB}\mu\text{V}$ gibt die gemessene Spannung an $50\ \Omega$ Messempfängerimpedanz an. Für die Umrechnung in empfangene Leistung gilt nach Gleichung 3.10 $P/\text{dBm} = U/\text{dB}\mu\text{V}_{50\ \Omega} - 107$.

Aus dem Diagramm mit zeitlichem Pegelverlauf sind zwischen der Spiralantenne und der Referenzantenne keine merklichen Unterschiede aufzuzeigen. Eine genauere Analysemöglichkeit bietet die statistische Auswertung bzw. das Auftragen der kumulativen Auftretswahrscheinlichkeiten der Messwerte als Unterschreitungsdiagramm. Bild 4.38 zeigt die entsprechenden Diagramme der Fahrten für GSM900, GSM1800 und DAB in der Stadt (Karlsruhe) und in ländlicher Umgebung (Umgebung von Karlsruhe). Die Messzeiten betragen jeweils



a) Spiralantenne in kupferbeschichtetem Aufbau



b) Ansicht auf 40 cm-Durchmesser-Antenne



c) Anschlüsse im Fahrzeuginneren



d) Referenzantennen



e) Messausrüstung

Bild 4.36: Bilder der Antennen und der Ausrüstung für die Messfahrt

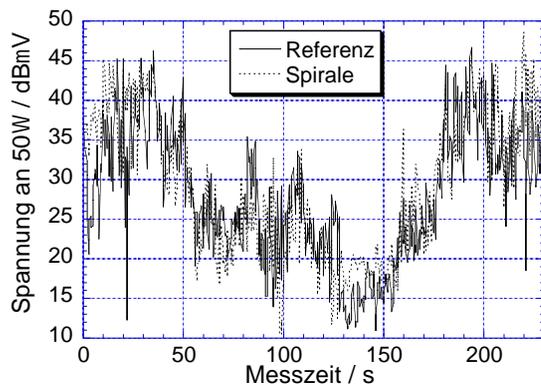
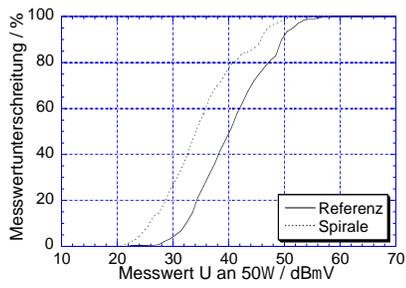


Bild 4.37: Typischer gemessener zeitlicher Pegelverlauf von Spiral- und Referenzantenne: hier Messung von GSM1800-Pegel in ländlichem Gebiet

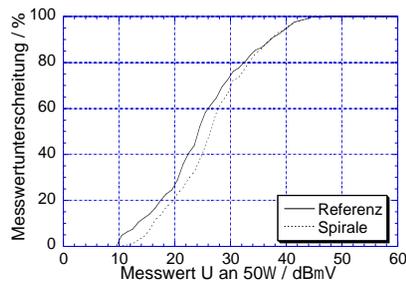
zwischen 150 s und 400 s. Pro Sekunde werden von jeder Antenne ungefähr fünf Pegelwerte aufgenommen. Der Empfang von DAB mit reinem Pegelmessgerät ist aufgrund der niedrigen Pegel bei DAB schwierig. Insbesondere in der Stadt sind die Pegel nahe am Rauschen und deshalb nur bedingt aussagekräftig.

Die Messungen zeigen vergleichbare Messwertverteilungen für Spiralantenne und Referenzantennen. Bei GSM1800 und DAB sind Spiralantenne und Referenzantennen gleichwertig.

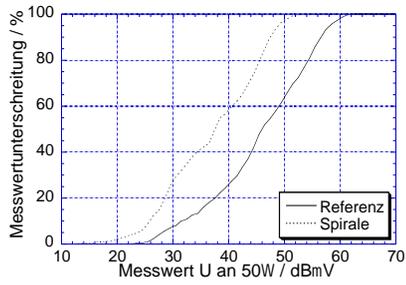
Bei GSM900 sind die mit der Spirale gemessenen Pegel niedriger als die mit der Referenzantenne gemessenen. Dies liegt zum einen am optimalen Einbauort für die Referenzantenne, zum anderen an der nicht direkt in den Azimut ($\vartheta = 90^\circ$) gerichteten Richtcharakteristik der Spiralantenne. Der Vergleich von Messungen in der Stadt und in ländlichem Gebiet bestätigt dies. In der Stadt ist die Abweichung zwischen beiden Antennen mit Empfangspegelmittelwerten $34 \text{ dB}\mu\text{V}$ für die Spirale und $40 \text{ dB}\mu\text{V}$ für die Referenzantenne nicht so stark wie auf dem Land mit $37,5 \text{ dB}\mu\text{V}$ und $46 \text{ dB}\mu\text{V}$, da in der Stadt die Wellen von der Basisstation nicht flach über das Land am Auto einfallen, sondern durch die Häuserschluchten mit steilerem Einfallswinkel. Die Land-Messung stellt sozusagen den schlechtesten Fall für die Spiralantenne dar. Eine ausgedehnte Messfahrt über eine halbe Stunde durch leicht hügeliges Land zwischen Bruchsal, Bretten und Karlsruhe zeigt gemittelte Pegelunterschiede von 5 dB. Die Spirale mit geraden Hohlraumwänden, deren Messungen hier nicht präsentiert werden, zeigt auf ebenem Land einen um etwa 1 – 3 dB geringeren Empfangspegel auf als die Spirale mit schrägen Hohlraumwänden. Hiermit ist also der



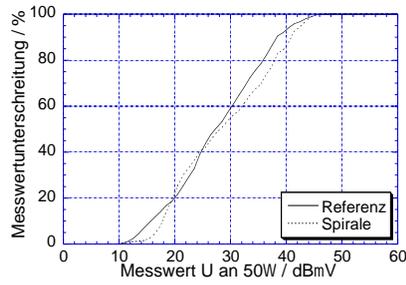
a) Stadt: GSM900



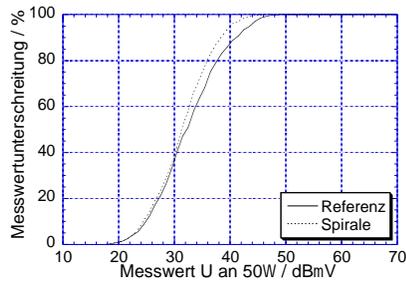
b) Stadt: GSM1800



c) Land: GSM900



d) Land: GSM1800



e) Land: DAB

Bild 4.38: Unterschreitungsdiagramme der Pegelmessungen von Spiralanterne mit abgeschrägten Hohlraumwänden und Referenzantennen auf Stadt und Land

Einbau von schrägen Wänden in den metallischen Hohlraum gerechtfertigt.

Der Mittelwertvergleich bei GSM1800 ergibt in der Stadt $27 \text{ dB}\mu\text{V}$ gegenüber $25 \text{ dB}\mu\text{V}$ der Referenzantenne und auf Land $29 \text{ dB}\mu\text{V}$ gegenüber $28 \text{ dB}\mu\text{V}$ der Referenz, womit der Empfang von GSM1800 mit der Spirale vergleichbar ist mit der Referenzantenne. Bei DAB sind die Mittelwerte $15 \text{ dB}\mu\text{V}$ bei der Spirale und $16 \text{ dB}\mu\text{V}$ bei der Referenz, die sich ebenfalls praktisch nicht unterscheiden. Interessant ist, dass bei der Spiralantenne keine absoluten Einbrüche im Empfangspegel festzustellen sind, die als Sprünge im Unterschreitungsdiagramm bei tiefen Empfangspegeln sichtbar wären. Dies weist auf wenige oder keine Nullstellen im Horizontaldiagramm hin.

4.5.3.3 Bitfehlerratenmessung für GSM900

Aufgrund des niedrigeren Empfangspegels bei GSM900 in ländlichem Gebiet werden separat Bitfehlerratenmessungen mit dem Modem durchgeführt, um den Einfluss des Pegels auf die Empfangsqualität zu ermitteln. Hierzu wird die Autobahn von Karlsruhe-Durlach nach Bruchsal jeweils einmal mit der Referenzantenne und mit der Spiralantenne abgefahren. Der Vergleich beider Ergebnisse zeigt, dass die Antennen die gleichen Basisstationen finden und etwa gleichzeitig zwischen diesen wechseln. Die Bitfehlerraten sind in Bild 4.39 gezeigt. Das Modem gibt eine momentane maximale Bitfehlerrate an, unter der die reale Bitfehlerrate liegt. Diese Raten sind exponentiell zu $2^n \cdot 0,2\%$ mit $n = 0, 1, \dots, 7$ gestaffelt. Die im Diagramm auftauchende Bitfehlerrate von $0,15\%$ entspricht einer undefinierten Bitfehlerrate, die meist beim Handover zwischen Basisstationen auftritt.

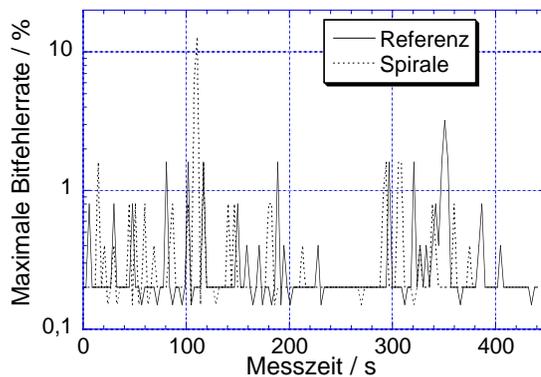


Bild 4.39: Gemessene Bitfehlerraten mit Spirale und Referenzantenne für GSM900 bei Fahrt auf der Autobahn

Bei Betrachtung der Bitfehlerraten zeigen sich wenig Unterschiede zwischen Spiralantenne und Referenzantenne. Abgesehen von einem Messpunkt mit bis zu 10% Bitfehlerrate bei der Spiralantenne sind beide Kurven prinzipiell gleich, wobei die Referenzantenne tendenziell häufiger maximale Bitfehlerraten über 1% aufweist. Diese Messung zeigt, dass trotz des niedrigeren Empfangspegels der Spiralantenne bei GSM900 gleiche Empfangsqualität in realistischen und für die Spirale *worst-case*-Umgebungen wie auf der Autobahn im flachen Land gegeben ist. Damit ist die Spiralantenne für die Karosserie für terrestrische Funkdienste einsetzbar.

4.5.3.4 GPS-Messung

Die Bewertung der Leistungsfähigkeit der Antenne für die Abdeckung von Satellitendiensten wird mit der Messung des GPS-Empfangs durchgeführt. Die vom Mess-PC mit integrierter GPS-Empfängerkarte gelieferten Daten wie Elevation der Satelliten und Signal-zu-Rauschverhältnis der einzelnen Satellitensignale sind nur bedingt aussagekräftig. Das Signal-zu-Rauschverhältnis beträgt für einen nicht gefundenen Satelliten um 0 dB, während es für einen gefundenen Satelliten aufgrund der erfolgreichen Signalverarbeitung auf teilweise über 10 dB ansteigt. Am aussagekräftigsten ist die Anzahl der gefundenen und verfolgten Satelliten, mit denen Navigation stattfindet. Bei einer Anzahl von drei gefundenen Satelliten ist zweidimensionale Navigation möglich, während erst mit vier Satelliten auch die Höhe des Empfängers bestimmt werden kann. Für ausreichende Navigation sollten also mindestens drei bis vier Satelliten sichtbar sein.

Bild 4.40 zeigt die Anzahl der zur Navigation benutzen Satelliten bei Messung mit der Referenzantenne und mit der Spiralantenne bei unterschiedlichen Szenarien. Die Ergebnisse sind als Histogramm aufgetragen, das aussagt, wie oft wieviele Satelliten gesehen werden. Interessant ist die Situation in der Stadt in eng bebauten Straßen, wo Navigation nicht immer möglich zu sein scheint. Hier zeigen sowohl die Referenzantenne als auch die Spiralantenne Probleme, mindestens vier Satelliten zu finden und auszuwerten. Bei der Messung in ländlichem Gebiet hingegen ist es für den Empfänger mit einer konventionellen Patch-Antenne, die eine ideale, breite und runde Richtcharakteristik aufweist, möglich, sechs und teilweise sogar bis zu acht Satelliten zu finden. Die Spiralantenne, deren Ausdehnung wesentlich größer als die der Patch-Antenne ist, und bei der deshalb eher leichte Welligkeit im Richtdiagramm auftritt, erreicht ebenfalls über vier und teilweise auch sechs Satelliten, womit Navigation möglich ist.

Die Messungen zeigen die Einsetzbarkeit der breitbandigen Spiralantenne

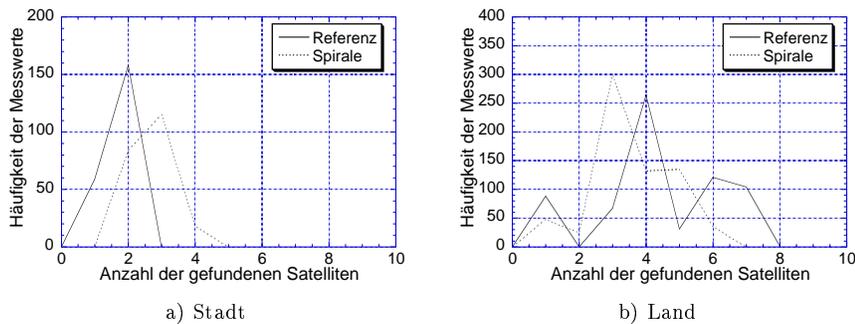


Bild 4.40: Anzahl der gefundenen und verfolgten Satelliten bei GPS-Messung mit Spirale und Referenzantenne

für aktuelle Funkdienste. Die Antenne zeigt in wenigen Fällen nicht die ideale Leistungsfähigkeit einer spezialisierten einbandigen Antenne, aber empfängt in allen Fällen die gemessenen Funkdienste mit ausreichender Qualität.

Die folgenden Richtdiagrammmessungen werden aufgrund der Ergebnisse der Messfahrten mit der archimedischen 40 cm-Durchmesser-Spirale auf metallischem Hohlraum mit schrägen Wänden durchgeführt. Zusätzlich wird die Spirale, die mit Kaptonfolie direkt auf die Kunststoffkarosserie aufgebracht wird, vermessen.

4.5.4 Richtcharakteristiken mit Fahrzeug

Bei der Richtcharakteristikvermessung mit Fahrzeug werden zwei Antennen untersucht. Einerseits ist das die Antenne mit metallischem Hohlraum, zum anderen die noch nicht auf Messfahrten untersuchte Spirale, die auf einer Kunststoffheckklappe angebracht wird und nur mit einem großflächigen metallischen Reflektor unterhalb der Spirale abgeschirmt wird. Der Vorschlag für diese Einbauart kommt direkt aus der Autoindustrie und soll konkret für Serienfertigung untersucht werden. Die Messungen werden deshalb auch zusammen mit der Autoindustrie durchgeführt.

Als Messkammer steht die Messhalle des *Joint Research Center* (JRC) der Europäischen Union in Ispra, Norditalien zur Verfügung. Die Kammer, die normalerweise für RCS-Messungen benutzt wird, hat einen Drehtisch in der Mitte, auf dem in einer Höhe von 5 m über dem Boden ein Auto platziert werden kann (vgl. Bild 4.41 a)). Dieser Tisch ermöglicht die Drehung im Azimut. Die Variation in Elevation erfolgt mit Hilfe von beweglichen Messantennen, die 9,5 m vom Messobjekt entfernt sind. Der messbare Elevationsbereich reicht von

0° (Zenit) bis 110° (20° unterhalb des Messobjektes). Die kugelförmige Kammer mit einem Durchmesser von 19 m ist vollständig – einschließlich des Bodens – mit Absorbermaterial geschirmt.

4.5.4.1 Messaufbau

Zur Messung der Antennen stehen zwei Fahrzeuge zur Verfügung. Zum einen ist dies eine S-Klasse von Mercedes und zum anderen ein Mercedes S-Klasse Coupé. Beide Antennen werden in die Kofferraumdeckel eingebaut, da dieser Einbauort für die Autoindustrie aus konstruktionstechnischen Gründen bevorzugt wird. Die Fahrzeuge mit den darin eingebauten Antennen sind in Bild 4.41 gezeigt.

Die Mercedes S-Klasse besitzt einen konventionellen metallischen Kofferraumdeckel. In diesen wird nach Bild 4.41 c) und 4.41 d) der metallische Hohlraum mit schrägen Wänden eingelassen, auf dem sich die 40 cm-Durchmesser-Spirale befindet. Die Oberseite der Antenne ist konform mit der Oberfläche des Kofferraumdeckels. Bei Ansicht von oben ist das Arlon320-Substratmaterial der Spirale sichtbar.

Im Gegensatz hierzu besitzt das S-Klasse Coupé eine Kunststoffheckklappe aus sogenanntem SMC-Material, einem faserverstärkten Kunststoff. Die Kunststoffheckklappe wird unter anderem deshalb verwendet, damit Antennen darin platziert werden können, ohne die Oberfläche des Fahrzeuges zu beeinflussen. Unter diese Heckklappe wird eine auf Kaptonfolie geätzte Spirale nach Bild 4.41 e) eingebracht. Die Spirale ist die in Bild 4.25 vermessene selbstkomplementäre, archimedische Vierarmspirale. Die Unterdrückung der Abstrahlung nach unten wird mittels eines metallischen Reflektors erreicht, der in einem Abstand von 4 cm unter der Spirale nach Bild 4.41 f) angebracht wird. Ein metallischer Hohlraum wird hier nicht eingesetzt. Das Speisernetzwerk hat die im Anhang in Tabelle A.4 angegebenen Abmessungen.

Als Referenzantennen zum Vergleich mit den Breitbandantennen dienen ein GSM900-Monopol (Kathrein K711661), ein GSM1800-Monopol (Kathrein), eine DAB-Kombi-Stabantenne (Kathrein 737988/510656) und eine UMTS-Stabantenne (Kathrein K705564/BN510934). Alle Monopole und Stabantennen werden auf der Mitte des Fahrzeugdachs platziert. Als Referenzantenne für GPS dient eine zirkular polarisierte Patch-Antenne von Murata auf der Dachmitte. Zusätzlich werden die Breitbandantennen mit der in die Heckscheibe integrierten Antenne bei 433 MHz für das berührungsloses Schließsystem des Fahrzeugs verglichen.

Zur Messung der Antennendiagramme werden die zu messenden Antennen am Fahrzeug als Sendeantennen verwendet. Die in der Elevation verstellbaren Messantennen an der Messhallenwand werden als Empfangsantennen ver-



a) S-Klasse



b) S-Klasse Coupé



c) Antenne im met. Hohlraum



d) Antenne in Heckklappe



e) Spirale unter Kunststoffheckklappe



f) Reflektor für Kunststoffheckklappe

Bild 4.41: Bilder der Fahrzeuge und der eingebauten Antennen für Richtdiagrammmessungen

wendet, da somit gleichzeitiger Empfang von zwei orthogonalen Polarisationen möglich ist. Zum Empfang linearer Polarisationen dient eine gekreuzte Log-Per-Dipol-Antenne mit zwei Anschlüssen für vertikale und horizontale Polarisation. Da die Phasenreferenz zwischen den Anschlüssen der Empfangsantenne unbekannt ist, kann keine zirkulare Polarisation aus den linearen Polarisationen berechnet werden. Deshalb werden Messungen zum Empfang von terrestrischen Diensten mit linearer Polarisation und von Satellitendiensten mit zirkularer Polarisation getrennt durchgeführt. Zum Empfang zirkularer Polarisationen werden an der Universität Karlsruhe entwickelte zweiarmige Spiralantennen mit ultra-breitbandiger Speisung eingesetzt [Mer00]. Eine Antenne dient zum Empfang rechtszirkularer Polarisation, die andere zum Empfang linkszirkularer Polarisation.

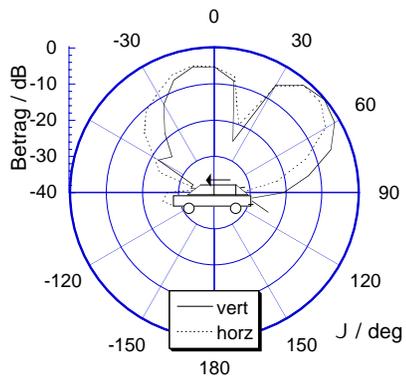
Im Folgenden werden Messergebnisse, getrennt nach terrestrischen und Satellitendiensten erläutert. Es werden immer beide Breitbandantennen gleichzeitig untersucht. Für die Messergebnisse gilt das in Bild 1.1 definierte Koordinatensystem, das heißt $\varphi = 180^\circ$ entspricht der Fahrtrichtung des Fahrzeuges. Zur Unterscheidung der Breitbandantennen wird der Begriff *HR-Antenne* für die Antenne auf metallischem Hohlraum und *KS-Antenne* für die Spirale auf Kunststoffheckklappe verwendet.

Aufgrund des sehr hohen Zeitaufwandes der Messung über zwei Winkelbereiche (Azimut und Elevation) werden die Antennen in Schritten von mindestens 10° vermessen, was zu einem kantigen Erscheinungsbild der Diagramme führt.

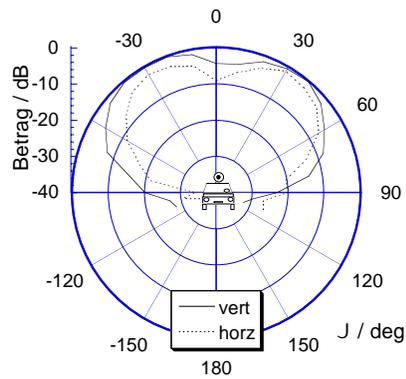
4.5.4.2 Terrestrische Dienste

Aufgrund der zur Seite gerichteten Strahlungscharakteristik für terrestrische Dienste ist bei dem Einbauort der Breitbandantenne in den Kofferraumdeckel mit starken Einflüssen durch die Karosserie zu rechnen. Insbesondere mit Beeinflussung der Strahlung nach vorne ($\varphi = 180^\circ$) ist zu rechnen. Dies wird auch von den folgenden Messungen bestätigt.

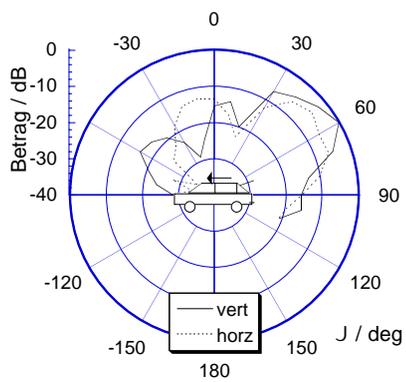
Die Richtdiagramme in Elevation der beiden Breitbandantennen nach Bild 4.42 haben nicht mehr den typischen Einzug im Zenit wie bei der isolierten Antenne. Die Schnitte in $\varphi = 90^\circ$ -Richtung, d.h. quer zum Auto, sind zwar symmetrisch, doch die Diagramme in Längsrichtung ($\varphi = 0^\circ$) sind verzerrt. Das Maximum der Strahlung ist nach hinten gerichtet, während die Strahlung nach vorne stark unterdrückt wird. Durch diese Verzerrung wird die charakteristische Nullstelle im Zenit aufgefüllt. Im Azimut und insbesondere leicht darüber bei Elevationen um $\vartheta = 70^\circ$ und 80° sind beide lineare Polarisationen bei beiden Antennen vorhanden. Damit ist die Spirale auf Kunststoffheckklappe



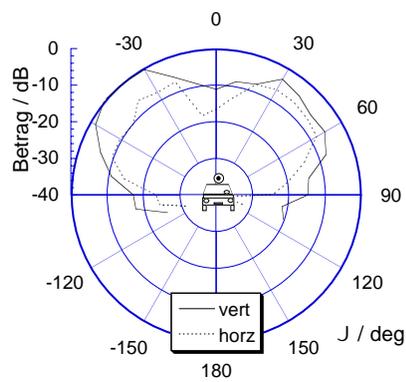
a) HR-Antenne, $\varphi = 0^\circ$



b) HR-Antenne, $\varphi = 90^\circ$



c) KS-Antenne, $\varphi = 0^\circ$



d) KS-Antenne, $\varphi = 90^\circ$

Bild 4.42: Gemessene Elevationsrichtdiagramme der Breitbandantennen bei 1800 MHz (HR: Antenne mit metallischem Hohlraum, KS: Antenne auf Kunststoffheckklappe)

mit Reflektor den gleichen Einflüssen ausgesetzt und weist bezüglich der Pegelniveaus im Azimut ähnliches Verhalten auf wie die Antenne auf metallischen Hohlraum.

Im Folgenden werden die Horizontal- oder Azimutschnitte der vertikalen Polarisation der Breitbandantennen im Vergleich zu den Referenzantennen gezeigt. Bild 4.43 zeigt Horizontalschnitte bei GSM900 bei den Elevationen $\vartheta = 70^\circ$ und 90° . Die Pegelwerte der Breitbandantennen sind durchschnittlich niedriger als die der Referenzantenne. Aufgrund der etwas mehr nach oben gerichteten Richtcharakteristik der Breitbandantennen fällt der Vergleich bei der Elevation 70° besser aus als direkt im Azimut bei $\vartheta = 90^\circ$. Dennoch erreichen die Breitbandantennen in Richtung $\varphi = 0^\circ$ ähnliche Werte wie der Referenzstrahler. Das Richtdiagramm selbst variiert bei beiden Breitbandantennen sehr stark, was auf den Einfluss der Karosserie zurückzuführen ist. Das Richtdiagramm der Antenne in der Kunststoffheckklappe erscheint etwas gleichmäßiger.

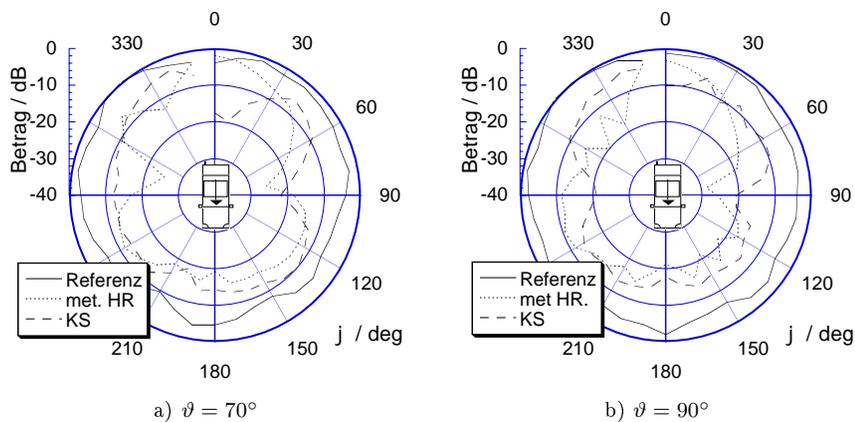


Bild 4.43: Gemessene Azimutdiagramme (vertikale Polarisation) der Breitbandantennen und der GSM900-Referenzantenne bei 900 MHz bei den Elevationen $\vartheta = 70^\circ$ und $\vartheta = 90^\circ$

Ähnliches Verhalten kann beim Vergleich der GSM1800-Referenz mit den Breitbandantennen nach Bild 4.44 festgestellt werden. Hier tritt insbesondere in Fahrtrichtung ($\varphi = 180^\circ$) der Einfluss der Karosserie besonders stark in Form von Einzügen auf. Die Pegelniveaus zur Rückseite des Fahrzeuges erreichen teilweise die Werte der Referenzantenne.

Bild 4.45 zeigt weitere Azimutdiagramme bei der Elevation $\vartheta = 90^\circ$ als *worst case* für die Breitbandantennen im Vergleich zu den Referenzstrahlern. Diese Diagramme zeigen den Vergleich bei UMTS und bei DAB-T. Bei diesen

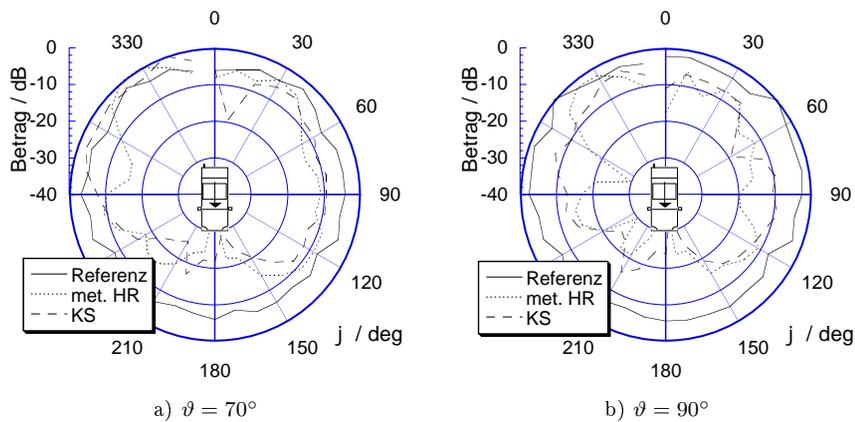


Bild 4.44: Gemessene Azimutdiagramme (vertikale Polarisierung) der Breitbandantennen und der GSM1800-Referenzantenne bei 180 MHz bei den Elevationen $\vartheta = 70^\circ$ und $\vartheta = 90^\circ$

Diensten erreichen die Breitbandantennen teilweise sogar höhere Werte als der ideale Referenzstrahler auf der Dachmitte, doch ist auch hier der Einfluss der Karosserie bei UMTS insbesondere in Fahrtrichtung ($\varphi = 120^\circ - 240^\circ$) deutlich in Form von Einbrüchen zu sehen, während dieser Effekt bei 1450 MHz eine geringere Rolle spielt. Hier zeigt die Spirale in der Kunststoffheckklappe durchschnittlich leicht höhere Werte auf als die Antenne mit Hohlraum.

Ein weiteres Azimutdiagramm zum Vergleich der Antennen bei 433 MHz für das Schließsystem ist in Bild 4.46 gezeigt. Die Referenzantenne weist in diesem Fall aufgrund des Einbauortes in der Heckscheibe ein stark variierendes Richtdiagramm auf. Hier liegen die Leistungspegel der beiden Breitbandantennen größtenteils über dem Pegel der hauptsächlich vertikal polarisierten Referenzantenne.

Da die Breitbandantennen in beiden linearen Polarisierungen strahlen, werden auch Strahlungsdiagramme der horizontalen Polarisation untersucht. Hier wird die horizontale Polarisation direkt mit der vertikalen verglichen. Bild 4.47 zeigt die gemessenen Azimutschnitte bei 900 MHz für beide Breitbandantennen. Die horizontale Polarisation weist für beide Antennen ungefähr dieselben Pegel und denselben Kurvenverlauf wie die vertikale Polarisation auf. Es tritt bei beiden Antennen Abschattung der horizontalen Polarisation in Fahrtrichtung auf wie bei der vertikalen Polarisation und die Einbrüche bei der Antenne auf Kunststoffheckklappe an der Seite ($\varphi = 90^\circ, 270^\circ$) sind ebenfalls gleich wie bei der vertikalen Polarisation. Ein Ausnahme stellt die horizontale Polarisati-

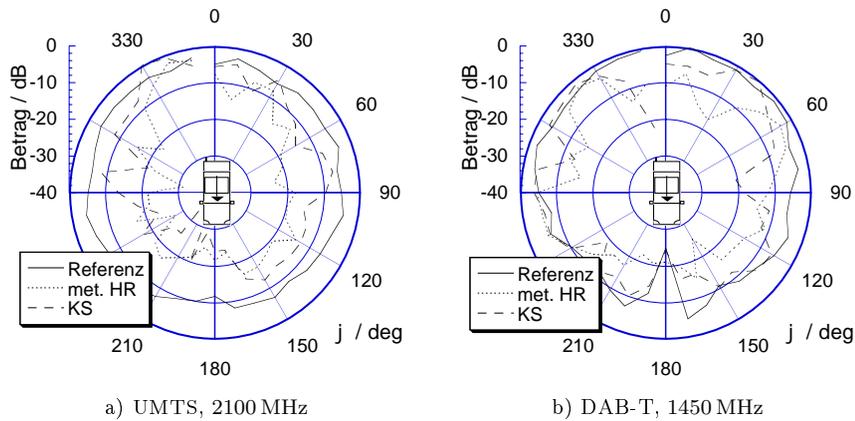


Bild 4.45: Gemessene Azimutdiagramme (vertikale Polarisation) der Breitbandantennen und der jeweiligen Referenzantenne bei UMTS und DAB-T bei der Elevation $\vartheta = 90^\circ$

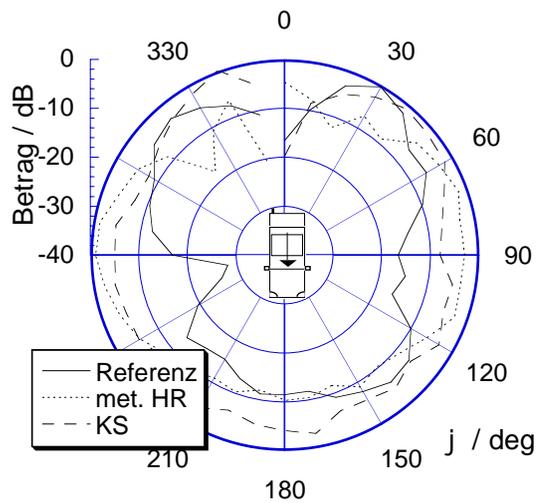


Bild 4.46: Gemessene Azimutdiagramme (vertikale Polarisation) der Breitbandantennen und der Schließsystem-Referenzantenne bei 433 MHz bei der Elevation $\vartheta = 90^\circ$

on der Hohlraumantenne in $\varphi = 10^\circ - 30^\circ$ -Richtung mit einem starken Einzug dar. Damit treten horizontale und vertikale Polarisation in gleichem Maße im Azimut auf.

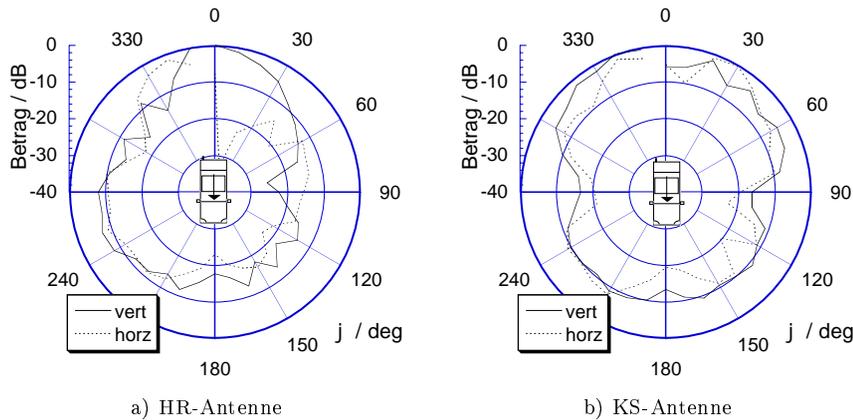


Bild 4.47: Gemessene Azimutdiagramme der Breitbandantennen bei der Elevation $\vartheta = 90^\circ$ bei 900 MHz

Die hier gezeigten Diagramme zeigen eine im Azimut ($\vartheta = 90^\circ$) durchschnittlich schwächere Strahlungsleistung der Breitbandantennen gegenüber eigenen Referenzantennen. Dies hat drei Gründe.

Erstens stellt die Messung im Azimut bei $\vartheta = 90^\circ$ eine *worst-case*-Situation für die Spiralantennen dar, da die Hauptstrahlrichtung der Antenne aufgrund der planaren Ausführungsweise zu höheren Elevationen gerichtet ist und nicht das ideale Richtdiagramm eines Dipols aufweisen kann. In der Realität fallen die Wellen im Allgemeinen auch aus höheren Elevationen ein.

Zweitens ist aufgrund der Messungen ersichtlich, dass der Einbauort für diese Fahrzeuge aus elektrischer Sicht nicht ideal gewählt ist. Zur Fahrzeugrückseite werden ähnliche Strahlungspegel erreicht wie für die Referenzantennen, während zur Vorderseite starke Abschattungseffekte sichtbar sind. Dies zeigt, dass die Breitbandantennen selbst genug Leistung in die richtige Richtung abstrahlen, aber von der Karosserie zu stark beeinflusst werden.

Drittens strahlen die Breitbandantennen beide linearen Polarisationen ab im Gegensatz zu den Referenzantennen mit einer Polarisation. Zwangsläufig ist damit der Leistungspegel bei beiden Polarisationen bei gleicher Leistungsaufteilung 3 dB niedriger.

Die gewünschten Polarisationen sind bei den Messungen dennoch in allen Richtungen bis auf einzelne, auf die Karosserie zurückzuführende Einbrüche

vorhanden. Aufgrund der Messergebnisse für beide Breitbandantennen kann kein prinzipieller Unterschied zwischen den Antennen festgestellt werden. Die Funktionsweisen von metallischem Hohlraum und metallischem Reflektor ohne Wände sind bezüglich der Erzeugung vertikaler und horizontaler Polarisation im Azimut vergleichbar.

4.5.4.3 Satellitendienste

Die nach oben gerichtete Charakteristik für Satellitendienste ist dem Einfluss der Karosserie nicht so ausgesetzt wie die Charakteristik für terrestrische Dienste. Dennoch sind Einflüsse zu erkennen.

Bild 4.48 zeigt gemessene Richtdiagramme der beiden Breitbandantennen bei 2300 MHz. Dargestellt sind rechts- und linkszirkuläre Polarisationen, die mit den zirkular polarisierten Antennen gemessen sind. Die beiden Diagramme zeigen für beide Antennen eine gute Kreuzpolarisationsentkopplung. Aufgrund des Einflusses der Karosserie ist das Diagramm insgesamt etwas zur Fahrzeugrückseite ($\varphi = 0^\circ$) hin verschoben. Nach vorne unterdrückt der Passagierraum die Abstrahlung bzw. den Empfang. Dennoch wird ein in einem großen Winkelbereich gleichmäßiges Diagramm erreicht.

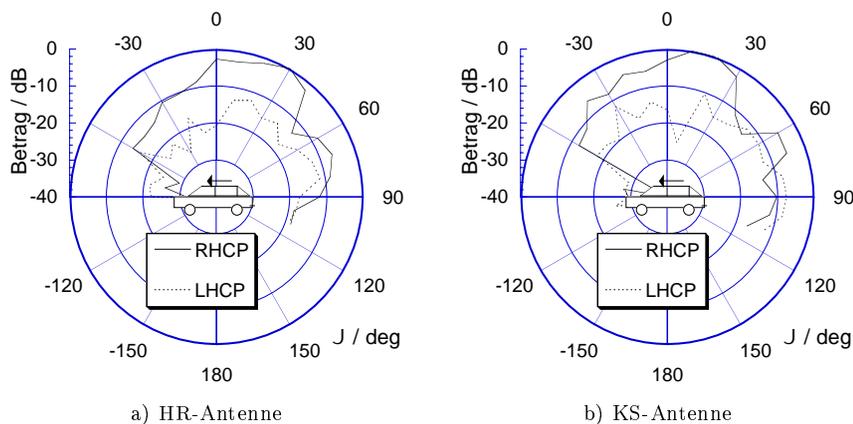


Bild 4.48: Gemessene Satellitendienst-Elevationsdiagramme der Breitbandantennen bei 2300 MHz beim Azimut $\varphi = 0^\circ$ (HR: Antenne mit metallischem Hohlraum, KS: Antenne auf Kunststoffheckklappe)

Zum Vergleich der Breitbandantennen mit der GPS-Referenzantenne werden in Bild 4.49 Richtdiagramme der rechtszirkulären Polarisation bei

1575 MHz gezeigt. Es ist bei den Breitbandantennen ein leicht höherer Gewinn zu erkennen, der sich in einem etwas schmaleren Richtdiagramm äußert. Auch hier ist der Einfluss der Karosserie bei $\varphi = 0^\circ$, wie erwartet, zu erkennen. Im Schnitt quer zum Fahrzeug ($\varphi = 90^\circ$) ist allerdings auch ein relativ starker Einfluss der Karosserie bei beiden Breitbandantennen zu erkennen.

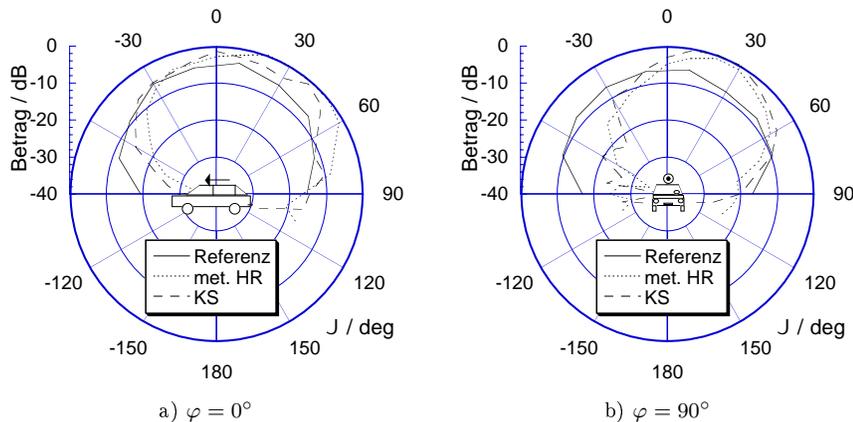


Bild 4.49: Gemessene Elevationsdiagramme (RHCP) der Breitbandantennen und der Referenzantenne für GPS bei 1575 MHz

Die Messungen der Diagramme der Satellitendienste zeigen, dass die Wahl des Einbauortes die Abstrahlcharakteristik für Satellitendienste nicht so stark beeinflusst wie die Abstrahlcharakteristik für terrestrische Dienste. Die Leistungspegel sind für die Breitbandantennen vergleichbar oder höher als die der GPS-Referenzantenne. Bei der Messung der Satellitendiagramme ist ebenfalls kein prinzipieller Unterschied in der Wirkungsweise zwischen beiden Breitbandantennen festzustellen.

4.5.5 Bewertung der Messungen

Die oben gezeigten Messungen zeigen die Charakteristiken der koplanar gespeisten Vierarmspirale.

Die Antenne funktioniert oberhalb der unteren Grenzfrequenz bezüglich der Eingangsimpedanz frequenzunabhängig für terrestrische Dienste und sehr breitbandig für Satellitendienste.

Beide Strahlungsmoden sind unabhängig und gleichzeitig voneinander zugänglich. Die Anwendung eines metallischen Hohlraumes oder das Anbringen eines Reflektors machen die Abstrahlcharakteristik für terrestrische Dienste

nutzbar. Aufgrund der konformen Integration der Antenne und der flachen Ausführung kann die Richtcharakteristik für terrestrische Dienste nicht die optimale Form der Charakteristik eines Dipols oder eines Monopols ausbilden, weshalb der Empfang von Wellen bei $\vartheta = 90^\circ$ den schlechtesten Fall darstellt und dabei die Empfangspegel niedriger sind als bei optimal platzierten Referenzstrahlern, die von der Karosserie abstehen. Zudem ermöglicht die Breitbandantenne den Empfang von Signalen mit vertikaler und horizontaler Polarisation.

Die Richtdiagrammmessungen mit Fahrzeug verifizieren diese Ergebnisse. Bei terrestrischen Diensten treten im Vergleich zu optimal platzierten Referenzantennen auf der Dachmitte geringere Pegel auf, während die Diagramme und Pegel für Satellitendienste bei Breitbandantennen und Referenzantennen vergleichbar sind. Insbesondere zeigen diese Messungen den starken Einfluss der Karosserie auf die Richtdiagramme für die terrestrischen Dienste abhängig vom Einbauort.

Die Ergebnisse der Messfahrten mit auf dem Fahrzeugdach eingebauter Spirale zeigen den Vorteil dieses Einbauortes. Die Pegelmessungen zu GSM900, GSM1800 und DAB zeigen vergleichbare bzw. etwas kleinere Werte für die Breitbandantenne gegenüber den optimal platzierten Referenzantennen. Im Vergleich mit kommerziell erhältlichen Antennen an nicht optimierten Einbauorten zeigt die Breitbandantenne die gleiche Leistungsfähigkeit. Die Messung des Satellitendienstes GPS zeigt vergleichbare Ergebnisse für Breitbandantenne und Referenzantenne. Damit ist die Breitbandantenne auf dem Fahrzeugdach einsetzbar.

Der günstige Einbauort des Daches wird beispielsweise auch im Rahmen des Projektes COMCAR [Eri00] gewählt. Als Testfahrzeug für Messfahrten wird hier ein E-Klasse-Kombi-Mercedes verwendet, in dessen Dach hinten in der Mitte eine Öffnung für die Breitbandantenne vorgesehen ist, wie in Bild 4.50 gezeigt wird. Die Messungen hierzu sind derzeit in Vorbereitung.

Die obigen Messungen, insbesondere die realitätsnahen Messfahrten zeigen, dass die Breitbandantenne am Fahrzeug für terrestrische und Satellitenfunkdienste eingesetzt werden kann, trotz teilweiser Unterschiede in der elektrischen Leistungsfähigkeit gegenüber Referenz-Einzelstrahlern. Es ist möglich, diese flache Antenne für alle oben vermessenen Dienste einzusetzen, während die vom Fahrzeug abstehenden Referenzstrahler nur jeweils bei einer oder bei zwei Frequenzen eingesetzt werden können.



Bild 4.50: Für Breitbandantenne vorgesehene Öffnung in einem Mercedes E-Klasse Kombi-Fahrzeug

Kapitel 5

Zusammenfassung

Das Kraftfahrzeug der Zukunft, das sich vom reinen Fortbewegungsmittel zum rollenden Multimediazentrum entwickelt, benötigt aufgrund der zunehmenden Anzahl der Funkdienste für Kommunikation, Navigation, Rundfunk und Sensorik neuartige nachrichtentechnische Ausrüstung. Insbesondere für die notwendigen Antennen ergeben sich hieraus zunehmende Anforderungen. Neben den Anforderungen aus den unterschiedlichen Bereichen Ästhetik, Design, Aerodynamik und Stabilität müssen zusätzlich die elektrischen Anforderungen erfüllt werden. Diese Anforderungen, insbesondere die der zunehmenden Frequenzen und Bandbreiten aufgrund der zunehmenden Anzahl von Funkdiensten, sind mit konventionellen Antennenkonzepten immer schwieriger zu erfüllen. Diese Konzepte beruhen meist auf resonanten Antennenstrukturen, die zwar mehrbandig ausgeführt werden können, deren Entwicklung und Modifikation mit zunehmender Funkdienstanzahl jedoch schwieriger wird. Zudem ist die konforme Integration dieser Antennen in das Fahrzeug oft nicht möglich.

Diese Arbeit stellt im Gegensatz hierzu erstmalig theoretisch frequenzunabhängige Antennenkonzepte am Kraftfahrzeug vor, welche die Integration bisheriger und neuer Rundfunk-, Kommunikations- und Navigationsdienste in einer Antenne ermöglichen und damit das Kabelaufkommen und den Aufwand des Einbaus von Einzelstrahlern reduzieren. Als Basis hierzu dient die Struktur der theoretisch frequenzunabhängigen Spiralantenne, die zwar selbst schon seit Jahren bekannt ist, aber kaum im Kommunikationsbereich und überhaupt nicht im Kraftfahrzeugbereich eingesetzt wird. Im Rahmen dieser Dissertation werden diese Antennenstrukturen und verschiedene Aufbaumöglichkeiten für die Anwendung am Kraftfahrzeug theoretisch und experimentell untersucht und konkrete Lösungsmöglichkeiten für die konforme Integration am Kraftfahrzeug

vorgeschlagen. Die von der Antenne abgedeckten Funkdienste umfassen mindestens die Dienste GSM900, DAB-T, GPS, GSM1800 und UMTS, sind aber nicht auf diese beschränkt. Die Realisierungsmöglichkeiten unterscheiden sich prinzipiell durch die Einbauorte in der Karosserie bzw. in der Scheibe.

Das neuartige, im Rahmen dieser Arbeit zum Patent angemeldete Speisekonzept für die Antenne in der Scheibe ermöglicht die planare Ausführung der Spirale bei frequenzunabhängiger Speisung. Bei senkrechtem oder schrägem Einbau in eine Fahrzeugscheibe ist die Antenne aufgrund der Strahlungscharakteristik für terrestrische Dienste geeignet, wie bei Messfahrten gezeigt wird.

Als Einzelstrahler gleichzeitig für terrestrische und für Satellitendienste geeignet ist die mit einer Koplanarleitung gespeiste Vierarmspirale, die konform in die Fahrzeugkarosserie integriert werden kann. Ein ebenfalls in dieser Arbeit zum Patent angemeldetes, einfach zu realisierendes und damit kostengünstiges Speisekonzept ermöglicht die gleichzeitige Speisung dieser Spirale mit zwei Moden, von denen eine Mode eine frequenzunabhängige Richtcharakteristik erzeugt, die für terrestrische Dienste mit linearen Polarisierungen geeignet ist, während die Richtcharakteristik der anderen Mode für Satellitendienste mit zirkularer Polarisation nutzbar ist. Zur konformen Integration in die Karosserie wird die Spirale auf einem metallischen Hohlraum angebracht, der in das Dach oder in den Heckdeckel des Fahrzeugs eingelassen werden kann. Im Gegensatz zu in einen Halbraum strahlenden, sehr dünnen frequenzunabhängigen Strukturen benötigt diese Antenne aufgrund ihrer Bauhöhe keine absorbierenden Materialien. Deshalb wird zum einen ein kostengünstiger Aufbau und zum anderen vor allem ein guter Wirkungsgrad und Gewinn ermöglicht.

Ausführliche Messungen dieser Antenne im Rahmen von Messfahrten zeigen, dass die Antenne bei günstigem Einbauort ohne größere Modifikationen einsetzbar ist. Die Ergebnisse zeigen eine mit Einzelband-Referenzantennen vergleichbare Leistungsfähigkeit.

Eine leicht modifizierte Einbaumöglichkeit dieser Antenne ist für Kunststoffkarosserie geeignet. Hier wird die Spirale direkt von innen auf die Karosserie gebracht und der metallische Hohlraum wird durch eine einfache Reflektorfläche ersetzt. Messungen der Antenne im Kunststoffheckdeckel zeigen die Einsetzbarkeit auch dieser Einbauvariante. Bei einem Automobilhersteller ist inzwischen geplant, diese Einbauvariante für die Serienfertigung zu untersuchen und entsprechende Kosten-Nutzen-Rechnungen durchzuführen.

Zukünftige Arbeiten zu dieser Thematik umfassen die geeignete Materialwahl, die Aufbautechnologie, die Signalwegtrennung hinter der Antenne und die Optimierung der Antennengeometrie und -größe in Abhängigkeit von den konkret abzudeckenden Funkdiensten. Hierzu gehört der begrenzte Einsatz von Absorbermaterialien oder die Verwendung von neuartigen synthetischen Mate-

rialien wie *photonic-band-gap*-Strukturen zur Verringerung der Abmessungen durch Beeinflussung der Wellenlängen in der Antenne.

Über die letztendliche Einsetzbarkeit der verschiedenen Antennenvariationen müssen Automobilhersteller konkret und abhängig vom Fahrzeugmodell und den Einbaumöglichkeiten entscheiden. Hierzu gehören unter anderem Überlegungen zum Einbauort, zur Einbaugröße und zu den Kosten. Diese Arbeit stellt das hierfür erforderliche Know-How zu den neuartigen frequenzunabhängigen Antennenkonzepten theoretisch und in beispielhaften Experimenten dar.

Anhang A

Daten der Speisernetzwerke und Spiralen für Scheiben- und Karosserieantenne

Dieser Teil des Anhangs enthält die zum Design der Speisernetzwerke und Spiralen notwendigen Parameter.

A.1 Marchand-Balun für Scheibenspirale

Der Marchand-Balun zur Speisung der Scheibenspiralantenne transformiert von Microstrip-Leitung mit 50Ω Leitungsimpedanz auf koplanare Streifenleitung mit 300Ω Leitungsimpedanz. Bild 3.8 zeigt das Layout und das Ersatzschaltbild mit fünf Transformations- und Sticheitungsgliedern. Das Layout ist auf das Material RT/duroid5880 der Dicke $0,79\text{mm}$ geätzt. Die Impedanzen und Abmessungen der Microstrip-Leitungen (Länge l , Breite w) und der koplanaren Streifenleitungen (Länge l , Einzelleiterbreite w und Abstand zwischen Einzelleitern s , siehe Bild A.1) sind in Tabelle A.1 angegeben.

A.2 Daten der Scheibenspirale

Die Abmessungen der Scheibenspirale sind in Tabelle A.2 angegeben. Die Spirale ist auf Kaptonfolie geätzt und für die Richtdiagrammmessungen und die Messungen am Fahrzeug auf Plexiglas der Dicke 3mm angebracht. Aus den

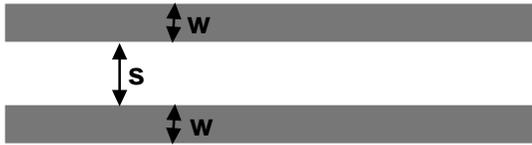


Bild A.1: Abmessungen der koplanaren Streifenleitung

Transformationsglied	Impedanz / Ω	Länge l / mm	Weite w / mm	Abstand s / mm
Microstrip	50	-	2,44	-
Z1	78,3	37,2	1,16	-
Z2	122,5	37,9	0,43	-
Z3	115,5	37,8	0,50	-
Z4	252,3	47,2	3,52	5
Z5	191,7	46,8	5,35	3
koplan. Streif.	300	-	0,98	3

Tabelle A.1: Abmessungen des Marchand-Baluns zur Speisung der Scheibenspirale

Abmessungen der Spirale lässt sich bei einem Füllverhältnis von 50% eine Leiterbreite und ein Armaabstand von 7,5 mm bestimmen.

A.3 Koplanares Speisetzwerk für Karosserie-spirale

Das Speisetzwerk zur Speisung der Vierarmspirale mit zwei Moden besteht aus zwei Koplanarleitungen, die mit einem Brückenübergang miteinander verkoppelt sind. Es können damit sowohl die CPW-Mode als auch die CSL-Mode an der Antenne angeregt werden. Im Folgenden werden die Abmessungen des

Typ	archimedisch
Durchmesser	30 cm
Windungen	5
Armanzahl	2
Füllverhältnis	50%

Tabelle A.2: Abmessungen der Scheibenspirale

Netzwerks zur Speisung der Spirale auf metallischem Hohlraum und des Netzwerks zur Speisung der Spirale auf Kunststoffmaterial angegeben. Beide Netzwerke sind auf RT/duroid6010 der Dicke $d = 0,635$ mm geätzt. Das Layout eines Netzwerks und die Bezeichnungen der Leiterweiten w und Schlitzbreiten s sind in Bild A.2 angegeben. Das Netzwerk besteht aus dem Koppelnetzwerk und der daran angeschlossenen Zuleitung zur Spirale. An die Leitung mit der Geometrie w_A, s_A ist die Antenne angeschlossen, während die Stecker an die Leitungen mit der Geometrie w_S, s_S angeschlossen sind. Die Übergänge zwischen zwei Geometrien oder zwei Impedanzen sind immer linear mit der Impedanz getapert. Bild A.3 zeigt die Detailskizze des Übergangs. Die Abmessungen sind in Tabellen A.3 und A.4 angegeben.

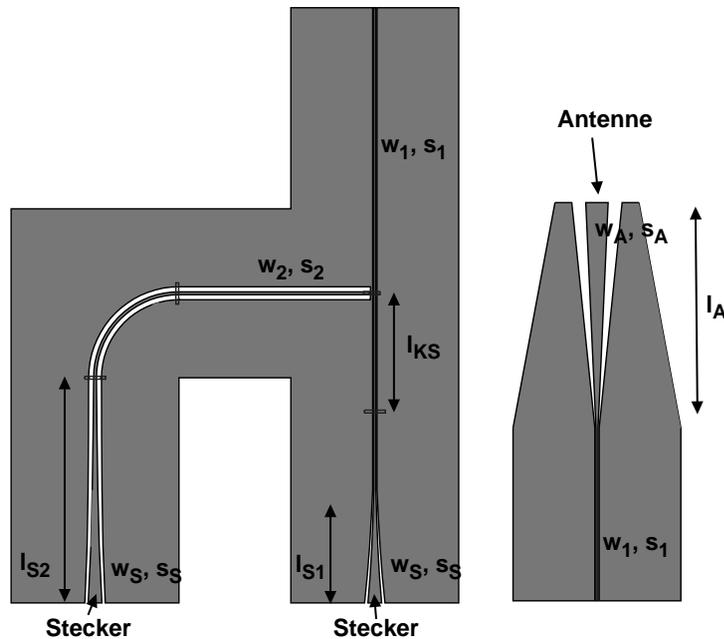


Bild A.2: Definition der Abmessungen des koplanaren Speisernetzwerks

A.4 Daten der Karosseriespirale

Die Abmessungen der Karosseriespirale sind in Tabelle A.5 angegeben. Die Spirale auf metallischem Hohlraum ist auf Arlon320-Substrat der Dicke 1,57 mm

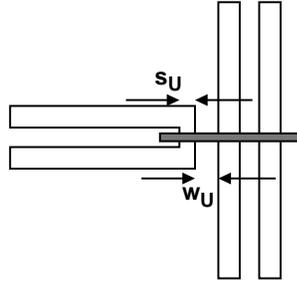


Bild A.3: Detailskizze des Übergangs CPW-CPW-Leitung

$w_1 = 0,38$	$s_1 = 0,2$	$Z_{1,CPW} = 50$
$w_2 = 0,5$	$s_2 = 0,9$	$Z_{2,CPW} = 80$
$w_A = 4$	$s_A = 2,5$	$Z_{A,CPW} = 83$
$w_S = 2,45$	$s_S = 0,6$	$Z_{S,CPW} = 50$
$w_U = 0,38$	$s_U = 0,2$	
$l_{KS} = 21$	$l_A = 40$	
$l_{S1} = 20$	$l_{S2} = 40$	

Tabelle A.3: Abmessungen des koplanaren Speisernetzwerks für Hohlraum-Spirale, Angaben in mm und Ω

$w_1 = 0,38$	$s_1 = 0,2$	$Z_{1,CPW} = 50$
$w_2 = 0,5$	$s_2 = 0,9$	$Z_{2,CPW} = 80$
$w_A = 5,8$	$s_A = 1,4$	$Z_{A,CPW} = 60$
$w_S = 2,45$	$s_S = 0,6$	$Z_{S,CPW} = 50$
$w_U = 0,38$	$s_U = 0,2$	
$l_{KS} = 21$	$l_A = 40$	
$l_{S1} = 20$	$l_{S2} = 40$	

Tabelle A.4: Abmessungen des koplanaren Speisernetzwerks für Spirale auf Kunststoff-heckdeckel, Angaben in mm und Ω

Typ	archimedisch
Durchmesser	40 cm
Windungen	4
Armanzahl	4
Füllverhältnis	50%

Tabelle A.5: Abmessungen der Scheibenspirale

geätzt ($\epsilon_r = 3,2$), während die Spirale für den Kunststoffheckdeckel auf Kaptonfolie geätzt ist. Aus den Abmessungen der Spirale lässt sich bei einem Füllverhältnis von 50% eine Leiterbreite und ein Armabstand von 0,625 mm bestimmen.

Anhang B

Referenzantennen für Messfahrten

Die Referenzantennen für die durchgeführten Messfahrten sind Stabantennen, wobei der GSM900-Monopol von Kathrein (Typ K711661) mit Magnetfuß hinten in der Dachmitte, der GSM1800-Stab von Okano (Art.-Nr. 3925) als Scheibenklemmantenne an der Seite und die DAB-Antenne für das L-Band auf der Heckscheibe angebracht sind. Die GPS-Referenzantenne ist ein zirkular polarisiertes Patch-Element auf Keramiksubstrat von Murata.

Als Referenzantennen für die Richtcharakteristikmessungen am Fahrzeug dienen ein GSM900-Monopol (Kathrein K711661), ein GSM1800-Monopol (Kathrein), eine DAB-Kombi-Stabantenne (Kathein 737988/510656) und eine UMTS-Stabantenne (Kathrein K705564/BN510934). Alle Monopole und Stabantennen werden auf der Mitte des Fahrzeugdachs platziert. Als Referenzantenne für GPS dient eine zirkular polarisierte Patch-Antenne von Murata auf der Dachmitte. Die Referenzantenne zur Messung des berührungslosen Schließsystems bei 433 MHz ist die bereits serienmäßig in die Heckscheibe integrierte Antenne.

Literatur

- [Ali95] M. Ali, S.S. Stuchly und K. Caputa, "A wideband dual meander sleeve antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'95*, Newport Beach, California, USA, Juni 1995, S. 1124–1127.
- [Ali96] M. Ali und S.S. Stuchly, "A meander-line bow-tie antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'96*, Baltimore, Maryland, USA, Juli 1996, S. 1566–1569.
- [Ans97] A.P. Ansbro, M. Crozzoli und P. Gianola, "Design of circular polarised printed antennas in L-band", *Proc. IEE 10th Int. Conf. on Antennas and Propagation ICAP'97*, Edinburgh, UK, April 1997, S. 1.314–1.317.
- [ANS99] ANSOFT, Pittsburgh, PA, USA, *Ensemble User Manual*, September 1999.
- [Ati71] A.E. Atia und K.K. Mei, "Analysis of multiple-arm conical log-spiral antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 19, Nr. 5, S. 320–331, Mai 1971.
- [Bal97] C.A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 1997.
- [Bas95] M. Bashir, K. Jungk und H. Wolff, "Flache Kombiantenne für GSM und GPS", *Funkschau*, Jgg. 95, Nr. 2, S. 60–62, 1995.
- [Baw60a] R. Bawer und J.J. Wolfe, "A printed circuit balun for use with spiral antennas", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jgg. 8, S. 319–325, Mai 1960.
- [Baw60b] R. Bawer und J.J. Wolfe, "The spiral antenna", *IRE International Conv. Record*, Jgg. 8, Nr. 1, S. 84–95, 1960.
- [Bel60] R.L. Bell, C.T. Elfving und R.E. Franks, "Near field measurements on a logarithmically periodic antenna", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 8, S. 559–567, November 1960.
- [Boo46] H.G. Booker, "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's Principle)", *JIEE Journal of the IEE*, S. 620–627, 1946.
- [Bos70] A. Boswell, "Log-periodic dipole arrays", *The Marconi Review*, Jgg. 33, Nr. 178, S. 225–231, Juli 1970.
- [Bro91] I.N. Bronstein und K.A. Semendjajew, *Taschenbuch der Mathematik*, B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, Stuttgart, Leipzig, Germany, 25. Auflage, 1991.

- [Bur55] B.H. Burdine, "The spiral antenna", Research laboratory technical report, Massachusetts Institute of Technology, April 1955.
- [Bur00] A.G. Burr, "Space-time coding in the third generation and beyond", *IEE Colloquium on Capacity and Range Enhancement Techniques for the Third Generation Mobile Communications and Beyond*, Februar 2000, S. 7/1–7/8.
- [Car61] R. Carrel, "The design of log-periodic dipoles", *IRE International Conv. Record*, Jgg. 9, S. 61–75, 1961.
- [Cat99] S. Catreux, R.L. Kirilin und P.F. Driessen, "Capacity and performance of multiple-input multiple-output wireless systems in a cellular context", *IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing*, August 1999, S. 516–519.
- [Cha92] N.J. Champange, J.T. Williams, R.M. Sharpe et al., "Numerical modeling of impedance loaded multi-arm Archimedian spiral antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 40, Nr. 1, S. 102–108, Januar 1992.
- [Che61] B.R.S. Cheo, V.H. Rumsey und W.J. Welch, "A solution to the frequency-independent antenna problem", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 9, S. 527–534, November 1961.
- [Che67] W.-M. Cheong und R.W.P. King, "Arrays of unequal and unequally spaced dipoles", *Radio Science*, Jgg. 2, S. 1303–1325, November 1967.
- [Chr97] J. Christ und F.M. Landstorfer, "Entwurfsverfahren eines breitbandigen Symmetrierübertragers in Streifenleitungstechnik", *Proc. Mikrowellen und Opttronik MIOP'97*, Sindelfingen, Germany, April 1997, S. 140–144.
- [Chu88] T.-T. Chu und H.G. Oltman, "The sinuous antenna", *Microwave systems news & communications technology: MSN & CT*, S. 40–48, Juni 1988.
- [Clo80] J.H. Cloete, "Exact design of the Marchand balun", *Microwave Journal*, Jgg. 23, S. 99–102, Mai 1980.
- [Coh69] S.B. Cohn, "Slot line on a dielectric substrate", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jgg. 17, Nr. 10, S. 768–778, Oktober 1969.
- [Coh98] N. Cohen, "Exploring a fractal dipole", *Applied Computational Electromagnetics Society ACES Newsletter*, S. 23–27, Juli 1998.
- [Coh99] N. Cohen, "Are fractals naturally frequency invariant/independent?", *Proceedings Applied Computational Electromagnetics Symposium ACES'99*, Monterey, California, USA, März 1999, S. 101–106.

- [Cor90] R.G. Corzine und J.A. Mosko, *Four-Arm Spiral Antennas*, Artech House, Norwood, MA, USA, 1990.
- [Cur60] W.L. Curtis, "Spiral antennas", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 8, S. 298–306, Mai 1960.
- [Cur71] H.D. Curley und H.S. Hayre, "Radiation field of spiral antenna employing multimode slow wave techniques", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 19, Nr. 1, S. 126–128, Januar 1971.
- [Dah87] J.S. Dahele, K.F. Lee und D.P. Wong, "Dual-frequency stacked annular-ring microstrip antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 35, Nr. 11, S. 1281–1285, November 1987.
- [Dan95a] A.E. Daniel und G. Kumar, "Rectangular microstrip antenna with stub along the non-radiating edge for dual band operation", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'95*, Newport Beach, California, USA, Juni 1995, S. 2136–2139.
- [Dan95b] A.E. Daniel und G. Kumar, "Tunable dual and triple frequency stub loaded rectangular microstrip antennas", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'95*, Newport Beach, California, USA, Juni 1995, S. 2140–2143.
- [Dav85] S.E. Davidson, S.A. Long und W.F. Richards, "Dual-band microstrip antennas with monolithic reactive loading", *Electronics Letters*, Jgg. 21, Nr. 20, S. 936–937, 1985.
- [Dav98] D.B. Davidson, I.P. Theron, U. Jakobus, F.M. Landstorfer et al., "Recent progress on the antenna simulation program FEKO", *Proceedings of the IEEE South African Symposium on Communications and Signal Processing, COMSIG*, Cape Town, South Africa, September 1998, S. 427–430.
- [Des59] G.A. Deschamps, "Impedance properties of complementary multiterminal planar structures", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 7, S. 371–378, Dezember 1959.
- [Des71] G.A. Deschamps und J.D. Dyson, "The logarithmic spiral in a single-aperture multimode antenna system", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 19, Nr. 1, S. 90–96, Januar 1971.
- [Don60] J.R. Donnellan, "Second-mode operation of the spiral antenna", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 8, S. 637, Dezember 1960.
- [DuH57] R.H. DuHamel und D.E. Isbell, "Broadband logarithmically periodic antenna structures", *IRE National Conv. Record*, Jgg. 5, S. 119–128, 1957.

- [Dys59a] J.D. Dyson, "The equiangular spiral antenna", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 7, S. 181–187, April 1959.
- [Dys59b] J.D. Dyson, "The unidirectional equiangular spiral antenna", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 7, S. 329–334, Oktober 1959.
- [Dys61] J.D. Dyson und P.E. Mayes, "New circularly-polarized frequency-independent antennas with conical beam or omnidirectional patterns", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 9, S. 334–342, Juli 1961.
- [Dys65] J.D. Dyson, "The characteristics and design of the conical log-spiral antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 13, Nr. 7, S. 488–499, Juli 1965.
- [EMS00] EMSS – EM Software and Systems, Stellenbosch, South Africa, *FEKO User Manual*, Januar 2000.
- [Eri00] Ericsson, "WWW-Informationen-Seite", www.comcar.de, Dezember 2000.
- [Eva72] B.G. Evans, "The performance and design of 2:1 bandwidth log-periodic dipole arrays", *The Radio and Electronics Engineer*, Jgg. 42, S. 225–232, Mai 1972.
- [Fuj94] K. Fujimoto und J.R. James, Hrsg., *Mobile Antenna Systems Handbook*, Artech House, Norwood, MA, USA, 1994.
- [Gib79] P.J. Gibson, "The Vivaldi aerial", *9th European Microwave Conference – EuMC'79*, September 1979, S. 101–105.
- [Gon96] J. Gong und J. L. Volakis, "Parametric study and design of slot-spiral antennas using an FE-BI antenna code", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'96*, Baltimore, Maryland, USA, Juli 1996, S. 2046–2049.
- [Gop82] A. Gopinath, "Losses in coplanar waveguides", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jgg. 30, Nr. 7, S. 1101–1104, Juli 1982.
- [Gre74] P.G. Green und P.E. Mayes, "50-log-periodic monopole array with modulated-impedance microstrip feeder", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 22, Nr. 3, S. 332–334, März 1974.
- [Gsc97] E. Gschwendtner und W. Wiesbeck, "Low-Profile-Antenne am Kraftfahrzeug für DAB im L-Band", *Workshop Digitales Radio*, Ilmenau, Germany, Oktober 1997.

- [Gsc98] E. Gschwendtner, D. Löffler und W. Wiesbeck, "Conformal microstrip antenna array with hemispherical coverage for mobile users of future satellite systems", *Proc. European Microwave Conference EuMC'98*, Amsterdam, The Netherlands, Oktober 1998, S. 1/535–539.
- [Gsc99a] E. Gschwendtner, D. Löffler und W. Wiesbeck, "Spiral antenna with external feeding for planar applications", *africon'99 – 5th IEEE African Conference*, Cape Town, South Africa, September 1999, S. 1011–1014.
- [Gsc99b] E. Gschwendtner, J. Parlebas und W. Wiesbeck, "Spiral antenna with frequency-independent coplanar feed for mobile communication systems", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 560–563.
- [Gsc99c] E. Gschwendtner, J. Parlebas und W. Wiesbeck, "Spiral antenna with planar external feeding for mobile applications", *Proc. European Microwave Conference EuMC'99*, Munich, Germany, Oktober 1999, S. 1.135–138.
- [Gsc00] E. Gschwendtner und W. Wiesbeck, "Low-cost spiral antenna with dual-mode radiation pattern for integrated radio services", *Millenium Conference on Antennas and Propagation AP2000*, Davos, Switzerland, April 2000, CD-ROM.
- [Haa96] P. Haapala und P. Vainikainen, "Helical antennas for multimode mobile phone", *Proc. European Microwave Conference EuMC'96*, Prague, Czechia, September 1996, S. 327–331.
- [Hew93] Hewlett Packard, *Microwave Design System - Manual*, 1993.
- [Hil79] W. Hilberg, *Electrical Characteristics of Transmission Lines*, Artech House, Norwood, MA, USA, 1979.
- [Hir87] T. Hirota, Y. Tarusawa und H. Ogawa, "Uniplanar MMIC hybrids - A proposed new MMIC structure", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jgg. 35, Nr. 6, S. 576–581, Juni 1987.
- [Hir00] Richard Hirschmann, GmbH & Co, "WWW-Informationen-Seite", www.hirschmann.com, Mai 2000.
- [Hol93] T.R. Holzheimer und J.C. Holloway, "Investigation of spiral performance over tightly spaced ground planes", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'93*, Ann Arbor, MI, USA, Juni 1993, S. 454–457.
- [Isb60] D.E. Isbell, "Log-periodic dipole arrays", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 8, S. 260–267, Mai 1960.

- [Jak93] U. Jakobus, J. Christ und F.M. Landstorfer, "PO-MOM analysis of cavity-backed antennas", *Proc. IEEE 8th Int. Conf. on Antennas and Propagation ICAP'93*, Edinburgh, UK, April 1993, S. 111–114.
- [Jak97] U. Jakobus, "Numerische Berechnung elektromagnetischer Felder – Anwendung des Programmpakets FEKO zur Lösung typischer EMV-Probleme", *EMC Journal, Kompendium 1997*, S. 184–187, Januar 1997.
- [Jen94] M.A. Jensen und Y. Rahmat-Samii, "Performance analysis of antennas for hand-held transceivers using FDTD", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 42, Nr. 8, S. 1106–1113, August 1994.
- [Kai60] J.A. Kaiser, "The Archimedean two-wire spiral antenna", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 8, S. 312–323, Mai 1960.
- [Kar99] N.C. Karmakar und M.E. Bialkowski, "Development and performance of an L-band phased array antenna for mobile satellite communications", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 158–161.
- [Kat87] L.P.B. Katehi, N.G. Alexópolous und I.Y. Hsia, "A bandwidth enhancement method for microstrip antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 35, Nr. 1, S. 5–12, Januar 1987.
- [Kem99] L.C. Kempel, "Advances in modeling conformal antennas on cylinders", *URSI Radio Science Meeting*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 343.
- [Kha97a] S.K. Khamas und G.G. Cook, "Moment-method analysis of printed wire spirals using curved piecewise sinusoidal subdomain basis and testing functions", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 45, Nr. 6, S. 1016–1022, Juni 1997.
- [Kha97b] S.K. Khamas, G.G. Cook, R.J. Waldron und R.M. Edwards, "Moment-method analysis of printed single arm wire spirals antennas using curved segments", *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, Jgg. 144, Nr. 4, S. 261–265, August 1997.
- [Kim71] O.K. Kim und J.D. Dyson, "Log-spiral antenna with selectable polarization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 19, Nr. 9, S. 675–677, September 1971.
- [Kno75] J.B. Knorr und K.-D. Kuchler, "Analysis of coupled slots and coplanar strips on dielectric substrate", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jgg. 23, Nr. 7, S. 541–548, Juli 1975.
- [Kra90] U.R. Kraft, "Optimisation of circular polarisation performance for 4-arm planar spiral antenna with non perfect excitation networks", *IEE Proceedings*, Jgg. 137 pt. H, S. 45–50, Februar 1990.

- [Kro98] R.P. Kronberger, H.K. Lindenmeier, L.M. Reiter und J.F. Hopf, "Array-antenna principle applied to modern car antennas for mobile communication", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'98*, Atlanta, Georgia, USA, Juni 1998, S. 2224–2227.
- [Kro99] R. Kronberger, H. Lindenmeier, L. Reiter und J. Hopf, "Multiband planar inverted-F car antenna for mobile phone and GPS", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 2714–2717.
- [Kum84] G. Kumar und K.C. Gupta, "Broad-band microstrip antennas using additional resonators gap-coupled to the radiating edges", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 32, Nr. 12, S. 1375–1379, Dezember 1984.
- [Kum85] G. Kumar und K.C. Gupta, "Nonradiating edges and four edges gap-coupled multiple resonator broad-band microstrip antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 33, Nr. 2, S. 173–178, Februar 1985.
- [Lin94a] Y.-D. Lin und Y.-B. Tsai, "Surface wave leakage phenomena in coupled slot lines", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Jgg. 4, Nr. 10, S. 338–340, Oktober 1994.
- [Lin94b] H.K. Lindenmeier, L. Reiter, J. Hopf et al., *Mobile Antenna Systems Handbook*, Kapitel 5, Land mobile antenna systems III: cars, trains buses, S. 275–365, Artech House, Boston, 1994.
- [Lin97] H.K. Lindenmeier, J.F. Hopf, L.M. Reiter und R.P. Kronberger, "Low profile cellular radio antenna", *Proc. Mikrowellen und Optronik MIOP'97*, Sindelfingen, Germany, April 1997, S. 300–303.
- [Lin99] H.K. Lindenmeier, J.F. Hopf, L.M. Reiter und R.P. Kronberger, "Optimization of the antenna-diversity-effectiveness of complex FM-car-antenna-systems", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 2062–2065.
- [Löf99] D. Löffler, Y. Venot und W. Wiesbeck, "Low cost broadband antenna with SDMA capability for next generation PCS base stations", *Proc. European Microwave Conference EuMC'99*, Munich, Germany, Oktober 1999, S. 3.142–147.
- [Lon79] S.A. Long und M.D. Walton, "A dual-frequency stacked circular-disc antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 27, Nr. 2, S. 270–273, März 1979.

- [Mac93] S. Maci, G.F. Avitabile, F. Bonifacio und L. Borselli, "A multiresonant slotted patch", *Proc. European Microwave Conference EuMC'93*, Madrid, Spain, September 1993, S. 341–344.
- [Mac95] S. Maci, G.B. Gentili, P. Piazzesi und C. Salvador, "Dual-band slot loaded patch antenna", *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, Jgg. 142, Nr. 3, S. 225–232, Juni 1995.
- [May94] P.E. Mayes, "Planar and other wide-angle logarithmic spirals over ground", *Electromagnetics – Journal of the Electromagnetics Society*, Jgg. 14, Nr. 3–4, S. 329–362, 1994.
- [McL99] J. McLean, H. Foltz und G. Crook, "Broadband, robust, low-profile monopole incorporating top loading, dielectric loading, and a distributed capacitive feed mechanism", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 1562–1565.
- [Mer00] D. Merkel, "Aufbau von symmetrierten Speisungen für Breitbandantennen", Diplomarbeit, Inst. f. Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Mai 2000.
- [Mil98] T. Milligan, "Parameters of a multiple-arm spiral antenna from single-arm measurements", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Jgg. 40, Nr. 6, S. 65–69, 1998.
- [Mö197] M. Möller und G. Splitt, "Aufbau breitbandiger Streifenleitungsantennen und Arrays für die Anwendung als Mikrowellensensoren", *Proc. Mikrowellen und Optronik MIOP'97*, Sindelfingen, Germany, April 1997, S. 487–491.
- [Mon73] H. Montague, M.J. Horrocks, J.W. Margosian und J.D. Dyson, "The dual-aperture counterwound log-spiral antenna direction finder system", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 21, Nr. 3, S. 224–226, März 1973.
- [Mor85] T.E. Morgan, "Spiral antennas for ESM", *IEE Proceedings*, Jgg. 132 pt. F, Nr. 4, S. 245–251, Juli 1985.
- [Mus59] Y. Mushiake, "Multiterminal constant impedance antenna", *IECE National Convention Record of Japan*, S. 89, Oktober 1959.
- [Mus96] Y. Mushiake, *Self-Complementary Antennas*, Springer-Verlag, London, UK, 1996.
- [Nak82] H. Nakano und J. Yamauchi, "Characteristics of modified spiral and helical antennas", *IEE Proceedings*, Jgg. 129 pt. H, Nr. 5, S. 232–237, Oktober 1982.

- [Nak86] H. Nakano, K. Nogami, A. Satoshi, H. Mimahi und J. Yamauchi, "A spiral antenna backed by a conducting plane reflector", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 34, Nr. 6, S. 791–796, Juni 1986.
- [Nak88] H. Nakano, "Research on spiral and helical antennas at Hosei University", *IEEE Antennas and Propagation-Society Newsletter*, S. 19–28, Juni 1988.
- [Nak93a] H. Nakano, H. Mimaki, J. Yamauchi und K. Hirose, "Low-profile Archimedean spiral antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'93*, Ann Arbor, MI, USA, Juni 1993, S. 450–453.
- [Nak93b] H. Nakano, J. Yamauchi und S. Hashimoto, "Numerical analysis of 4-arm archimedean spiral antenna", *Electronics Letters*, Jgg. 19, Nr. 3, S. 78–80, 1993.
- [Nak94] H. Nakano, S. Okuzawa und H. Mimaki, "Two-arm slot spiral antenna", *Electromagnetics – Journal of the Electromagnetics Society*, Jgg. 14, Nr. 3–4, S. 397–413, 1994.
- [Nak98] H. Nakano, R. Suzuki und J. Yamauchi, "Low-profile inverted-F antenna with parasitic elements on an infinite ground plane", *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, Jgg. 145, Nr. 4, S. 321–325, August 1998.
- [Nav99] M. Navarro, J.M. Gonzales, C. Puente et al., "Self-similar surface current distribution on fractal Sierpinski antenna verified with infra-red thermograms", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 1566–1569.
- [Ngu96] C. Nguyen, "A wide-band microstrip-fed log-periodic antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'96*, Baltimore, Maryland, USA, Juli 1996, S. 33–36.
- [Nur96] M.W. Nurnberger und J.L. Volakis, "A new planar feed for slot spiral antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 44, Nr. 1, S. 130–131, Januar 1996.
- [Nur99] M.W. Nurnberger, M.A. Abdelmoneum und J.L. Volakis, "New techniques for extremely broadband planar slot spiral antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 2690–2693.
- [Özd98] T. Özdemir, M.W. Nurnberger und J.L. Volakis, "A thin cavity-backed archimedean slot spiral for 800-3000MHz band coverage", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'98*, Atlanta, Georgia, USA, Juni 1998, S. 2336–2339.

- [Pal99] K.D. Palmer und J.H. Cloete, "The thin-slot and thin-arm planar spiral antenna operated with and without a ground-plane", *africon'99 - 5th IEEE African Conference*, Cape Town, South Africa, September 1999, S. 1015–1020.
- [Pen94] C.W. Penney und R.J. Luebbers, "Input impedance, radiation pattern and radar cross section of spiral antennas using FDTD", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 42, Nr. 9, S. 1328–1333, September 1994.
- [Poz95] D.M. Pozar, "A review of bandwidth enhancement techniques for microstrip antennas", *Microstrip Antennas - The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, D.M. Pozar und D.H. Schaubert, Hrsg., Kapitel 4. IEEE Press, 1995.
- [Pue96a] C. Puente, J. Claret, F. Sagues et al., "Multiband properties of a fractal tree antenna generated by electrochemical deposition", *Electronics Letters*, Jgg. 32, Nr. 25, S. 2298–2299, Dezember 1996.
- [Pue96b] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia und F. Benitez, "Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket", *Electronics Letters*, Jgg. 32, Nr. 1, S. 1–2, Januar 1996.
- [Pue98] C. Puente, M. Navarro, J. Romeu und R. Pous, "Variations on the fractal Sierpinski antenna flare angle", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'98*, Atlanta, Georgia, USA, Juni 1998, S. 2340–2343.
- [Rei99] L.M. Reiter, H.K. Lindenmeier, J.F. Hopf und R.P. Kronberger, "Antenna-diversity techniques in cars for FM-radio, TV and cellular phone", *Proc. European Microwave Conference EuMC'99*, Munich, Germany, Oktober 1999, S. 147–150.
- [Ren00] C. Renard und B. Perpere, "Multifunction conformal antennas for automotive application", *8^e Congrès International Électronique Automobile*, Toulouse, France, April 2000.
- [Ria90] M. Riazat et al., "Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jgg. 38, Nr. 3, S. 245–251, März 1990.
- [Ros93] F. Rostan und E. Heidrich, "Mehrlagige planare Antennenarrays für breitbandige Anwendungen", *Proc. Mikrowellen und Optronik MIOP'93*, Sindelfingen, Germany, Mai 1993, S. 39–43.
- [Rot95] K. Rothammel und A. Krischke, *Rothammels Antennenbuch*, Franckh-Kosmos, Stuttgart, 1995.

- [Rum57] V.H. Rumsey, "Frequency independent antennas", *IRE National Conv. Record*, Jgg. 5, S. 114–118, 1957.
- [Rum59] V.H. Rumsey, "A Solution to the equiangular spiral antenna problem", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 7, S. 117, 1959.
- [Sau81] D.L. Saul, "Cavity-backed spiral has microstrip feed", *Microwaves*, S. 88–89, Oktober 1981.
- [Sch99] M. Scheuble, "Experimentelle Untersuchung von Speisestrukturen für Spiralantennen", Diplomarbeit Inst. f. Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Januar 1999.
- [SH93a] D. Sánchez-Hernández und I. Robertson, "Dual-band microstrip rectangular patch antenna using a spur line filter technique", *Proc. European Microwave Conference EuMC'93*, Madrid, Spain, September 1993, S. 357–360.
- [SH93b] D. Sánchez-Hernández und I. Robertson, "Triple band microstrip patch antenna using a spur-line filter and a perturbation segment technique", *Electronics Letters*, Jgg. 29, Nr. 17, S. 1565–1566, August 1993.
- [Shi94] T. Shiokawa, S. Ohmori und T. Teshirogi, *Mobile Antenna Systems Handbook*, Kapitel 6, Antennas for mobile satellite systems, S. 367–484, Artech House, Boston, 1994.
- [Shu87] H. Shuhao, "The balun family", *Microwave Journal*, Jgg. 30, Nr. 9, S. 227–229, September 1987.
- [Sim99] K.D. Simmons, B. Winter und V. Stoiljkovic, "A light dual-band AMPS/GSM top-loaded retractable antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 2–5.
- [Sin99] M. Sindou, G. Ablart und C. Sourdois, "Multiband and wideband properties of printed fractal branched antennas", *Electronics Letters*, Jgg. 35, Nr. 3, S. 181–182, Februar 1999.
- [Smi87] H.K. Smith und P.E. Mayes, "Stacking resonators to increase the bandwidth of low-profile antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 35, Nr. 12, S. 1473–1476, Dezember 1987.
- [Son99] P. Song, P.S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz und D. Wake, "Triple-band planar inverted F antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 908–911.
- [SS63] R. Sivan-Sussman, "Various modes of the equiangular spiral antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 11, Nr. 9, S. 533–539, September 1963.

- [Swe61] G.W. Swenson und Y.T. Lo, "The university of Illinois radio telescope", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 9, S. 9–16, Januar 1961.
- [Sze99] J.-Y. Sze und K.-L. Wong, "Designs of broadband microstrip antennas with embedded slots", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'99*, Orlando, Florida, USA, Juli 1999, S. 936–939.
- [Tag87] T. Taga und K. Tsunekawa, "Performance analysis of a built-in planar inverted F-antenna for 800 MHz band portable radio units", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Jgg. 5, Nr. 5, S. 921–929, Juni 1987.
- [Tam93] D.J. Tammen, J.M. Bowen und P.E. Mayes, "Numerical studies of the sinuous spiral antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'93*, Ann Arbor, MI, USA, Juni 1993, S. 446–449.
- [Tav96] A. Tavakoli, A. Fard und R. Moini, "Analysis of dual-arm logarithmic spiral microstrip patch antennas", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'96*, Baltimore, Maryland, USA, Juli 1996, S. 1069–1072.
- [Ton95] K.F. Tong, T.M. Au, K.M. Luk und K.F. Lee, "Wideband two-layer five-patch microstrip antennas", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'95*, Newport Beach, California, USA, Juni 1995, S. 2112–2115.
- [Ton97] J.J.v. Tonder und J.H. Cloete, "The numerical analysis of planar antennas buried in layered media", *Transactions of the South African Institute of Electrical Engineers, Phase 4 (Pty)*, Jgg. 88, Nr. 3, S. 82–88, September 1997.
- [Tri91] V.K. Tripp und J.J.H. Wang, "The sinuous microstrip antenna", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'91*, London, Ontario, Kanada, Juni 1991, S. 52–55.
- [Tui72] D.F. Tuite, "Comparing ECM antennas: horn vs. spiral", *Microwaves*, S. 44–50, Oktober 1972.
- [Tur54] E.M. Turner, "Spiral slot antenna", Technical note wclr-55-8 Wright Air Development Center, Dayton, Ohio, USA, Juni 1954.
- [Vir95] K. Virga und Y. Rahmat-Samii, "An enhanced bandwidth integrated dual L antenna for mobile communications systems – design and measurement", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'95*, Newport Beach, California, USA, Juni 1995, S. 1120–1123.

- [Vit73] G.D. Vito und G.B. Stracca, "Comments on the design of log-periodic dipole antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 21, Nr. 5, S. 303–308, Mai 1973.
- [Vit74] G.D. Vito und G.B. Stracca, "Further comments on the design of log-periodic dipole antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 22, Nr. 5, S. 714–718, September 1974.
- [Wad91] B.C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, Norwood, MA, USA, 1991.
- [Wan91] J.J.H. Wang und V.K. Tripp, "Design of multioctave spiral-mode microstrip antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 39, Nr. 3, S. 332–335, März 1991.
- [Wan95a] J.J.H. Wang, V.K. Tripp und J.K. Tillery, "Conformal low-profile multifunction antennas", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'95*, Newport Beach, California, USA, Juni 1995, S. 1002–1005.
- [Wan95b] T. Wang und K. Wu, "Effects of various suspended mounting schemes on mode characteristics of coupled slotlines considering conductor thickness for wideband MIC applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jgg. 43, Nr. 5, S. 1106–1114, Mai 1995.
- [Wan96] J.J.H. Wang und J.K. Tillery, "Performance of spiral-mode microstrip (SMM) antenna and its mystery and remedy of gain loss at low end of operation band", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'96*, Baltimore, Maryland, USA, Juli 1996, S. 1042–2045.
- [Wan97a] J.J.H. Wang und J.K. Tillery, "Multifunction personal and mobile SMM antenna for satellite communications systems", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'97*, Montreal, Canada, Juli 1997, S. 426–429.
- [Wan97b] J.J.H. Wang, J.K. Tillery und M.A. Acree, "Multioctave wideband mode-0 operation of spiral-mode microstrip antennas", *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation AP-S'97*, Montreal, Canada, Juli 1997, S. 1860–1863.
- [Wer99] D.H. Werner, A. Rubio Bretones und B.R. Long, "Radiation characteristics of thin wire ternary fractal trees", *Electronics Letters*, Jgg. 35, Nr. 8, S. 609–610, April 1999.
- [Whe61] M.S. Wheeler, "On the radiation from several regions in spiral antennas", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 9, S. 100–102, Januar 1961.

- [Won86] J.L. Wong und H.E. King, "Height-reduced meander zigzag monopoles with broad-band characteristics", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jgg. 34, Nr. 5, S. 716–717, Mai 1986.
- [Woo79] C. Wood, "Curved microstrip lines as compact wideband circularly polarised antennas", *Microwaves, Optics and Acoustics*, Jgg. 3, Nr. 1, S. 5–12, Januar 1979.
- [Yag26] H. Yagi und S. Uda, "Projector of the sharpest beam of electric waves", *Proc. of the Imperial Academy (of Japan)*, Jgg. 2, Nr. 2, S. 49–52, Februar 1926.
- [Yan99] X. Yang, J. Chiochetti, D. Papadopoulos und L. Susman, "Fractal antenna elements and arrays", *Applied Microwave and Wireless*, Jgg. 11, Nr. 5, S. 34–46, 1999.
- [Yng89] K.S. Yngvesson, T.L. Korzeniowski, Y.-S. Kim et al., "The tapered slot antenna – A new integrated element for millimeter-wave applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jgg. 37, Nr. 2, S. 365–374, Februar 1989.
- [Zür95] J. Zürcher und F.E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*, Artech House, Norwood, MA, USA, 1995.

Curriculum Vitae

Persönliche Daten:

Name: Eberhard Gschwendtner
Geburtsdatum: 26. November 1970
Geburtsort: Backnang
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: verheiratet

Schulbildung:

1990 Gymnasium in der Taus, Backnang:
Allgemeine Hochschulreife

Zivildienst:

1990 - 1991 Kreiskrankenhaus Reutlingen:
Mitarbeit in der Pflege

Studium und Berufsweg:

1991 - 1996 Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH)
Europäisches Gemeinschaftsstudium für Elektroingenieure
Vertiefungsrichtung: Hochfrequenztechnik und
Nachrichtentechnik

1994 - 1995 Ecole Supérieure d'Ingenieurs en Electrotechnique et
Electronique (ESIEE), Paris

1995 - 1996 University of Southampton
Diplomarbeit: Optical Fibre Sensors Based on Propagation
Delay Measurement

seit 1996 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchsthre-
quenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)
Mitarbeit in Forschung und Lehre