

Jörn Weber

Entwurf miniaturisierter Antennengruppen

Entwurf miniaturisierter Antennengruppen

Von Jörn Weber



Universitätsverlag Ilmenau
2009

Impressum

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Angaben sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Diese Arbeit hat der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau als Dissertation vorgelegen.

Tag der Einreichung: 30. April 2008

1. Gutachter: Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein
(Technische Universität Ilmenau)

2. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h. c. F. Hermann Uhlmann
(Technische Universität Ilmenau)

3. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Heinz J. Chaloupka
(Bergische Universität Wuppertal)

Tag der Verteidigung: 7. November 2008

Technische Universität Ilmenau/Universitätsbibliothek

Universitätsverlag Ilmenau

Postfach 10 05 65

98684 Ilmenau

www.tu-ilmenau.de/universitaetsverlag

Herstellung und Auslieferung

Verlagshaus Monsenstein und Vannerdat OHG

Am Hawerkamp 31

48155 Münster

www.mv-verlag.de

ISBN 978-3-939473-52-7 (Druckausgabe)

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2008000308

Titelfoto: photocase.com | AlexFlint

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet für „Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik“ am Institut für Informations- und Kommunikationstechnik der Technischen Universität Ilmenau. An dieser Stelle möchte ich Herrn Prof. Matthias A. Hein dafür danken, dass er mir den Freiraum für die weitestgehend selbständige Bearbeitung des Themas überlassen hat und mir mit zahlreichen Diskussionen beratend zur Seite stand.

Ich danke Herrn Prof. H. J. Chaloupka für die Vorstellung seiner Ideen in Ilmenau und die späteren anregenden Diskussionen. Diese Ideen waren der initiale Ausgangspunkt meiner Arbeiten.

Ebenso von Herzen danke ich den übrigen Mitgliedern der Arbeitsgruppe MIDIAS: Christian Volmer, dafür dass er mir ein unersetzlicher Wegbegleiter und Diskussionspartner war; Dr. Ralf Stephan, für seine Bereitschaft sich jederzeit meine Fragen und Probleme anzuhören; und Dr. Kurt Blau, für seine praktischen Anregungen, seine Rückendeckung und seine kurzweiligen Anekdoten. Einen besonderen Dank möchte ich Matthias Zocher und Michael Huhn aussprechen. Ihre technische Hilfe und ihr persönliches Engagement haben mir die Arbeit wesentlich erleichtert. Sie und die übrigen Kollegen des Fachgebietes haben für ein angenehmes Arbeitsklima gesorgt, wofür ich allen sehr dankbar bin.

Mein Dank gebührt auch allen Studenten die durch ihre Arbeiten einen Beitrag zum Entstehen dieser Schrift geleistet haben. Eine wesentliche Bereicherung erfuhr meine Arbeit durch die Konferenzbesuche und die Diskussionen mit anderen Wissenschaftlern, die auf dem Gebiet der Diversitätsantennen arbeiten. Dankbar bin ich auch für die Möglichkeit mit moderner Meßtechnik gearbeitet und Technologiepartner im Hause gehabt zu haben.

Diese Arbeit wurde vom BMWi, mit dem Deutschen Zentrum für Luft und Raumfahrt DLR als Träger, im Rahmen des Forschungsprojektes MIDIAS (50YB0509) gefördert.

Mein ganz besonderer Dank gilt außerdem meiner Verlobten Jana für die Unterstützung in allen Lebenslagen!

Jörn Weber

Ilmenau, den 30.04.2008

Abstract

The present thesis is concerned with the design of compact antenna arrays. The terms “compact” and “miniaturised” are used interchangeably for antenna arrays where the element separation is smaller than the conventional $\lambda/2$ distance. Ultimately, the goal is to make more efficient use of the frequency spectrum by improving the diversity capabilities of the antenna arrays used.

Theoretical and practical limits of antenna array miniaturisation are discussed. The physical phenomenon of superdirectivity is examined, which accounts for the strong coupling seen between closely spaced antenna elements. An analysis of the physical limits based on spherical harmonics reveals that six orthogonal polarisation modes exist even in the case of electrically very small arrays. Properly exploiting these degrees of freedom can therefore lead to an improved performance of compact antenna array designs.

It is found that an antenna array is optimally described in terms of its overall eigenmode efficiencies. Eigenmodes can be interpreted as an orthogonal basis for radiation. Practical examples demonstrate that eigenmode matching as well as the eigenmode quality factors are suitable measures for the successful optimisation of compact antenna arrays.

The major contribution of this work is the development of a new design method for decoupling and matching networks. Decoupling and matching networks counteract gain reductions caused by reflections due to eigenmode mismatch. The new method takes advantage of all degrees of freedom available for network design. Furthermore, effects of network losses are taken into account during the design procedure. For the first time it is demonstrated how a set of desired port beam patterns can be orthogonalised and subsequently realised as part of a decoupling and matching network.

Methods for reducing network complexity and optimising network element tolerances are introduced, which make practical implementations feasible. Diversity gain improvements due to the decoupling and matching network are shown to reach between two and three decibels.

Another question addressed in this work deals with the advantages and disadvantages associated with different network realisations. Theoretically, the specific set of orthogonal beam patterns is shown to be of secondary concern. More important is minimisation of ohmic losses as well as parasitic energies stored within the network.

Kurzdarstellung

Die hier präsentierte Arbeit beschreibt Entwurfsaspekte kompakter Antennengruppen. Die Begriffe kompakte oder miniaturisierte Antennengruppen stehen dabei als Synonyme für Antennengruppen mit einem Elementeabstand, der kleiner als der herkömmliche $\lambda/2$ -Abstand ist. Der Schwerpunkt der Ausarbeitung liegt in der Verbesserung der Diversitätseigenschaften von Antennengruppen zur besseren Ausnutzung des Frequenzspektrums.

Hierzu wird diskutiert, welche theoretischen und praktischen Grenzen die Miniaturisierung von Antennengruppen limitieren. Das physikalische Phänomen der Superdirektivität, das für eine starke Verkopplung eng benachbarter Antennenlemente verantwortlich ist, wird beschrieben. Eine Analyse der physikalischen Grenzen anhand theoretischer Multipolfelder deckt auf, dass für sehr kleine Antennengruppen sechs orthogonale Strahlungsmoden aufgrund von Polarisationsfreiheitsgraden existieren. Dementsprechend kann die Nutzung der Polarisationsfreiheitsgrade zur Verbesserung der Eigenschaften kompakter Antennengruppen beitragen.

Als optimale Beschreibungsgrößen miniaturisierter Antennengruppen werden die Gesamteffizienzen ihrer Eigenmoden identifiziert. Die Eigenmoden können als orthogonale Funktionsbasis der Antennengruppe verstanden werden. Anhand realisierter Beispiele wird gezeigt, dass sich die Anpassung und die Güte der Eigenmoden als Optimierungsgrößen kompakter Antennengruppen eignen.

Der nächste Untersuchungsgegenstand ist die Verwendung von Anpass- und Entkoppelnetzwerken zur Vermeidung von Reflexionsverlusten. Eine allgemeingültige Entwurfsmethode für Anpass- und Entkoppelnetzwerke erlaubt die Ausnutzung aller Freiheitsgrade im Entwurf und die Berücksichtigung von auftretenden Netzwerkverlusten. Erstmals ermöglicht eine Orthogona-

lisierung gewünschter Richtcharakteristiken deren näherungsweise Realisierung.

Zur praktischen Umsetzung der Anpass- und Entkoppelnetzwerke werden Methoden vorgestellt, die die Reduktion der Netzwerkkomplexität, die Bestimmung und Optimierung der Toleranzen der Netzwerkelemente und eine geeignete Auswahl verschiedener Realisierungsarten der Netzwerkelemente gestatten. Anhand zahlreicher realisierter Antennensysteme wird eine praktische Erhöhung des Diversitätsgewinnes von zwei bis drei Dezibel durch die Anpassung nachgewiesen.

Eine weitere in dieser Arbeit behandelte Fragestellung befasst sich mit den Vor- und Nachteilen verschiedener Netzwerkrealisierungen. Hierbei wird gezeigt, dass es theoretisch unbedeutend ist, welche orthogonale Basis von Richtcharakteristiken für den Netzwerkentwurf verwendet wird. Bei der praktischen Umsetzung der Netzwerke ist allerdings auf eine hohe Effizienz und möglichst minimale parasitäre Energiespeicher zu achten.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	xi
Abbildungsverzeichnis	xv
Tabellenverzeichnis	xix
1 Einleitung	1
2 Theoretische Grundüberlegungen	9
2.1 Einleitung und inhaltliche Einordnung	9
2.2 Beschreibung von Antennen	9
2.3 Beschreibung von Antennengruppen	16
2.3.1 Fernfelder und Beschreibungsmatrizen	16
2.3.2 Speisungsabhängigkeit der Antennenkenngößen	18
2.3.3 Eigenmoden von Antennengruppen	20
2.4 Diversitätsgewinn	24
2.5 Superdirektivität	27
2.6 Antennensysteme	33
2.7 Zusammenfassung und physikalische Interpretation	36
3 Optimierung kompakter Antennengruppen	39
3.1 Einleitung und inhaltliche Einordnung	39
3.2 Kriterien geeigneter Einzelelemente	40
3.2.1 Bedeutung effizienter Einzelelemente	40
3.2.2 Größenkompromiss der Einzelstrahler	43
3.2.3 Betrachtung verschiedener Antennenelemente	45
3.3 Theorie elektrisch kleiner Antennengruppen	50
3.3.1 Multipolfelder	50

3.3.2	Strahlungsgüten von Antennengruppen	57
3.3.3	Multipolfelder und lineare Antennengruppen	58
3.3.4	Praktische Bewertung der Polarisationsfreiheitsgrade	62
3.4	Eigenmodenbasierte Analyse und Optimierung	68
3.4.1	Dreielementige lineare Antennengruppen	68
3.4.2	Standardbeispiel - Viertelwellenabstand	73
3.4.3	Grenzfall - Zehntelwellenabstand	76
3.5	Zusammenfassung und Bewertung	78
4	Synthese von Anpass- und Entkoppelnetzwerken	81
4.1	Stand und inhaltliche Abgrenzung	81
4.2	Impedanz- Admittanzmatrix Synthese	83
4.2.1	Matrixbeschreibung	83
4.2.2	Entwurf eines verlustfreien AENs	85
4.2.3	Äquivalenz zwischen Impedanz- und Admittanzbe- trachtungen	90
4.2.4	Verlustbehaftete Netzwerke	92
4.2.5	Entwurfsbeispiel einer verlustbehafteten dreielemen- tigen Dipolgruppe	96
4.3	Sensitivitätsanalyse und Optimierung	103
4.3.1	Analyseverfahren	103
4.3.2	Analysebeispiele	105
4.3.3	Sensitivitätsoptimierung	106
4.4	Reduktion der Netzwerkkomplexität	107
4.4.1	Diagonalisieren der Diagonalblockmatrizen	108
4.4.2	Reduktion der Netzwerkkomplexität für definierte Richtcharakteristiken	110
4.5	Netzwerkrealisierung	112
4.5.1	Diskrete Elemente (<i>Lumped Elements</i>)	113
4.5.2	Quasidiskrete Elemente (<i>Quasi-Lumped Elements</i>)	114

4.5.3	Verteilte Elemente (<i>Distributed Elements</i>)	115
4.5.4	Vergleich verschiedener Elementarten	116
4.6	Realisierung eines Beispielnetzwerkes	122
4.7	Zusammenfassung und Bewertung	126
5	Charakterisierung realisierter Antennensysteme	129
5.1	Einleitung und Übersicht	129
5.2	Ergebnisse des Standardbeispiels	130
5.3	Vergleich verschiedener Netzwerktopologien	139
5.3.1	Eigenmoden-Speisenetzwerk	140
5.3.2	Blockmatrixnetzwerk	143
5.3.3	Netzwerk maximaler Torbandbreiten	146
5.3.4	Keulenformungsnetzwerk 1	150
5.3.5	Keulenformungsnetzwerk 2	154
5.3.6	Nicht ideales Entkoppelnetzwerk	157
5.3.7	Vergleich der Netzwerke	160
5.4	Anwendungsorientierte Fragestellungen	166
5.4.1	Antennengruppe für Handheld-Geräte	167
5.4.2	Symmetrische Dreiergruppe mit diskreten Netzwerkelementen	169
5.4.3	Zweiergruppe mit Breitbandanpassung	172
5.4.4	Kombinierte Polarisations- und Raumdiversität	176
5.5	Anpass- und Entkoppelnetzwerke über 5 GHz	179
5.5.1	Keulenformungsnetzwerk mit verteilten Elementen	179
5.5.2	Antennensysteme in LTCC Multilagentechnologie	182
5.6	Diskussion und Zusammenfassung	186
6	Zusammenfassung	191

Anhang A	Matrizengrundlagen	I
A.1	Die Beschreibungsmatrizen	I
A.1.1	Zusammenschalten von Impedanzmatrizen	II
A.1.2	Zusammenschalten von Admittanzmatrizen	III
A.2	Herleitungen und Nachweise	V
A.2.1	Nachweis der Gleichheit der Verlustfreiheitsbedingungen für Streu- und Impedanzmatrizen	V
A.2.2	Nachweis der Reziprozitätsbedingung	VI
A.2.3	Lösung einer quadratischen Matrixgleichung	VIII
	Abkürzungsverzeichnis und verwendete Formelzeichen	XI
	Literaturverzeichnis	XV

Abbildungsverzeichnis

1.1	Illustrationen der Einordnung der vorliegenden Arbeit.	5
1.2	Illustrationen der Struktur der vorliegenden Arbeit.	6
2.1	Leistungszusammenhänge an einer Antenne.	12
2.2	Beispiel für Diversitätsgewinn.	27
2.3	Grafische Veranschaulichung der Superdirektivität.	29
2.4	Einfaches Beispiel einer Entkopplung.	34
2.5	Schematische Darstellung eines allg. Antennensystems.	35
3.1	Wirkung verlustbehafteter Einzelstrahler.	42
3.2	Beispiel für Nahfeldkopplung bei zwei Dipolen.	43
3.3	Strahlungswiderstände eines Dipols und eines Ringsstrahlers.	47
3.4	Strahlungsgüte Q_l der Multipolfelder.	55
3.5	Sphärische Moden und Antenneneigenmoden.	59
3.6	Der kritische Mode bei steigender Elementanzahl.	60
3.7	Diversitätsgewinne in Abhängigkeit der Antennengröße.	61
3.8	Eigenschaften einer Tripoleantenne.	63
3.9	Sechs-Polarisationen-Antenne.	65
3.10	Güten der Sechs-Polarisationen-Antenne.	66
3.11	Anpassungseffizienzen einer dreielementigen Dipolgruppe.	69
3.12	Strahlungsgüten einer dreielementigen Dipolgruppe.	70
3.13	Speisevektoren einer dreielementigen Dipolgruppe.	71
3.14	Eigenmoden vom Abstand einer Monopolgruppe.	73
3.15	Antenneneigenmoden einer $\lambda/4$ Monopolgruppe.	74
3.16	Foto einer dreielementigen $\lambda/10$ Monopolgruppe.	76
3.17	Antenneneigenmoden einer $\lambda/10$ Monopolgruppe.	77

4.1	Ein n -Tor Antennensystem.	84
4.2	Entwurfsprozesses mit verlustfreiem AEN.	89
4.3	Torrichtdiagramme von Beispiel 1 in Kapitel 4.	97
4.4	Darstellung des AENs einer dreielementigen Gruppe.	98
4.5	Ablaufplan der Fixpunktiteration.	99
4.6	Fixpunktiteration für Verlustkompensation.	100
4.7	Streuparameter von Beispiel 1 in Kapitel 4.	101
4.8	Netzwerkeffizienz von Beispiel 1 in Kapitel 4.	102
4.9	Sensitivitätsanalyse der Elemente eines Entkoppelnetzwerks.	105
4.10	Sensitivitätsoptimierung der Netzwerkelemente.	107
4.11	Diagonalisierung der Blockmatrizen \tilde{B}_{11n} und \tilde{B}_{22n}	110
4.12	Quasi-diskrete Netzwerkelemente.	114
4.13	Fotos der untersuchten Netzwerkelemente.	117
4.14	Ergebnisse Kapazitätsvergleich.	118
4.15	Ergebnisse Induktivitätsvergleich.	119
4.16	Phasengüten gemessener Induktivitäten und Kapazitäten.	120
4.17	Gewünschte und realisierbare Richtcharakteristiken.	123
4.18	Toleranzbereiche von Beispiel 2 in Kapitel 4.	124
4.19	Das Netzwerk von Beispiel 2 in Kapitel 4.	126
5.1	S-Parameter von Beispiel 2 in Kapitel 4.	131
5.2	Anpassungseffizienz von Beispiel 2 in Kapitel 4.	132
5.3	Effizienzübersicht von Beispiel 2 in Kapitel 4.	133
5.4	Effizienz von Beispiel 2 in Kapitel 4.	134
5.5	Richtcharakteristiken von Beispiel 2 in Kapitel 4.	135
5.6	Modecharakteristiken von Beispiel 2 in Kapitel 4.	136
5.7	Beispiel 2 in Kapitel 4 in einem virtuellen Szenario.	137
5.8	Bitfehlerraten in einem virtuellen Szenario.	138
5.9	Die Schaltung des Eigenmoden-Speisenetzwerkes.	139
5.10	Toleranzbereiche des Eigenmodennetzwerkes.	140

5.11	Foto des Eigenmodennetzwerkes.	141
5.12	S-Parameter des Eigenmoden-Speisenetzwerkes.	142
5.13	Schaltung des Blockmatrixnetzwerkes.	143
5.14	Toleranzbereiche des Blockmatrixnetzwerkes.	144
5.15	Schaltbild mit parasitären Elementen.	145
5.16	Foto des Blockmatrixnetzwerkes.	146
5.17	Schaltung des Netzwerkes maximaler Torbandbreiten.	147
5.18	Toleranzbereiche des Netzwerkes maximaler Torbandbreiten.	148
5.19	Foto des Netzwerkes maximaler Torbandbreiten.	149
5.20	S-Parameter des Netzwerkes maximaler Torbandbreiten.	150
5.21	Schaltung des Keulenformungsnetzwerkes 1.	151
5.22	Toleranzbereiche des Keulenformungsnetzwerkes 1.	152
5.23	Foto des Keulenformungsnetzwerkes 1.	153
5.24	Richtcharakteristiken des Keulenformungsnetzwerkes 1.	154
5.25	Schaltung des Keulenformungsnetzwerkes 2.	155
5.26	Toleranzbereiche des Keulenformungsnetzwerkes 2.	155
5.27	Foto des Keulenformungsnetzwerkes 2.	156
5.28	Richtcharakteristiken des Keulenformungsnetzwerkes 2.	157
5.29	Schaltung des nicht idealen Netzwerkes.	158
5.30	Toleranzbereiche des nicht idealen Netzwerkes.	158
5.31	Foto des nicht idealen Netzwerkes.	159
5.32	Modenoptimierung des nicht idealen Netzwerkes.	160
5.33	Vergleich der Leistungsanpassung verschiedener Netzwerke.	161
5.34	Vergleich der Gesamteffizienzen verschiedener Netzwerke.	163
5.35	Modenrichtcharakteristiken verschiedener Netzwerke.	164
5.36	Inverted-F Antennengruppe.	168
5.37	Gesamteffizienz der Inverted-F Antennengruppe.	169
5.38	Dreielementige UCA-Gruppe.	170
5.39	Gesamteffizienz der dreielementigen UCA-Gruppe.	171

5.40	Fotos der Antennengruppe für Breitbandanpassung.	173
5.41	Ergebnisse der Breitbandanpassung.	174
5.42	Beeinflussung durch metallische Objekte im Nahfeld.	175
5.43	Dipol-Antennengruppe mit kombinierter Polarisations- und Raumdiversität.	177
5.44	Modengesamteffizienzen der Gruppe mit Polarisations- und Raumdiversität.	178
5.45	Fotos der Antennengruppe bei 5,2 GHz.	179
5.46	Effizienzen der Antennengruppe bei 5,2 GHz.	180
5.47	Richtdiagramme der Antennengruppe bei 5,2 GHz.	181
5.48	Fotos der Antennengruppen bei 20 GHz.	183
5.49	Gesamteffizienzen der Antennengruppen bei 20 GHz.	185
5.50	Richtdiagramme der Antennengruppen bei 20 GHz.	186

Tabellenverzeichnis

5.1	Vergleich der Anpassung verschiedener Netzwerke.	162
5.2	Vergleich der Gesamteffizienzen verschiedener Netzwerke. .	163
5.3	Vergleich der Diversitätsgewinne, der Größe und der Elementanzahl verschiedener Netzwerke.	165

1 Einleitung

Die rasante Entwicklung der Mobilkommunikation ist in vielen Bereichen des Lebens spürbar und bedarf in ihrer wachsenden Bedeutung keiner detaillierten Erläuterung. Für alle zukünftigen Konzepte drahtloser Systeme gibt es allerdings zwei begrenzende Faktoren, die direkt mit physikalischen Grundgesetzen verknüpft sind. Der erste Faktor ist die Ressource Frequenzspektrum, deren unumstößliche Limitierung unter Umständen zu einem enormen Marktwert ausgewählter Frequenzbänder führt. Die effektive Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Spektrums ist deshalb ein wichtiger Forschungsschwerpunkt [1, 21, 22].

In der praktischen Nutzung von Funksystemen kann eine bessere Ausnutzung der Frequenzbänder über die Ansätze Diversität (*Diversity*) und *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) erreicht werden, wobei durch Ausnutzung von Mehrwegeausbreitungen und Polarisationsdiversität die Übertragungskapazität für ein gegebenes Frequenzintervall erhöht werden soll [1, 21–23].

Diversität bedeutet allgemein, die vorhandene Vielfältigkeit im System auszunutzen. Häufig wird Diversität speziell mit der Unterdrückung von *Fading* und somit mit der Verbesserung der Übertragungsqualität gleichgesetzt [2, S. 7]. Als *Fading* wird dabei die weitgehende Auslöschung von Signalen verschiedener Übertragungswege bezeichnet.

MIMO nutzt Diversität am Sender und Empfänger aus, um die Übertragungskapazität des Systems zu erhöhen [2, S. 6]. Hierzu werden für die Übertragung verschiedener Daten auf unterschiedlichen Pfaden Antennengruppen am Sender und am Empfänger benötigt.

In nahezu allen Standards der Mobilkommunikation der nächsten Generation sind MIMO-Merkmale vorgesehen [21], zum Beispiel bei WLAN 802.11n,

WiMAX 802.16e, Cellular 3GPP und auch in Radioanwendungen. Für diese Konzepte werden sowohl in den Basisstationen als auch in den mobilen Endgeräten Antennengruppen benötigt [24]. Hierbei ist die Größe der Antennengruppen in Hinblick auf die Kosten und die Kundenakzeptanz als zweiter limitierender Faktor der Entwicklung zukünftiger drahtloser Systeme zu nennen. Bei einer bezogen auf die Wellenlänge abnehmenden Größe der Antennengruppe ist die Verkleinerung durch eine sinkende Strahlungseffizienz begrenzt [25].

Die hier präsentierte Arbeit setzt an diesen zwei Grenzen an, mit dem Ziel kompakte Antennengruppen zu realisieren, die sich durch ihre Diversitätseigenschaften zur besseren Ausnutzung des Frequenzspektrums eignen. Die Begriffe kompakte oder miniaturisierte Antennengruppen stehen in dieser Arbeit als Synonyme für Antennengruppen mit einem Elementabstand, der kleiner als der herkömmliche $\lambda/2$ -Abstand ist.

Die Forschung auf dem Gebiet der Antennen und Antennengruppen reicht über hundert Jahre zurück. Aus diesem Grund ist eine sorgfältige Literaturrecherche notwendig, um das relevante vom nicht relevanten Material zu trennen. So lässt eine Recherche bei IEEE-Xplore¹ für den Begriff **Antenna Array** mit derzeit über 18.000 Treffern erahnen, welcher enorme Fundus an wissenschaftlichen Beiträgen verfügbar ist.

Ähnlich stellt sich die Situation im Gebiet der MIMO-Konzepte dar. Seit den ersten Veröffentlichungen in den frühen 1990igern [21], ist ein enormer Forschungsaufwand zu systemtheoretischen Aspekten, Kanalmodellierungen und ähnlichen Themen betrieben worden. Der Begriff MIMO erzielt bei IEEE-Xplore über 10.000 Treffer. Der überwiegende Anteil der Literatur in diesem Gebiet befasst sich mit theoretischen Aspekten der Mehrwegeaus-

¹www.ieeexplore.ieee.org

breitung. Die für die praktische Umsetzung unverzichtbaren Antennengruppen werden dabei meist als ideal und gegeben angenommen.

Während sich theoretische Arbeiten unter Umständen um Bruchteile von Dezibel Verbesserung durch Datenkodierung bemühen, entscheidet dagegen die reale Antenne über die eigentliche Übertragungskapazität [3, S. 2]. Deutlich größere Gewinne können durch eine Optimierung der Antennen erreicht werden oder im Vergleich zu einer idealen Antenne verloren gehen. Nicht nur die Leistungsanpassung oder Rauschanpassung an einen Verstärker, sondern auch die Anpassung an die jeweilige Umgebung spielen hierbei eine Rolle. Somit sind die Antennen ein entscheidender Teil des Übertragungssystems.

In dem Buch von Schwartz, Bennett und Stein [4] aus dem Jahr 1966 sind bereits die wichtigsten Grundlagen zum Thema Diversität zu finden, was zeigt, dass die wesentlichen Untersuchungen zu ihrer technischen Nutzung schon einige Jahre zurück liegen.

Eine grundlegende Veröffentlichung zum Einfluss realer Antennengruppen auf Diversitätskonzepte stammt aus dem Jahr 1987 [26]. In den letzten Jahren gab es verstärkt Bemühungen, den Einfluss der realen Antennen auf die Übertragungskanäle genauer zu untersuchen und in die theoretischen Konzepte einzubeziehen [1, 3, 22, 27]. Der klassische Parameter für die Beurteilung realer Antennengruppen ist die Korrelation der Torrichtcharakteristiken [26]. Es wurde gezeigt, dass sich in *Indoor*-Szenarien mit vielen Streuobjekten, die sich näherungsweise gleichverteilt in allen Richtungen befinden, Signale trennen lassen, wenn die Richtcharakteristiken orthogonal sind [2, 3]. Orthogonale Richtcharakteristiken sind definitionsgemäß ideal unkorreliert.

In mobilen Geräten, in denen der zur Verfügung stehende Platz begrenzt ist, können nur kompakte Antennengruppen eine Ausnutzung der Diversitäts- und MIMO-Konzepte ermöglichen. Die Verkleinerung der Antennengruppen hat zur Folge, dass sich die Kopplung zwischen den Antennentoren erhöht.

Diese größere Verkopplung spiegelt sich in einem Leistungsverlust aber auch in stärker korrelierten Torrichtcharakteristiken wider. Ein Ansatz, die Verkopplung durch ein passives Anpass- und Entkoppelnetzwerk (AEN) zu verringern, wurde 2003 vorgestellt [28, 29]. Weitere theoretische Arbeiten belegen den Nutzen dieses Konzeptes für die Ausnutzung von Mehrwegeausbreitungen [30, 31].

Der praktische Entwurf, also die Optimierung und die Realisierung kompakter Antennengruppen, wurde bis dato kaum untersucht. Die ersten Untersuchungen beschränken sich meist auf das Entkoppeln zweielementiger Antennengruppen [29, 32–34].

Diese Arbeit hat das Ziel, die Lücke zwischen dem klassischen Antennendesign und der theoretischen Verwendung kompakter Antennengruppen in mobilen Geräten zur Ausnutzung von Mehrwegeausbreitungen zu schließen.

Daraus ergeben sich die folgenden Forschungsfragen:

1. Welche theoretischen und praktischen Grenzen gibt es für die Größe von Antennengruppen?
 2. Wie lassen sich kompakte Antennengruppen effizient beschreiben und optimieren?
 3. Wie können realisierbare Anpass- und Entkoppelnetzwerke im Hinblick auf die Komplexität, die Verluste und die Toleranzen der Netzwerkelemente entworfen werden?
 4. Mit welchen Methoden lassen sich die Netzwerke praktisch umsetzen?
 5. Wie viel Gewinn lässt sich durch ein Anpass- und Entkoppelnetzwerk erzielen?
 6. Gibt es besonders vorteilhafte Netzwerke oder ist jedes Netzwerk, das anpasst und entkoppelt, gleichwertig?
-

Diese Arbeit beschränkt sich auf den Entwurf und die Realisierung von miniaturisierten Antennengruppen. Das Verhalten dieser Antennengruppen in unterschiedlichen Szenarien und an unterschiedlichen Sende- oder Empfangseinheiten soll hier nicht bzw. aus Motivationsgründen nur am Rande diskutiert werden. Die Betrachtung von Kanaleigenschaften, Kodierung oder Protokollen sei anderen Arbeiten vorbehalten. Die besonders im Empfangsfall entscheidende Betrachtung des Rauschens [31] soll hier ebenfalls nicht diskutiert werden. Auch wenn die Optimierung der AENs in dieser Arbeit für Leistungsanpassung vorgenommen wurde, kann das Konzept auf die Rauschanpassung übertragen werden. In [35] wurde gezeigt, dass optimale Rauschanpassung nur mit Hilfe von AENs realisiert werden kann. In diesem Zusammenhang wird weiterhin angenommen, dass Störer ein zentrales Problem in realen Systemen darstellen [3, S. 556]. Daraus folgt, dass die Fähigkeit, Keulenformung mit möglichst vielen Antennenfreiheitsgraden betreiben zu können, entscheidend ist.

In Abbildung 1.1 ist die Abgrenzung der Themenstellung illustrativ dargestellt. Es wird sichtbar, dass sich die vorliegende Arbeit an der Schnittstelle zwischen Signalverarbeitungskonzepten und deren technischer Implementie-

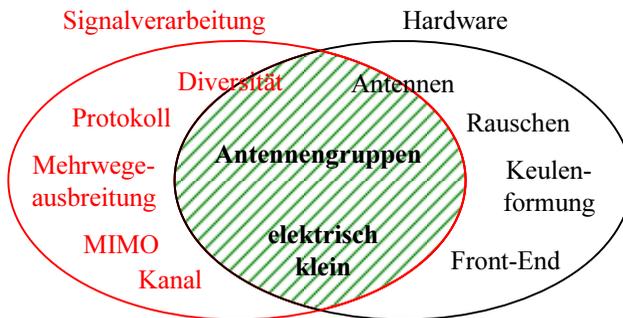


Abb. 1.1: Illustration der Einordnung der vorliegenden Schrift.

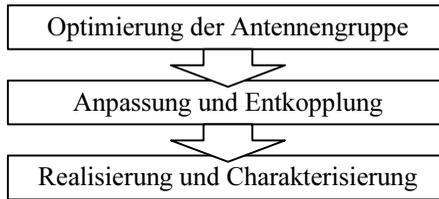


Abb. 1.2: Illustration der Struktur des Hauptteiles dieser Arbeit.

rung einordnet. Der Schwerpunkt liegt bei der praktischen Realisierung von Sende- und Empfangsantennen für Diversitätsausnutzung.

Die Beantwortung der gestellten Fragen stellt einen wichtigen Schritt für die praktische Umsetzung der Diversitäts- und MIMO-Konzepte in kleinen mobilen Geräten dar. In aktuellen Standards werden entsprechende Konzepte vorgesehen (zum Beispiel WLAN), so dass ein aktueller Bedarf an solchen Geräten und Antennengruppen besteht.

Um die gestellten Forschungsfragen geeignet beantworten zu können, wurde die Arbeit in sechs Kapitel unterteilt. Der Aufbau des Hauptteiles dieser Arbeit orientiert sich an der erarbeiteten Vorgehensweise beim Entwurf miniaturisierter Antennengruppen. Abbildung 1.2 zeigt diesen Ablauf, bestehend aus der Optimierung der Antennengruppe, deren Anpassung und Entkopplung sowie deren Realisierung und Charakterisierung.

Nach der Einleitung werden im **zweiten Kapitel** die grundlegenden Begriffe und Prinzipien definiert. Schwerpunkte sind hierbei das Phänomen der Superdirektivität und die Eigenmoden von Antennengruppen.

Im **dritten Kapitel** geht es um den Entwurf und die Optimierung der eigentlichen Antennengruppen. Die Kriterien geeigneter Einzelelemente spielen hier ebenso wie die physikalischen Grenzen der Antennenelemente und der gesamten Antennengruppen eine wichtige Rolle. Ein Verfahren zur Optimie-

rung kompakter Antennengruppen wird diskutiert, so dass Richtlinien und Entwurfstrategien abgeleitet werden können.

Daran schließt sich im **vierten Kapitel** der Entwurf von Anpass- und Entkoppelnetzwerken an. Hierzu wird eine theoretische Methode hergeleitet, die sowohl die Kontrolle der Torrichtcharakteristiken und die Optimierung der Elementtoleranzen als auch die Berücksichtigung der Verluste ermöglicht. Weiterhin werden die Reduktion der Netzwerkkomplexität sowie die Realisierung verschiedener Netzwerkelemente diskutiert.

Diese Ergebnisse ermöglichen die im **fünften Kapitel** dargestellten Realisierungen miniaturisierter Antennengruppen. Hierbei wird an praktischen Beispielen untersucht, wie viel Gewinn sich erreichen lässt und geklärt, ob unterschiedlich strukturierte Netzwerke unterschiedliche Gewinne erzielen.

Das letzte Kapitel beinhaltet abschließende Bemerkungen und die Diskussion verschiedener Anwendungsmöglichkeiten der Erkenntnisse.

2 Theoretische Grundüberlegungen

2.1 Einleitung und inhaltliche Einordnung

In diesem Kapitel werden die für das Verständnis des Folgenden benötigten mathematischen und physikalischen Methoden und Hintergründe definiert. Im Rahmen dieser Arbeit wird durchgehend eine einheitliche Definition der Kenngrößen verwendet, was dazu führen kann, dass sich Gleichungen auf den ersten Blick von denen in den verwendeten Quellen unterscheiden. Besonders können abweichende Normierungen in der Literatur zu scheinbaren Diskrepanzen führen, daher ist dieses Kapitel für das Verständnis der restlichen Arbeit notwendig.

2.2 Beschreibung von Antennen

Die folgende Abhandlung basiert auf einer Zusammenfassung bekanntem Wissens [3, 5–8], mit einer speziellen Ausrichtung und entsprechender Anpassung an die Erfordernisse dieser Schrift.

Die Funktion einer Antenne besteht in der Umwandlung einer leitungsgebundenen elektromagnetischen Welle in eine Freiraumwelle. Dieser Vorgang wird als Abstrahlung bezeichnet. Das wichtigste Kennzeichen einer Antenne ist somit das abgestrahlte Fernfeld. Im Fernfeld (\vec{E}_f , \vec{H}_f) einer Antenne stehen die Vektoren des elektrischen und des magnetischen Feldes senkrecht zueinander und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung \vec{e}_r . Es gilt:

$$\vec{H}_f(r, \Theta, \phi) = \frac{1}{Z_F} \vec{e}_r \times \vec{E}_f(r, \Theta, \phi),$$

wobei Z_F der Feldwellenwiderstand des Ausbreitungsmediums ist. Die Größen r , Θ und ϕ kennzeichnen einen Punkt im Raum durch Kugelkoordinaten. Weiterhin schwingen das elektrische und das magnetische Feld zeitlich in Phase, was gleichbedeutend damit ist, dass die abgestrahlte Leistung eine Wirkleistungsabgabe für das System darstellt. Aufgrund des direkten Zusammenhangs zwischen magnetischem und elektrischem Fernfeld, lässt sich die Richtcharakteristik $\vec{f}(r, \Theta, \phi)$ wie folgt definieren:

$$\vec{f}(r, \Theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r} a = \frac{1}{\sqrt{Z_F}} \vec{E}_f(r, \Theta, \phi) = \sqrt{Z_F} \vec{H}_f(r, \Theta, \phi) \times \vec{e}_r, \quad (2.1)$$

wobei a die in die Antenne gespeiste effektive Leistungswelle und k die Wellenzahl ist. In dieser Arbeit werden alle nicht speziell gekennzeichneten Größen als effektive Größen verwendet, so dass die Feldvektoren und Leistungswellen komplexe Effektivwerte sind. Es gilt: $|a|^2$ ist gleich der gespeisten Leistung P_{in} .

Die in Gleichung (2.1) definierte Richtcharakteristik $\vec{f}(r, \Theta, \phi)$ ist somit eine normierte Größe. Der für das Fernfeld typische Ausbreitungsterm einer Kugelwelle $\frac{e^{-jkr}}{r}$ wird von der Richtcharakteristik getrennt, so dass diese unabhängig vom Abstand ist. Der Vektor der Richtcharakteristik zeigt definitionsgemäß in Richtung des elektrischen Feldes und kennzeichnet dessen Polarisation. Die Richtcharakteristik lässt sich in einer Antennenmesskammer messen, wobei die Messanordnung mit Hilfe einer Referenzantenne kalibriert werden muss. Das Betragsquadrat der Richtcharakteristik gibt die Verteilung der abgestrahlten Leistung im Raum an. Wichtige Antennenkenngrößen lassen sich anhand der Richtcharakteristik ableiten.

Von besonderer Bedeutung ist die abgestrahlte Leistung P_{rad} , da sie direkt mit der Effizienz der Umwandlung von leitungsgebundenen in Freiraum-Wellen verknüpft ist. Die abgestrahlte Leistung lässt sich durch Integration der ge-

messenen Richtcharakteristik bestimmen:

$$P_{\text{rad}} = P_{\text{in}} \frac{1}{4\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\Theta=0}^{\pi} \vec{f}^H(\Theta, \phi) \vec{f}(\Theta, \phi) \sin \Theta \, d\Theta \, d\phi. \quad (2.2)$$

Hierbei kennzeichnet $\vec{f}^H(\Theta, \phi)$ die hermitesch transponierten Vektoren der Richtcharakteristik.

Der Strahlungswiderstand, eine häufig verwendete Antennenkenngröße, ist definiert über die Leistung P_{rad} , die bei Speisung eines bestimmten Stromes i abgestrahlt wird [5, S. 137]:

$$R_{\text{rad}} = 2 \frac{P_{\text{rad}}}{|\hat{i}|^2} = \frac{P_{\text{rad}}}{|i|^2}. \quad (2.3)$$

\hat{i} entspricht der Angabe des Stromes als Spitzenwert. Der Strahlungswiderstand eignet sich, um eine Aussage darüber zu treffen, wie gut eine Antenne abstrahlen kann.

Die Antenneneffizienz η_{ant} ist definiert als das Verhältnis aus abgestrahlter und von der Antenne aufgenommener Leistung P_{ant} :

$$\eta_{\text{ant}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{ant}}}. \quad (2.4)$$

Die dabei entstandene Verlustleistung ergibt sich aus $P_{\text{diss ant}} = P_{\text{ant}} - P_{\text{rad}}$. Bei einigen Antennen ist für eine optimale Funktion ein Anpassnetzwerk notwendig, wie zum Beispiel bei elektrisch kleinen Antennen.

Abbildung 2.1 zeigt die beteiligten Leistungen einer Antenne mit Anpassnetzwerk. Ausgehend von der zugeführten Leistung P_{in} wird ein Leistungsanteil P_{ref} reflektiert und der verbleibende von der Antenne akzeptiert P_{acc} . Die akzeptierte Leistung kann durch Verluste im Netzwerk $P_{\text{diss net}}$ und in

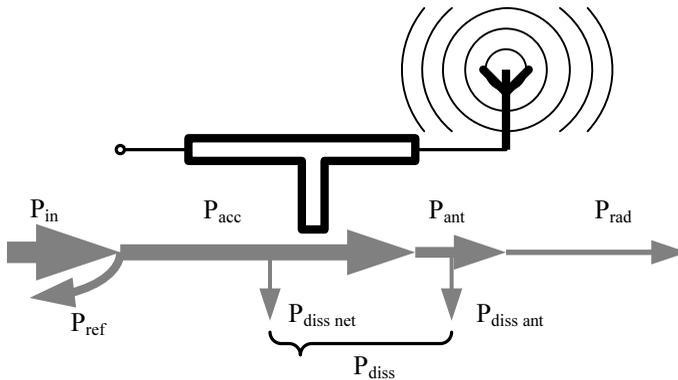


Abb. 2.1: Schematische Darstellung der Leistungszusammenhänge an einer Antenne.

der Antenne $P_{\text{diss ant}}$ reduziert werden. Die Summe aus den Verlusten im Netzwerk und der Antenne wird als Verlustleistung P_{diss} bezeichnet.

Aus dem Richtdiagramm einer Antenne lässt sich über die abgestrahlte Leistung die Gesamteffizienz η_{all} bestimmen. In dieser Effizienz sind die Verluste durch Fehlanpassung, die Antennenverluste und die Verluste eines möglichen Anpassnetzwerkes enthalten. Es gilt

$$\eta_{\text{all}} = P_{\text{rad}}/P_{\text{in}} = \eta_{\text{w}} \eta_{\text{refl}} = \eta_{\text{ant}} \eta_{\text{net}} \eta_{\text{refl}},$$

wobei $\eta_{\text{w}} = \eta_{\text{ant}} \eta_{\text{net}}$ der Wirkungsgrad des Antennensystems und $\eta_{\text{refl}} = P_{\text{acc}}/P_{\text{in}}$ die Anpassungseffizienz ist. Der Wirkungsgrad setzt sich aus der Antenneneffizienz $\eta_{\text{ant}} = P_{\text{rad}}/P_{\text{ant}}$ und der Netzwerkeffizienz $\eta_{\text{net}} = P_{\text{ant}}/P_{\text{acc}}$ zusammen.

In dieser Arbeit werden die Messdaten der Richtcharakteristiken für die grafische Darstellung mit Hilfe von Referenzantennen so kalibriert, dass sie in realisiertem Gewinn angegeben werden. Der realisierte Gewinn [6, S. 1-25] enthält im Gegensatz zu dem von der IEEE definierten Antennengewinn die

Anpassungsverluste, d. h. es wird an Stelle der akzeptierten Leistung P_{acc} auf die gespeiste Leistung P_{in} bezogen [7, S. 3]. Der realisierte Gewinn G ist direkt messbar, entspricht der realistischen Situation einer Anwendung und ist für elektrisch kleine Antennen oder Antennengruppen die geeignete Wahl, da hier die Anpassung eine bedeutende Rolle spielt.

Die Antennenwirkfläche, definiert als $A_{\text{wirk}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$, ist für die Beschreibung elektrisch kleiner Antennen und Antennengruppen weniger geeignet, da der Zusammenhang zwischen der Wirkfläche und der realen Fläche bei Gruppen mit wenigen Elementen [7, S.4] sowie bei superdirektiven Effekten an Aussagekraft verliert [8, S. 82-91].

Neben der Richtcharakteristik, der abgestrahlten Leistung und der davon abgeleiteten Größen ist die Bandbreite B eine entscheidende Antennenkenngröße. In dieser Arbeit wird die 3 dB-Bandbreite $B_{3 \text{ dB}}$ verwendet. Sie gibt den Frequenzbereich an, in dem die akzeptierte Leistung größer als die Hälfte der zugeführten Leistung ist ($P_{\text{acc}} \geq 0,5 P_{\text{in}}$). Weiterhin ist zu bemerken, dass die Richtcharakteristiken, Strahlungsleistungen und Strahlungseffizienzen abhängig von der Frequenz sind, aber wenn nicht anders gekennzeichnet nur für die Mittenfrequenz f_0 angegeben werden.

Eng verknüpft mit der Bandbreite ist die Strahlungsgüte Q_{rad} . Sie stellt eine Erweiterung des Strahlungswiderstandes oder der Strahlungsleistung dar. Die Strahlungsgüte ist definiert als das Verhältnis aus der pro Zeiteinheit gespeicherten Energie W_{stored} und der abgestrahlten Leistung P_{rad} [3, S. 502]

$$Q_{\text{rad}} = \frac{\omega W_{\text{stored}}}{P_{\text{rad}}}. \quad (2.5)$$

Diese Definition setzt voraus, dass die Antenne resonant ist. Bei nicht resonanten Antennen wird die Resonanz definitionsgemäß durch externe ideale

Elemente künstlich erzwungen. Es ergibt sich:

$$Q_{\text{rad}} = \begin{cases} \frac{2\omega W_{\text{stored}}^e}{P_{\text{rad}}} & , W_{\text{stored}}^m < W_{\text{stored}}^e \\ \frac{2\omega W_{\text{stored}}^m}{P_{\text{rad}}} & , W_{\text{stored}}^m > W_{\text{stored}}^e \end{cases} \quad (2.6)$$

wobei W_{stored}^m und W_{stored}^e die magnetische bzw. elektrische gespeicherte Energie kennzeichnen.

Eine Antenne mit einer niedrigen Strahlungsgüte strahlt entsprechend der Definition (2.5) besonders gut ab, da eine niedrige Strahlungsgüte einer hohen Strahlungsleistung bei gleicher gespeicherter Energie entspricht. Allgemein wird die Antennengüte Q zusätzlich zu der Strahlungsleistung P_{rad} auch eine Verlustleistung $P_{\text{diss ant}}$ enthalten, so dass P_{rad} zu $P_{\text{rad}} + P_{\text{diss ant}}$ wird. Im Gegensatz zur Strahlungsleistung, die aus dem Fernfeld bestimmt werden kann, wird für die Bestimmung der gespeicherten Energie die Kenntnis des Nahfeldes und aller Energiespeicher (zum Beispiel im Anpassnetzwerk) benötigt. Eine genauere Betrachtung der Bestimmung der Antennengüte wird in Kapitel 3 durchgeführt. Für nicht zu kleine Güten ($Q \gg 1$) lässt sich die relative unbelastete 3 dB-Bandbreite $B_{r,u,3 \text{ dB}} = \Delta f_{u,3 \text{ dB}}/f_0$ aus dem Reziproken der Güte zu $B_{r,u,3 \text{ dB}} \approx 1/Q$ bestimmen [36]. Für den Fall der Anpassung ist allerdings die praktisch relevante belastete Bandbreite zu verwenden. Sie entspricht der doppelten unbelasteten Bandbreite [3, S. 504]. Für die relative belastete 3 dB-Bandbreite $B_{r,3 \text{ dB}}$ gilt demzufolge:

$$B_{r,3 \text{ dB}} \approx \frac{2}{Q}. \quad (2.7)$$

Im Folgenden wird unter dem Begriff der Bandbreite die praktisch relevante belastete Bandbreite verstanden. Bandbreiten anderer Reflexionsfaktoren Γ lassen sich mit:

$$B_{r,\Gamma} \approx \frac{2\Gamma}{\sqrt{1-\Gamma^2}} \frac{1}{Q}$$

bestimmen. Mit $\Gamma = \sqrt{0,1}$ ergibt sich für die 10 dB-Bandbreite $B_{r,10 \text{ dB}} = 2/(3Q)$.

Mit Hilfe mehrstufiger Anpassnetzwerke kann die Anpassungsbandbreite erhöht werden. Das Bode-Fano Kriterium [9, S. 295] gibt dabei die Grenzbedingung im Fall eines einfachen Resonanzmodes an:

$$B_r \leq \frac{\pi}{Q \ln\left(\frac{1}{\Gamma_m}\right)}. \quad (2.8)$$

B_r ist die maximale relative Bandbreite, die für eine Güte Q des Resonanzmodes erreicht werden kann, wenn der maximale Reflexionsfaktor Γ_m im Durchlassbereich zugelassen wird. Mit anderen Worten, kann die Bandbreite nur durch eine Verschlechterung der Anpassung erhöht werden.

Der Wirkungsgrad η_w einer Antenne hängt direkt mit der Strahlungsgüte Q_{rad} zusammen [5, S. 762]:

$$\eta_w = \frac{1}{1 + \frac{Q_{\text{rad}}}{Q_{\text{loss}}}}, \quad (2.9)$$

wobei Q_{loss} die durch Materialeigenschaften bestimmten Verluste enthält. Es ist zu erkennen, dass bei steigenden Strahlungsgüten der Wirkungsgrad der Antenne abnimmt, wenn die Materialeigenschaften gleich bleiben. Um eine gute Effizienz der Anordnung zu gewährleisten, muss die Strahlungsgüte kleiner als die Materialgüte sein.

In dieser Arbeit wird davon ausgegangen, dass die Bedingungen des Reziprozitätstheorems [5, S. 127] erfüllt sind, und Betrachtungen für den Sendefall auf den Empfangsfall übertragbar sind. Allerdings sei darauf hingewiesen, dass es auch systembedingte Unterschiede gibt. So ist zum Beispiel im Sendefall die Leistungsanpassung und im Empfangsfall die Rauschanpassung an einen rauscharmen Verstärker (*Low Noise Amplifier* (LNA)) vorzunehmen. In

dieser Arbeit wird von Leistungsanpassung an eine Impedanz von $Z_0 = 50 \Omega$ gesprochen. Bei Rauschanpassung würde sich eine vom verwendeten LNA abhängige Impedanz ergeben, ohne dass sich dabei prinzipielle Überlegungen ändern.

2.3 Beschreibung von Antennengruppen

Die in Abschnitt 2.2 eingeführten Antennenkenngrößen werden in diesem Abschnitt auf Gruppenantennen erweitert.

2.3.1 Fernfelder und Beschreibungsmatrizen

Das Verhalten einer Gruppenantenne lässt sich durch ein n -Tor beschreiben, wobei zu jedem Tor l eine zugehörige Torrichtcharakteristik $\vec{f}_l(\Theta, \phi)$ gehört. Das entsprechende Fernfeld ergibt sich bei Speisung einer Leistungswelle a_l zu:

$$\vec{E}_{f,l}(r, \Theta, \phi) = \sqrt{Z_F} \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{f}_l(\Theta, \phi) a_l.$$

Z_F ist der Feldwellenwiderstand, k die Wellenzahl und r der Betrag des Abstandes. Die so definierten Torrichtcharakteristiken entsprechen der Speisung eines Tores bei gleichzeitigem reflexionsfreiem Abschluss der anderen Tore.

Aufgrund des Superpositionsprinzips lässt sich das gesamte Fernfeld der Antennengruppe aus der gewichteten Summe der Einzelcharakteristiken bestimmen:

$$\vec{E}_f(r, \Theta, \phi) = \sqrt{Z_F} \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_l \vec{f}_l(\Theta, \phi) a_l.$$

Eine bei Antennengruppen neu einzuführende Kenngröße ist die Korrelation ρ_{kl} der Torrichtcharakteristiken bei Speisung von Tor l und Tor m :

$$\rho_{lm} = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} \vec{f}_l^H(\Theta, \phi) \vec{f}_m(\Theta, \phi) \sin \Theta \, d\Theta \, d\phi}{\sqrt{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |\vec{f}_l(\Theta, \phi)|^2 \sin \Theta \, d\Theta \, d\phi} \sqrt{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |\vec{f}_m(\Theta, \phi)|^2 \sin \Theta \, d\Theta \, d\phi}}. \quad (2.10)$$

Die Korrelation der Richtcharakteristiken gibt an, wie viel Leistungsaustausch im Fernfeld stattfindet. Aufgrund der Leistungserhaltung wirkt sich diese Leistungsverkopplung direkt an den Antennentoren aus [37] (siehe Abschnitt 2.3.3). Eine wichtige Eigenschaft der Richtcharakteristiken ist die Orthogonalität. Zwei Richtcharakteristiken $\vec{f}_l(\Theta, \phi)$ und $\vec{f}_m(\Theta, \phi)$ sind dann orthogonal, wenn gilt:

$$\rho_{lm} = 0,$$

d. h. sie tauschen keine Leistung aus. Bei einer völligen Korrelation $\rho_{lm} = 1$ sind die beiden Richtcharakteristiken identisch.

Das n -Tor der Gruppenantenne kann entweder durch eine Impedanzmatrix $\tilde{Z}_a = \tilde{R}_a + j\tilde{X}_a$, eine Admittanzmatrix $\tilde{Y}_a = \tilde{G}_a + j\tilde{B}_a$ oder eine Streumatrix \tilde{S}_a beschrieben werden. Die Impedanz- und die Admittanzmatrix verknüpfen den Stromvektor \vec{i} mit dem Spannungsvektor \vec{u} . Es gilt:

$$\begin{aligned} \vec{u} &= \tilde{Z}_a \cdot \vec{i}, \\ \vec{i} &= \tilde{Y}_a \cdot \vec{u}. \end{aligned}$$

Es ist zu sehen, dass die Admittanzmatrix die Inverse der Impedanzmatrix sein muss. Die Admittanzmatrix lässt sich leicht in ein äquivalentes Ersatzschaltbild umwandeln. Dieser Vorteil ermöglicht eine direkte Zuordnung der Matrixwerte zu den entsprechenden Größen eines Ersatzschaltbildes oder allgemein einer Netzwerktopologie. Diese Zuordnung wird in Abschnitt 4.2.5

anhand eines Beispiels erläutert und in fast allen beschriebenen Netzwerkrealisierungen angewendet.

Die Streumatrix \tilde{S}_a verknüpft den hinlaufenden Leistungswellenvektor \vec{a} mit dem reflektierten Vektor $\vec{b} = \tilde{S}_a \vec{a}$. Die Notation der Streumatrix bietet Vorteile aufgrund der anschaulichen physikalischen Bedeutung der Leistungswellen.

Alle drei Beschreibungsmatrizen haben ihre Berechtigung. Sie sind äquivalent, d. h. sie können ineinander umgerechnet werden und haben für bestimmte Anwendungen jeweils Vor- bzw. Nachteile. Die Relationen zwischen den Speisevektoren und den Matrizen, sowie die Umrechnung zwischen den Darstellungsweisen sind in Anhang A.1 dargelegt.

2.3.2 Speisungsabhängigkeit der Antennenkenngößen

Um die Antennenkenngößen auf Antennengruppen zu übertragen, ist es sinnvoll mit der umgesetzten Wirkleistung zu beginnen. Die von der Antennengruppe akzeptierte Wirkleistung P_{acc} lässt sich wie folgt aus den drei Beschreibungsansätzen ermitteln:

$$\begin{aligned} P_{acc} &= \Re \left\{ \vec{i}^H \tilde{Z}_a \vec{i} \right\} = \vec{i}^H \tilde{R}_a \vec{i} \\ P_{acc} &= \Re \left\{ \vec{u}^H \tilde{Y}_a \vec{u} \right\} = \vec{u}^H \tilde{G}_a \vec{u} \\ P_{acc} &= \vec{a}^H \left(\tilde{E} - \tilde{S}_a^H \tilde{S}_a \right) \vec{a} \end{aligned} \quad (2.11)$$

\tilde{E} entspricht hierbei der Einheitsmatrix, $\Re \{ \cdot \}$ kennzeichnet den Realteil und H die hermitesche Transponierung. Nach der Definition in Gleichung (2.3) und unter Verwendung der Beziehungen in Anhang A.1 lässt sich der Strahlungswiderstand für eine verlustfreie Antennengruppe ohne Anpassnetzwerk

($P_{\text{acc}} = P_{\text{rad}}$) wie folgt bestimmen:

$$R_{\text{rad}} = \frac{\vec{i}^H \tilde{R}_a \vec{i}}{\vec{i}^H \vec{i}} = \frac{\vec{u}^H \vec{u}}{\vec{u}^H \tilde{G}_a \vec{u}} = Z_0 \frac{\vec{a}^H \left(\tilde{E} - \tilde{S}_a^H \tilde{S}_a \right) \vec{a}}{\vec{a}^H \left(\tilde{E} - \tilde{S}_a \right)^H \left(\tilde{E} - \tilde{S}_a \right) \vec{a}},$$

wobei $Z_0 = 50 \Omega$ die charakteristische Impedanz darstellt.

An dieser Stelle lässt sich eine wichtige Feststellung treffen: Der Strahlungswiderstand einer Antennengruppe hängt von der jeweiligen Speisung der Antennengruppe ab! Dieser Sachverhalt stellt einen Unterschied zur Einzelantenne dar, da in deren Fall die Speisevektoren eindimensionale Skalare sind und sich in den Beziehungen eliminieren lassen.

Es stellt sich die Frage, welche weiteren Antennenkenngrößen von der Speisung abhängig sind. Die Strahlungsgüte ist laut Gleichung (2.5) über die Strahlungsleistung definiert und somit eindeutig von der Speisung abhängig. Die Abhängigkeit in der Strahlungsgüte führt weiterhin zu einer Abhängigkeit der Bandbreite von der Speisung. Die Antenneneffizienz, definiert nach Gleichung (2.4) aus dem Verhältnis von abgestrahlter zu der von der Antenne aufgenommenen Leistung, lässt sich zwar durch Messung des Fernfeldes (führt zu P_{rad}) und einer Antennenmatrix (führt zu P_{acc}) bestimmen, aber schwerlich vorhersagen. Da die Antenneneffizienz aber mit zunehmender Strahlungsgüte abnimmt, ist auch diese abhängig von der Speisung.

Es lässt sich zusammenfassen: **alle elektrischen Antennenkenngrößen einer Antennengruppe hängen von der gewählten Speisung ab.** Für die Beschreibung von Antennengruppen stellt dieser Sachverhalt ein Problem dar, da es unendlich viele Speisungen und somit einen unendlich großen Parametersatz gibt. Ein Ausweg aus diesem Dilemma wird im folgenden Abschnitt vorgestellt.

2.3.3 Eigenmoden von Antennengruppen

Um eine Antennengruppe mit n Antennen vollständig zu charakterisieren, genügt es einen n -elementigen Satz der Antennenkenngößen anzugeben, der als orthogonale Basis die Bestimmung aller Kenngößen bei beliebigen Speisungen erlaubt. Diese orthogonale Basis von Speisevektoren wird im Folgenden Eigenspeisungen genannt. Die Eigenspeisungen regen die Antennengruppe in den so genannten Eigenmoden an. Zu diesen Eigenmoden gehören jeweils auch ein Satz von Kenngößen und orthogonalen Richtcharakteristiken. Diese Richtcharakteristiken werden im Folgenden als Modecharakteristiken bezeichnet.

Das Konzept der Eigenmoden von Antennengruppen wurde erstmals von den Autoren in [29] eingeführt. Die hier verwendete Definition der Eigenmoden wurde in [120] vorgestellt und ausführlich diskutiert. Aufgrund der zentralen Bedeutung dieses Konzeptes für die hier vorliegende Arbeit, wird die Definition an dieser Stelle wiederholt und diskutiert.

Die Bestimmung der Eigenmoden erfolgt über die Eigenwertzerlegung der quadratischen Matrix:

$$\tilde{H} = \tilde{E} - \tilde{S}^H \tilde{S} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots \\ H_{21} & H_{22} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}.$$

Aus Gleichung (2.11) ist ersichtlich, dass diese Matrix beschreibt, wie viel Leistung dem System bei einer bestimmten Speisung zugeführt wird. Die Diagonalelemente der Matrix geben die Anpassungseffizienz η_{refl} an einem Tor (Gleichung (2.12)) an. Die Nebendiagonalelemente können bei angenommener Verlustlosigkeit als unnormierte Korrelation der Richtcharakteristiken

(Gleichung (2.13)) interpretiert werden [37]:

$$H_{ll} = 1 - \sum_{i=1}^M |S_{il}|^2 = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \left| \vec{f}_l(\Theta, \phi) \right|^2 \sin \Theta \, d\Theta \, d\phi, \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} H_{lm} &= \sqrt{1 - \sum_{i=1}^M |S_{il}|^2} \rho_{lm} \sqrt{1 - \sum_{i=1}^M |S_{im}|^2} \\ &= \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \vec{f}_l^H(\Theta, \phi) \vec{f}_m(\Theta, \phi) \sin \Theta \, d\Theta \, d\phi. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Dieser Zusammenhang wird in [38] wiederholt und in [130] durch zahlreiche Messungen bestätigt. Die Bedingung der Orthogonalität ($\rho_{lm} = 0$) lässt sich demnach für verlustfreie Systeme, als $H_{lm} = 0$ darstellen. Im verlustbehafteten Fall ist der Zusammenhang zu den Fernfeldern schwierig zu definieren. Es lässt sich zum Beispiel durch Einfügen eines Widerstandes zwischen zwei Toren, ein Fall konstruieren, in dem trotz $H_{lm} = 0$ die Richtcharakteristiken verkoppelt sind. Andererseits zeigt die Erfahrung, dass normale Antennengruppen ein gutartiges Verhalten aufweisen und die Orthogonalität der Richtcharakteristiken bei entkoppelten Systemen sehr gut erfüllt wird. Eine obere Grenze des Fehlers durch die Annahme der Verlustlosigkeit bei Systemen mit einer definierten Effizienz wurde in [39] diskutiert.

Die Matrix \tilde{H} wird im Folgenden als Leistungsakzeptanzmatrix bezeichnet. Ihre Eigenwerte geben an, wie viel Wirkleistung dem System bei der entsprechenden Eigenspeisung zugeführt wird. Die a -Wellen Speisevektoren der Eigenspeisungen entsprechen den Eigenvektoren dieser Matrix. Des Weiteren ist die Leistungsakzeptanzmatrix hermitesch ($\tilde{H} = \tilde{H}^H$), so dass $\vec{a}^H \tilde{H} \vec{a}$ einer quadratischen Form im mathematischen Sinne entspricht [10, S.111], wodurch die Eigenwerte von \tilde{H} immer reell sind. H kennzeichnet eine hermitesch transponierte (adjungierte) Größe.

Die Eigenwertzerlegung wird im Folgenden durch

$$\tilde{H} = \tilde{U} \tilde{\Lambda} \tilde{U}^H \quad (2.14)$$

dargestellt, wobei die Matrix \tilde{U} in den Spalten die Eigenvektoren und die Diagonalmatrix $\tilde{\Lambda}$ als Diagonalelemente die Eigenwerte enthält.

Die Eigenspeisungen zeichnen sich durch zwei Eigenschaften aus. Zum Einen sind zwei unterschiedliche Eigenvektoren orthogonal $\vec{a}_i^H \vec{a}_j = 0$ und zum Anderen tauschen sie untereinander keine Leistungen aus, d. h. $\vec{a}_i^H \tilde{H} \vec{a}_j = 0$, wenn \vec{a}_i und \vec{a}_j zwei unterschiedliche Eigenvektoren sind.

Aufgrund der linearen Unabhängigkeit der Eigenmoden, lässt sich die dem System durch eine beliebige Anregung zugeführte Wirkleistung durch die Summe der Anteile der Eigenmoden bestimmen. Dieser Sachverhalt gilt nur, wenn die hier definierten Eigenspeisungen als orthonormale Basis verwendet werden. Alle zu den Eigenspeisungen gehörenden Antennenkenngrößen können bestimmt werden, so dass nur n Parametersätze ausreichen, um eine n -elementige Antennengruppe zu charakterisieren. Interessant ist außerdem die Tatsache, dass der größte Eigenwert die maximal und der kleinste Eigenwert die minimal mögliche Wirkleistung darstellt, die dem System zugeführt werden kann. Praktisch kann man somit von einer besten bzw. von einer schlechtesten Speisung sprechen.

Die Eigenvektoren der Impedanzmatrix, Admittanzmatrix oder Streumatrix stellen im Allgemeinen keine wirklichen Eigenspeisungen im obigen Sinne dar. Die resultierenden Eigenvektoren wären zwar ähnlich, allerdings nicht exakt identisch mit den Eigenspeisungen der Leistungsakzeptanzmatrix. Für spezielle Symmetriebedingungen, in denen die Matrizen normal im mathematischen Sinne sind ($\tilde{S}^H \tilde{S} = \tilde{S} \tilde{S}^H$ [11, S. 656]), stimmen die Eigenvektoren überein. Ein Beispiel hierfür sind die symmetrischen Zweiergruppen.

Durch Zusammenfassen n verschiedener Speisevektoren \vec{a}_i zu einer Matrix \tilde{A} , lässt sich eine Bedingung für Speisevektoren finden, die zu Anpassung und Entkopplung führen: $\tilde{A}^H \tilde{H} \tilde{A} = \tilde{E}$. Damit ist gemeint, dass ein Netzwerk, das bei Anregung eines Eingangstores die jeweils zugehörige Spalte der so genannten Leistungstransfermatrix \tilde{T}_a als Speisevektor an die Antennengruppe anlegt, nur dann anpasst und entkoppelt, wenn $\tilde{T}_a = \tilde{A}$ gilt. Diese Bedingung wird von allen Speisevektorsätzen erfüllt, die folgender Bedingung genügen:

$$\tilde{A} = \tilde{U} \tilde{\Lambda}^{-\frac{1}{2}} \tilde{\zeta}, \quad (2.15)$$

wobei $\tilde{\zeta}$ eine beliebige unitäre Matrix darstellt. Es zeigt sich, dass es unendlich viele Speisevektoren gibt, die zu Entkopplung und Anpassung führen. Abgegrenzt werden diese Vektoren durch den Unterraum der unitären Matrix.

Die verschiedenen Speisevektoren führen zu verschiedenen Sätzen orthogonaler Richtcharakteristiken (siehe Abschnitt 2.3.1), wohingegen die Speisevektoren an den Antennenfußpunkten untereinander nur im Fall der Eigenmodenspeisung orthogonal sind. Gleichbedeutend damit ist die Erkenntnis, dass die Speisung eines Eigenmodes nur eine Reflexion des selben Modes erzeugt [120]. Dies ist eine bemerkenswerte Eigenschaft der Eigenmoden, die deren Bedeutung als physikalische Basis hervorhebt. Verkopplung, wie die der Antennentore, wird bei Verwendung der Eigenmoden durch Eigenmode-Reflexionen ersetzt.

Mit Hilfe der Eigenvektoren lassen sich aus den Torrichtcharakteristiken die zu den Eigenmoden gehörenden Moderichtcharakteristiken bestimmen:

$$\vec{f}_{\text{Mode},i}(\Theta, \phi) = \sum_{l=1}^n U_{li} \vec{f}_l(\Theta, \phi),$$

wobei U_{li} das Element in Zeile l und Spalte i (Eigenvektor) der Matrix \tilde{U} entspricht. Mit Hilfe der Feldintegration nach Gleichung (2.2) lässt sich die Gesamteffizienz des i -ten Modes $\eta_{\text{all},i}$ bestimmen. Diese Modeeffizienzen stellen das beste Kriterium für eine Bewertung einer Antennengruppe dar, da für deren Funktion entscheidend ist, wie viel der zugeführten Leistung abgestrahlt wird.

2.4 Diversitätsgewinn

In diesem Abschnitt wird der Nutzen einer Diversitätsantenne diskutiert. Hierfür ist es notwendig eine Unterscheidung in der Systemkomplexität zu treffen. Ein reales MIMO-System, das durch Fremdsignale (*Interferer*) gestört ist, stellt die größte Komplexität dar. In Multi-Nutzer-Systemen ist die Übertragungskapazität häufig nicht durch das Rauschen, sondern durch Störsignale begrenzt [3, S. 556]. Hier ist der größte Gewinn bei Verwendung von Diversitätsantennen zu erwarten, da die Störer unterdrückt werden können und sich gleichzeitig die Übertragungskapazität maximieren lässt. Ein MIMO-System ohne Störer, stellt die mittlere Stufe dar. In MIMO-Systemen wird durch geeignetes Senden und Empfangen die Übertragungskapazität erhöht. Es werden somit am Empfänger und am Sender Diversitätsantennen eingesetzt.

Für die Charakterisierung einer Diversitätsantenne eignet sich die Betrachtung der Diversität, auch wenn der erreichte Kapazitätsgewinn niedriger ist als in den komplexeren Szenarien. Der Begriff Diversität steht für eine Mehrfachübertragung desselben Signals in verschiedenen physikalischen Übertragungskanälen. Die in dieser Arbeit wichtigen physikalischen Merkmale sind Raum-, Winkel- und Polarisationsdiversität, die zusammengefasst als Pattern-Diversität bezeichnet werden können [3, S. 578]. Die Diversitätsbetrachtungen gehen von einem Szenario aus, indem eine Antenne ein Signal aussendet, das aufgrund von Mehrwegeausbreitung aus verschiedenen Richtungen,

mit unterschiedlicher Laufzeit (Phasendrehung) und mit veränderter Polarisation an die Diversitätsantenne gelangt. Die Diversitätsantenne kann durch geeignete Kombination der Signale unterschiedlicher Pfade einen Diversitätsgewinn im empfangenen Signal zu Rausch Verhältnis (*Signal to Noise Ratio*) (SNR) und somit größere Datenraten erzielen. Der Begriff „Pfad“ hat hierbei eine erweiterte Bedeutung als nur den räumlichen Übertragungsweg. Ein Pfad kann sowohl aus einer Vielzahl von Übertragungswegen bestehen, als auch verschiedene Polarisations- und Laufzeiteigenschaften besitzen.

Es gibt verschiedene Kombinationsalgorithmen: *Selection Combining* (SC), *Equal Gain Combining* (EGC) und *Maximum Ratio Combining* (MRC) [3, S. 558]. MRC stellt dabei das Optimum dar und kann somit als Vergleichsgröße für andere Algorithmen verwendet werden [3, S. 733]. Hierbei werden die einzelnen Signale mit ihrem momentanen SNR gewichtet und anschließend addiert. Der Normierungsfaktor das i -ten Signals ist gegeben durch $u_i^*/E\{|n_i|^2\}$, wobei u_i das momentane Spannungssignal und $E\{|u_{\text{noise}}|^2\}$ der Erwartungswert des Betragsquadrates der Rauschspannung u_{noise} ist. Die Rauschspannung wird üblicher Weise als gleich in allen Zweigen und mit einer konstanten mittleren Leistung angenommen.

Die *Cumulative Distribution Function* (CDF) der Wahrscheinlichkeit bei n unkorrelierten Pfaden mit gleicher mittlerer Leistung Γ über einem bestimmten SNR-Niveau zu liegen ergibt sich nach [3, S. 566] zu:

$$\text{CDF} = 1 - e^{-x/\Gamma} \sum_{i=1}^n \frac{(x/\Gamma)^{i-1}}{(i-1)!}.$$

Hierbei entspricht x dem SNR.

Für unkorrelierte Pfade mit ungleichen mittleren Leistungen Γ_i lässt sich die CDF wie folgt bestimmen [3, S. 565]:

$$\text{CDF} = \sum_{i=1}^n \frac{1 - e^{-x/\Gamma_i}}{\prod_{j=1, j \neq i}^n \left(1 - \frac{\Gamma_j}{\Gamma_i}\right)}.$$

Unter der Annahme, dass die eintreffenden Signale Rayleigh-verteilt sind, entsprechen die mittleren Leistungen den Gesamteffizienzen der Antenneneigenmoden $\Gamma_i = \eta_i$ [121]. Rayleigh-verteilt bedeutet, dass eine ausreichende Anzahl in Amplitude, Phase, Richtung und Polarisation gleichverteilter Signale eintreffen. Diese Bedingung ist in *Indoor*-Szenarien besonders gut erfüllt. Es ist interessant, dass schon die geringe Anzahl von ca. sechs unterscheidbaren Übertragungswegen ausreicht, damit das *Fading* der Rayleigh-statistik folgt [4, S. 349].

Abbildung 2.2 zeigt die CDF für ideale Diversitätsantennen mit einem, zwei bzw. drei Elementen und zwei Beispiele realer Antennengruppen ohne und mit Anpass- und Entkoppelnetzwerk (AEN) aus Abschnitt 5.3. Die realistischen Beispiele haben drei Eigenmoden mit Gesamteffizienzen von (85, 1 | 53, 3 | 1, 5) % ohne AEN bzw. (80, 4 | 79, 8 | 15, 4) % mit AEN. Es ist zu erkennen, dass bei kleineren Modeeffizienzen die Wahrscheinlichkeit steigt, unter ein bestimmtes SNR-Level zu fallen, d. h. die Antennengruppe ist schlechter. Ein Maß dafür ist der Diversitätsgewinn, der für ein bestimmtes Wahrscheinlichkeitsniveau angibt, um wie viel das SNR der Diversitätsantenne über dem SNR einer Einzelantenne liegt. Es gibt keinen Standard, aber üblicher Weise wird als Wahrscheinlichkeitsniveau 0,5 % gewählt [3, S. 556]. Für die realen Beispielantennengruppen ergibt sich ein Diversitätsgewinn von $DG_{0,5\%} = 12,2$ dB ohne AEN bzw. $DG_{0,5\%} = 15,1$ dB mit AEN. In Abbildung 2.2 sind die Diversitätsgewinne grafisch durch Pfeile veranschaulicht. Der über die Gesamteffizienzen der Eigenmoden von Antennengruppen bestimmte Diversitätsgewinn wird anhand dieser Definition im weiteren Verlauf der Arbeit als zusätzliche Kenngröße der Antennengruppen verwendet. Er

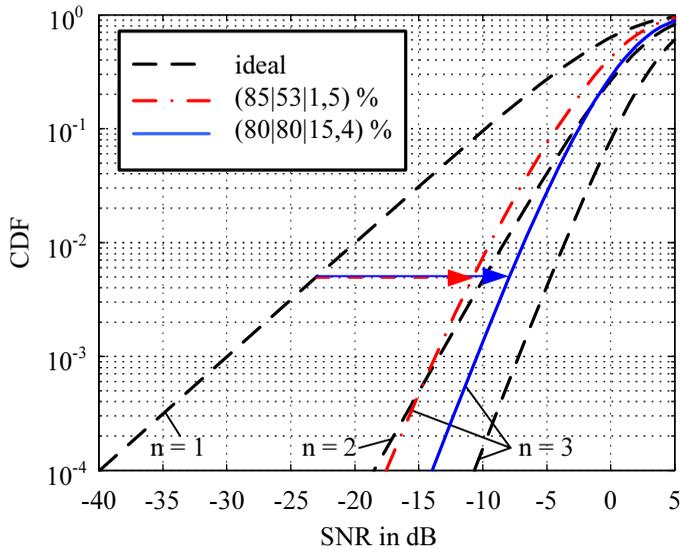


Abb. 2.2: Cumulative distribution function (CDF) der Wahrscheinlichkeit über einem bestimmten SNR-Niveau zu liegen, für ideale Diversitätsantennen mit einem, zwei bzw. drei Elementen und für zwei Beispiele realer Antennengruppen. Die Pfeile kennzeichnen die Diversitätsgewinne für eine Ausfallwahrscheinlichkeit von 0,5 %.

ist im Vergleich zu anderen Kenngrößen von Diversitätsantennen [40] eine direkte Antennenkenngröße und verhältnismäßig einfach zu bestimmen.

2.5 Superdirektivität

Der Begriff Superdirektivität wird laut IEEE [131] als ein Zustand definiert, der auftritt wenn die maximale Direktivität die Standarddirektivität deutlich übersteigt. Die Standarddirektivität ist durch eine gleichförmige (Amplitude und Phase) Belegung der Antennenapertur gekennzeichnet.

Einen anschaulichen Zugang zur Anregung von Superdirektivität in linearen Antennengruppen bietet die Polynomalmethode von Schelkunoff [5, S. 342].

Hierbei wird der Gruppenfaktor (*array factor*) AF als Polynom beschrieben:

$$\text{AF} = \sum_{i=0}^{n-1} a_i e^{j i \psi} = a_0 + a_1 e^{j \psi} + a_2 e^{j 2 \psi} + \dots + a_{n-1} e^{j (n-1) \psi}, \quad (2.16)$$

wobei a_i die Speisewellen an den einzelnen Elementen sind. Der Phasenwinkel $\psi = k d \cos \Theta$ steht direkt mit der Wellenzahl k , dem Elementeabstand d und dem Raumwinkel Θ in Verbindung. Das Polynom kann alternativ über seine $n - 1$ Nullstellen $s = e^{j \psi_0}$ beschrieben werden:

$$\text{AF} = a_{n-1} \prod_{i=1}^{n-1} (e^{j \psi} - s_i) = a_{n-1} (e^{j \psi} - s_1) (e^{j \psi} - s_2) \dots (e^{j \psi} - s_{n-1}). \quad (2.17)$$

Durch Ausmultiplizieren von Gleichung (2.17) und anschließendem Koeffizientenvergleich mit Gleichung (2.16) lassen sich die Speisevektoren bestimmen, die eine vorgegebene Lage der Nullstellen erzeugen. Abbildung 2.3a zeigt das Kreisdiagramm der komplexen Phase ψ für einen Elementeabstand von $d = \lambda/10$. Für kleinere Abstände als $\lambda/2$, ergibt sich neben der sichtbaren eine unsichtbare Region. Der sichtbare Bereich liegt in dem gewählten Beispiel zwischen $\psi = \pm k d = \pm 36^\circ$. Amplituden in der sichtbaren Region führen zu abgestrahlter Leistung in Richtung $\Theta = \arccos(\psi / (k d))$. Amplituden in der unsichtbaren Region werden nicht abgestrahlt und können als Leistungsreflexion im Sinne von Torverkopplung interpretiert werden. Liegen die Nullstellen im unsichtbaren Bereich, sind die Amplituden im Sichtbaren groß und im Unsichtbaren klein. Es ergibt sich eine fast gleichförmige Belegung des Speisevektors. Sollen hingegen Nullstellen im Sichtbaren erzeugt werden, ergibt sich eine stark gegenphasige Belegung. Die Amplituden sind dabei im Unsichtbaren groß und im Sichtbaren klein. Die Abbildungen 2.3b und 2.3c veranschaulichen dieses Verhalten am Beispiel der linearen Antennengruppe mit $n = 3$ Elementen im Abstand von $d = \lambda/10$.

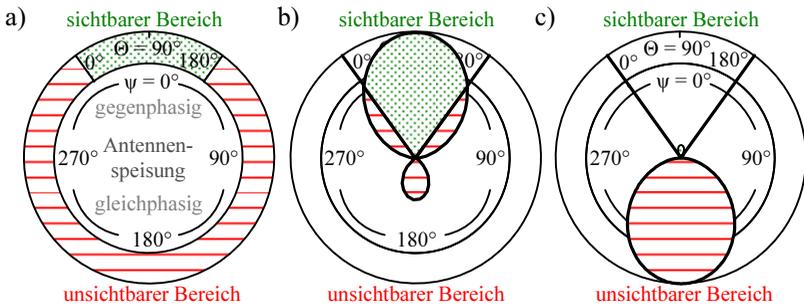


Abb. 2.3: Beispiel einer linearen Antennengruppe mit $n = 3$ Elementen im Abstand von $d = \lambda/10$. a) Kreisdiagramm mit komplexer Phase ψ und Unterteilung in einen sichtbaren und einen unsichtbaren Bereich. Der sichtbare Bereich ist durch den realen Raumwinkel Θ charakterisiert. b) Amplitudenverteilung bei gleichphasiger Speisung und konstanter Amplitude. Die $n - 1$ Nullstellen sind im unsichtbaren und der Großteil der Amplitude im sichtbaren Bereich. c) Amplitudenverteilung bei Erzeugung der $n - 1$ Nullstellen im sichtbaren Bereich ($\Theta = 0^\circ$ und $\Theta = 180^\circ$). Die resultierende Belegung der Speisung ist stark gegenphasig und der Großteil der Amplitude liegt im unsichtbaren Bereich.

Aufgrund der Nullstellen im sichtbaren Bereich ergibt sich bei annähernd gegenphasiger Speisung eine größere Direktivität als bei gleichförmiger Speisung, d. h. es liegt Superdirektivität vor. Dabei wird wenig Leistung abgestrahlt, aber viel Leistung durch Kopplung reflektiert. Diese Erkenntnis lässt sich über das Fernfeld veranschaulichen. Würde Leistung unabhängig von zwei Antennen abgestrahlt, die eng benachbart sind, so subtrahieren sich bei gegenphasiger Anregung die gedachten abgestrahlten Leistungen der beiden Einzelantennen fast völlig. Die von der Gruppenanordnung tatsächlich abgestrahlte Leistung sinkt dadurch dramatisch. Weiterhin muss die restliche Leistung aufgrund der Leistungserhaltung an den Toren der Antennen reflektiert werden [41]. Superdirektivität ist demnach durch eine überwiegend **destruktive Überlagerung** der Felder der Einzelantennen charakterisiert.

Für Gruppenantennen lassen sich die folgenden Aussagen treffen. Der Abstand der Antennenelemente muss kleiner als $\lambda/2$ sein, damit Superdirektivität auftreten kann. Das Auftreten von superdirektiven Effekten ist von der momentan angelegten Speisung abhängig. Eine gegenphasige Speisung benachbarter Antennenelemente kann, je nach deren Abstand, eine große Superdirektivität hervorrufen. Eine gleichphasige Speisung wird definitionsgemäß keine Superdirektivität erzeugen.

In der Literatur herrscht Einigkeit darüber, dass eine superdirektive Anregung zu einem kleinen Strahlungswiderstand und einer hohen Strahlungsgüte führt [5, 8, 131], was auch direkt aus der oben dargelegten Beobachtung ersichtlich wird. Eine Abschätzung des Zusammenhangs zwischen der Güte und dem Grad der Superdirektivität im superdirektiven Regime kann nach [42] wie folgt angegeben werden:

$$Q \approx 10^{\pi(D-D_0)},$$

wobei D die maximale Direktivität und D_0 die Standarddirektivität angibt.

Ein weiteres Problem bei hoher Superdirektivität ist die Sensitivität gegenüber Variationen in der Speisung. Aufgrund der Differenzbildung werden große Amplituden von einander subtrahiert, so dass kleine Amplituden übrig bleiben. Weicht die Speisung etwas von der gewünschten Subtraktion ab, so gibt es additive Anteile, die, da sie weitaus besser abstrahlen, zu einer Verzerrung der gewünschten Richtcharakteristik führen. Ein Maß für diese Empfindlichkeit ist der klassische Sensitivitätsfaktor SF [43]. Er ist definiert nach [5, S. 307] als:

$$\text{SF} = \frac{\sum_{i=1}^n |a_i|^2}{\left| \sum_{i=1}^n a_i e^{-jkr_i} \right|^2},$$

wobei a_i die Anregung am Tor i und r_i die Entfernung vom Tor i zu dem Fernfeldpunkt mit maximaler Direktivität entspricht.

An dieser Stelle wird vom Autor ein Moden-Sensitivitätsfaktor MSF eingeführt, der auf dem Verhältnis der Gesamteffizienzen des besten $\eta_{\text{all,max}}$ zum schlechtesten Eigenmode $\eta_{\text{all,min}}$ beruht:

$$\text{MSF} = \frac{\eta_{\text{all,max}}}{\eta_{\text{all,min}}}.$$

Dieser Faktor lässt sich als Maß für die Empfindlichkeit der Richtcharakteristiken von den Variationen in der Speisung deuten. Bei stark unterschiedlichen Effizienzen führen kleine unerwünschte Anregungen des besten Modes zu einer starken Überlagerung, sprich Verzerrung, der gewünschten Richtcharakteristik, falls die gewünschte Richtcharakteristik eine schlechte Effizienz aufweist. Dieser Aspekt zeigt, dass durch eine Verbesserung der Modeeffizienzen mit Hilfe eines AENs auch die Sensitivität gegenüber Fehlern in der Speisung reduziert wird.

Um Reflexionsverluste klein zu halten, muss der durch Superdirektivität bedingte niedrige Strahlungswiderstand an einen Quellwiderstand von zum Beispiel 50Ω angepasst werden. Dabei wird die reflektierte Energie wieder dem System zugeführt, was zu einer großen gespeicherten Energie führt. Eine hohe Strahlungsgüte, eine kleine Bandbreite und unter Umständen eine niedrige Effizienz sind die Folge.

Eine Bibliographie von Veröffentlichungen zum Thema Superdirektivität bis 1960 ist in [44] zu finden. Der Großteil dieser Literatur ist geprägt davon, kompakte Antennen mit sehr großem Gewinn realisieren zu wollen, und kommt zu dem Schluss, dass ein solcher Supergewinn nicht praktikabel ist (zum Beispiel [45]). Andere, vor allem neuere, Veröffentlichungen [43, 46–56] konnten bei einer kleineren Anzahl verwendeter Antennen und unter Beschränkung der Superdirektivität auch praktische Realisierungen nachweisen. Hierbei geht es um feststehende Gruppen, die nicht adaptiv ihre Keulen verändern sollen, da die Beschränkung meist eine Einschränkung der

Speisungen darstellt. Die Keulenformung superdirektiver Antennengruppen wurde in [57–59] untersucht und als möglich eingestuft.

Es sei erwähnt, dass elektrisch kleine Einzelantennen auch in die superdirektive Kategorie fallen [36, 55]. Elektrisch klein sind Antennen, deren größte Abmessung kleiner als λ/π [60, 61] ist.

In dieser Arbeit wird von der Notwendigkeit ausgegangen, alle Freiheitsgrade der Antennengruppe zu nutzen, um die maximale Diversität verfügbar zu machen. Als Freiheitsgrade können die n Eigenmoden betrachtet werden, die es ermöglichen $n - 1$ Nullstellen in der Gesamtrichtcharakteristik zu erzeugen. Tatsächlich dominiert der Eigenmode höchster Ordnung das Verhalten, wenn alle $n - 1$ Nullstellen im sichtbaren Bereich ausgeprägt werden. Ist dieser Mode aufgrund einer zu hohen Superdirektivität nicht effektiv nutzbar, können entsprechend weniger Nullstellen im sichtbaren Bereich ausgeprägt werden. Statt einer Beschränkung der Freiheitsgrade in der Speisung der Antennengruppen auf die Moden, die unterhalb einem zu definierenden Superdirektivitätsniveau liegen, wie in [62, 132] vorgeschlagen, wäre eine Verringerung der Elementanzahl bei vorgegebener Größe ratsam. Durch eine solche Verringerung der Elementanzahl können unnötige Kosten in der Signalverarbeitung für nicht genutzte Antennenansteuerungen, entsprechend der nicht genutzten Freiheitsgrade, einspart werden.

Das Hauptargument für die Verwendung hochgütiger superdirektiver Eigenmoden, trotz einer zu erwartenden niedrigeren Effizienz, ist die räumliche Filterung. Für Anwendungen zur Signaltrennung in Systemen mit Mehrwegeausbreitung oder für die Unterdrückung von Störern im Allgemeinen, ist die Anzahl der nutzbaren Freiheitsgrade entscheidend. So kann ein zusätzlicher Freiheitsgrad einen großen Diversitätsgewinn bringen.

2.6 Antennensysteme

In diesem Abschnitt soll die weitere Vorgehensweise dieser Arbeit motiviert werden.

Elektrisch kleine Einzelantennen sind bekannt dafür, dass sie stark fehlangepasst sind und somit ein Anpassnetzwerk benötigen, um Leistung effektiv empfangen oder abstrahlen zu können. In völliger Analogie zu elektrisch kleinen Einzelantennen müssen die superdirektiven Eigenmoden elektrisch kleiner Antennengruppen angepasst werden, da aufgrund des niedrigen Strahlungswiderstandes eine starke Fehlanpassung vorliegt. Die Anpassung der Moden wird durch ein so genanntes Anpass- und Entkoppelnetzwerk (AEN) realisiert.

Um die Wirkungsweise eines AENs zu erläutern, soll ein einfaches Beispiel einer Zweitorantenne entkoppelt werden [122]. Eine solche Antennengruppe kann durch die folgende Impedanzmatrix beschrieben werden:

$$\tilde{Z} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{21} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{pmatrix}.$$

Wird Antennenelement 1 mit einem Strom i_1 gespeist, ergibt sich durch die Feldverkopplung ein Strom i_2 im Antennenelement 2 nach $i_2 = \frac{Z_{12}}{Z_{L2} + Z_{22}} i_1$, wobei Z_{L2} die Lastimpedanz am Tor 2 ist. Die Koppelimpedanz Z_{12} führt somit zu einer Verzerrung der Richtcharakteristik durch den Strom in Antennenelement 2 und zu einem Leistungsverlust durch den Strom in der Lastimpedanz Z_{L2} . Der Leistungsverlust kann, wie in Abbildung 2.4 angedeutet, durch den Entwurf eines Entkoppelnetzwerkes verhindert werden. Die Impedanzmatrix \tilde{Z} der Antennengruppe wurde durch eine Entkoppelimpedanz Z_c modifiziert $Z_c = \frac{Z_{12}^2 - Z_{11}^2}{Z_{12}}$, so dass sich neue Systemtore ergeben. Wird nun das Systemtor 1 durch den Strom i_{01} gespeist, entsteht an Systemtor 2 eine

virtuelle Masse, wodurch keine Leistung in der entsprechenden Lastimpedanz umgesetzt wird. Die Systemtore sind somit entkoppelt.

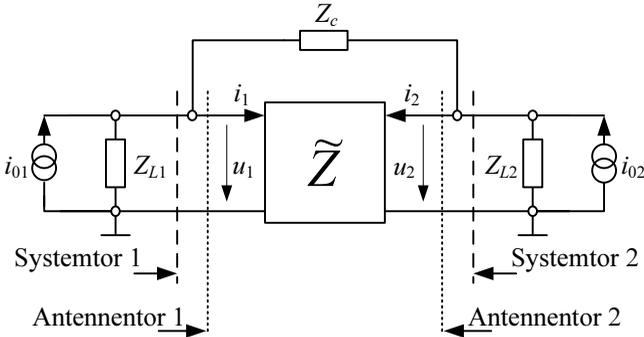


Abb. 2.4: Einfaches Beispiel einer Entkopplung für eine Zweitorantenne, repräsentiert durch eine Impedanzmatrix \tilde{Z} und ein Entkoppelelement Z_c .

Das Verhältnis der Ströme in den Antennenelementen $\frac{i_2}{i_1} = \frac{Z_{12}}{Z_{22}}$ zeigt, dass trotz Anregung nur eines Systemtores beide Antennenelemente aktiv sind. Im Gegensatz zur Antennenelemententkopplung ($i_2 = 0$) wird in dieser Arbeit unter Entkopplung die Systemtorentkopplung verstanden. Bei einer beliebigen Anregung beider Systemtore ergibt sich das Stromverhältnis an den Antennen zu $\frac{i_2}{i_1} = \frac{i_{01} Z_{12} - i_{02} Z_{22}}{i_{01} Z_{22} - i_{02} Z_{12}}$. Dieser Zusammenhang bestimmt die Richtcharakteristik, die sich in Abhängigkeit einer gewählten Systemspeisung einstellt.

Während sich eine Antennenentkopplung ($i_2 = 0$) nur für rein imaginäre Koppelimpedanzen realisieren lässt [63], ist die Systemtorentkopplung für beliebige Koppelimpedanzen möglich, auch wenn das gewählte Beispiel stark vereinfacht war, da keine einschränkenden Forderungen an das Entkoppelelement gestellt wurden. Praktisch realisierbare Entkoppelnetzwerke sollen hingegen passiv und idealer Weise verlustlos sein. Bei angenommener Verlust-

freiheit ergeben sich nach der Entkopplung orthogonale Richtcharakteristiken (siehe Abschnitt 2.3.3).

Die in dieser Arbeit beschriebenen Antennensysteme bestehen also aus zwei Teilen: der eigentlichen Antennengruppe und einem AEN. Der verallgemeinerte Aufbau ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Es ist offensichtlich, dass die Impedanzmatrix des AENs eine Komplexität von $2n \times 2n$ aufweist, wenn die Anzahl der Antennen- und Systemtore gleich n ist.

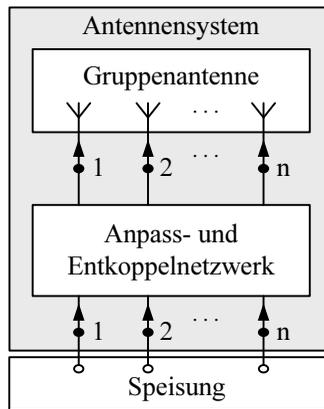


Abb. 2.5: Schematische Darstellung eines allgemeinen Antennensystems bestehend aus einer Antennengruppe und einem Anpass- und Entkoppelnetzwerk.

Bei elektrisch kleinen Antennen können Teile des Anpassnetzwerkes in die Antennen selbst integriert werden. Die eingefügten Strukturen dienen dabei als zusätzlicher Nahfeldspeicher. Dies ist auch für Antennengruppen denkbar, aber aufgrund der erforderlichen Komplexität der Netzwerke schwierig zu realisieren. Ein Beispiel für eine solche Integration ist in [64] zu finden. In dieser Arbeit wird der Entwurf und die Optimierung der eigentlichen Antennengruppe (Kapitel 3) getrennt vom Entwurf des AENs (Kapitel 4) behandelt.

Dieses Vorgehen erweist sich als sehr praktikabel, auch wenn eine Verschmelzung der beiden Teile des Antennensystems denkbar wäre.

Im Sendefall soll möglichst effizient Leistung abgestrahlt werden, so dass das AEN Leistungsanpassung an die Generatoren gewährleisten muss. Hierzu ist die Entkopplung der Einzelantennen notwendig, da Kopplungen als Leistungsreflexionen an der Antennengruppe betrachtet werden können [30, 31, 133]. Entkopplung ist wie oben bereits erwähnt, gleichbedeutend mit einer Dekorrelation der Richtcharakteristiken. Im Empfangsfall wird ein möglichst großes SNR benötigt, was eine Rauschanpassung an die Verstärker erforderlich macht. Um Rauschanpassung bei Antennengruppen zu erreichen, ist auch eine Entkopplung der Eingangstore notwendig [35]. Für den Entwurf des AENs ändert sich nichts, bis auf die charakteristische Impedanz, an die angepasst wird.

2.7 Zusammenfassung und physikalische Interpretation

In diesem Kapitel wurden, basierend auf den klassischen Antennenkenngrößen, die Beschreibungsgrößen von Antennengruppen dargelegt. Es wurde herausgestellt, dass die Eigenschaften allgemeiner Antennengruppen von der Speisung abhängen, d. h. es unendlich viele Betriebszustände gibt. Um Antennengruppen charakterisieren, optimieren und vergleichen zu können, ist es vorteilhaft, das Konzept der Eigenmoden einzuführen. Die verwendeten Eigenmoden liefern aufgrund ihrer Definition über die Leistungsbeziehungen Einsichten in die physikalische Wirkungsweise der Antennengruppen. Sie können als orthogonales Basissystem verstanden werden, aus dem sich die Eigenschaften aller Betriebszustände ableiten lassen. Diese Eigenschaft ermöglicht es, Antennengruppen mit n Sätzen von Kenngrößen beschreiben zu können, wobei n die Anzahl sowohl der Antennenelemente als auch der Ei-

genmoden ist. Die wichtigste Kenngröße ist die Gesamtmodeeffizienz $\eta_{\text{all},i}$, die angibt, wie viel Leistung im entsprechenden Mode i abgestrahlt werden kann. Für Anwendungen, bei denen Diversität genutzt werden soll, sind die Anzahl der Freiheitsgrade und deren Effizienzen entscheidend. Für idealisierte Szenarien lässt sich aus den Modeeffizienzen ein Bewertungsmaß für Diversitätsantennen ableiten, der Diversitätsgewinn.

Unter Beachtung der Tatsache, dass es in dieser Arbeit um elektrisch kleine Antennengruppen geht, war die Diskussion der Superdirektivität notwendig. Die Superdirektivität ist das grundlegende physikalische Konzept, das sowohl die physikalischen Grenzen der Miniaturisierung, als auch die Eigenschaften kompakter Antennengruppen bestimmt. Der Grad der Superdirektivität nimmt mit der Ordnung der Eigenmoden zu, so dass eine Beschränkung der zulässigen Speisungen einer Verringerung der Freiheitsgrade gleich kommt. Dieser Sachverhalt legt den Schluss nahe, dass es in diesem Fall besser wäre, die Anzahl der Einzelelemente zu reduzieren.

Eine hohe Superdirektivität führt zu einer starken Fehlanpassung, verursacht durch einen kleinen Strahlungswiderstand. Durch die Verwendung passiver Anpassnetzwerke, lässt sich die Fehlanpassung beseitigen. Die Konsequenz einer hohen Superdirektivität ist dann jedoch eine schmale Bandbreite und eventuell hohe dissipative Verluste. Andererseits verspricht die Verwendung von Anpassnetzwerken die Erhöhung der Gesamtmodeeffizienzen und somit die Verbesserung des Diversitätsgewinnes der Antennengruppen.

3 Optimierung kompakter Antennengruppen

3.1 Einleitung und inhaltliche Einordnung

In diesem Kapitel wird der Entwurf der eigentlichen Antennengruppen behandelt. Hierzu werden im zweiten Abschnitt die Bedingungen an die zu verwendenden Einzelstrahler untersucht und die Eignung verschiedener Strahlertypen diskutiert.

Ein wichtiger Untersuchungsschwerpunkt dieser Arbeit sind die theoretischen Grenzen kompakter Antennengruppen. Diese Grenzen basieren auf grundlegenden Betrachtungen der Multipolfelder, wie sie in renommierten Arbeiten [65–68] zur Bestimmung der physikalischen Grenzen elektrisch kleiner Antennen Anwendung finden. Die Diskussion des dritten Abschnittes entspricht der Anwendung des in [68] vorgestellten Konzeptes auf elektrisch kleine Gruppenantennen. Die Multipolfelder eignen sich für die Abschätzung des Potentials theoretischer Diversitätsantennen [69–71]. Anhand verschiedener Beispiele werden in dieser Arbeit die theoretischen Grenzen hinsichtlich ihrer praktischen Relevanz geprüft. Diese Betrachtungen sind notwendig, um praktische Antennengruppen bewerten zu können. Sie liefern weiterhin Hinweise, wie sich effiziente Antennengruppen kompakt realisieren lassen.

Des Weiteren werden die Konzepte der Eigenmodenanalyse und Eigenmodenoptimierung näher erläutert. Ziel ist es, ein tieferes Verständnis der Eigenmoden von Antennengruppen zu schaffen. Die Diskussion wird anhand praktischer Beispiele geführt, die im weiteren Verlauf der Arbeit von Bedeutung sind.

3.2 Kriterien geeigneter Einzelemente

3.2.1 Bedeutung effizienter Einzelemente

Um die Bedeutung der Effizienz der Einzelstrahler diskutieren zu können, werden die Eigenmoden einer symmetrischen Zweiergruppe näher betrachtet. Die Impedanzmatrix einer solchen Antennengruppe lässt sich wie folgt darstellen:

$$\tilde{Z} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{11} \end{pmatrix},$$

wobei Z_{11} die Eigenimpedanz des Antennenelementes und Z_{12} die Koppleimpedanz darstellt. Es lässt sich zeigen, dass die Eigenspeisungen, in diesem Fall, exakt einer gleichphasigen (even) bzw. einer gegenphasigen (odd) Speisung entsprechen. Den beiden Eigenmoden lassen sich die folgenden Speiseimpedanzen zuordnen:

$$Z_{\text{even}} = Z_{11} + Z_{12}$$

$$Z_{\text{odd}} = Z_{11} - Z_{12}.$$

Die Eingangsimpedanz eines Antennenelementes $Z_{11} = R_{\text{rad}} + R_{\text{loss}} + jX_{11}$ kann durch die Summe des Strahlungswiderstandes R_{rad} , des Verlustwiderstandes R_{loss} und dem Imaginärteil jX_{11} dargestellt werden. Der Wirkungsgrad des Antennenelementes ergibt sich zu

$$\eta_{\text{ant}} = \frac{R_{\text{rad}}}{R_{\text{rad}} + R_{\text{loss}}}.$$

Damit kann der Wirkungsgrad des gegenphasigen Modes zu

$$\eta_{\text{odd}} = \frac{R_{\text{rad}} - R_{12}}{\frac{1-\eta_{\text{ant}}}{\eta_{\text{ant}}} R_{\text{rad}} + R_{\text{rad}} - R_{12}}$$

bestimmt werden.

Die durchgezogenen Kurven in Abbildung 3.1a zeigen den Wirkungsgrad η_{odd} einer zweielementigen Dipolgruppe bei gegenphasiger Speisung für verschiedene Wirkungsgrade der Einzelelemente η_{ant} . Diesen Ergebnissen liegt die Berechnung der Koppelimpedanz durch bestimmen der im Element zwei hervorgerufenen Spannung bei sinusförmiger Strombelegung im ersten Element zugrunde. Nach Vereinfachung der allgemeinen Gleichungen nach [12, S. 452] lässt sich die Koppelimpedanz zweier paralleler, im Abstand d befindlicher Dipole der Länge $l = \lambda/2$ wie folgt bestimmen:

$$\begin{aligned} Z_{12} = & 30 \left(2 \text{Ci}(kd) - \text{Ci} \left(\sqrt{(kd)^2 + \pi^2} - \pi \right) - \text{Ci} \left(\sqrt{(kd)^2 + \pi^2} + \pi \right) \right) \\ & - 30j \left(2 \text{Si}(kd) - \text{Si} \left(\sqrt{(kd)^2 + \pi^2} - \pi \right) - \text{Si} \left(\sqrt{(kd)^2 + \pi^2} + \pi \right) \right), \end{aligned} \quad (3.1)$$

wobei Si dem Sinusintegral, Ci dem Cosinusintegral und k der Wellenzahl entspricht.

Wird an Stelle des Abstandes der Dipolradius eingesetzt lässt sich die Eingangsimpedanz eines verlustfreien $l = \lambda/2$ langen Dipols zu $R_{\text{rad}} + jX_{11} = (73 + j42) \Omega$ bestimmen. Es ist erkennbar, dass für kleine Dipolabstände der Wirkungsgrad des gegenphasigen Modes rapide abnimmt. Weiterhin ist eine starke Abhängigkeit von der Effizienz des Einzelstrahlers zu sehen.

Die gestrichelten Linien in Abbildung 3.1a geben die Gesamteffizienz $\eta_{\text{all,odd}} = \eta_{\text{odd}} \eta_{\text{refl,odd}}$ an. Die Anpassungseffizienz $\eta_{\text{refl,odd}}$ lässt sich über den Reflexionsfaktor Γ zu

$$\eta_{\text{refl,odd}} = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{4Z_0 R_{\text{odd}}}{(R_{\text{odd}} + Z_0)^2 + X_{\text{odd}}^2}$$

bestimmen, wobei $R_{\text{odd}} = R_{\text{rad}} - R_{12} + \frac{1-\eta_{\text{ant}}}{\eta_{\text{ant}}} R_{\text{rad}}$, $X_{\text{odd}} = X_{11} - X_{12}$ und $Z_0 = 50 \Omega$ gilt. Der durch ein ideales Anpassnetzwerk erreichbare Gewinn $G_{\text{net,odd}}$ lässt sich aus dem Verhältnis zwischen Wirkungsgrad und Ge-

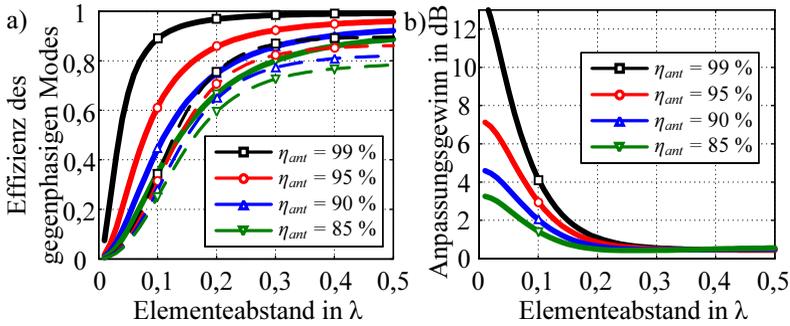


Abb. 3.1: a) Wirkungsgrade η_{odd} (—) und Gesamteffizienzen $\eta_{all,odd} = \eta_{odd} \eta_{ref,odd}$ (- -) bei gegenphasiger Speisung einer zweielementigen $\lambda/2$ -Dipolgruppe für verschiedene Wirkungsgrade der Einzel-elemente. b) Gewinn $G_{net,odd}$ der durch eine ideale (verlustfreie) Anpassung erreicht werden kann in Dezibel und für verschiedene Wirkungsgrade der Einzel-elemente.

samteffizienz bestimmen:

$$G_{net,odd} = \frac{\eta_{odd}}{\eta_{all,odd}} = \frac{1}{\eta_{ref,odd}}.$$

Die für das gewählte Beispiel gewonnenen Daten sind in Abbildung 3.1b zu sehen. Es wird deutlich, dass der erreichbare Anpassungsgewinn durch einen schlechten Wirkungsgrad der Einzelstrahler stark vermindert wird. Zu bemerken ist, dass sich aufgrund der Fehlanpassung des $\lambda/2$ -Dipols immer ein Anpassungsgewinn ergibt. Für ideal angepasste Einzelstrahler (für dünne Dipole etwa $l \approx 0,47\lambda$) würde der ermittelte Anpassungsgewinn für große Abstände gegen null streben.

Bei Betrachtung beider Diagramme, lässt sich feststellen, dass ein hoher Anpassungsgewinn auf einem hohen Effizienzniveau nur mit sehr effizienten Einzelstrahlern möglich ist. Der starke Effekt der Verluste in den Einzel-

elementen tritt aufgrund der destruktiven Feldüberlagerung so deutlich zutage. Für kleine Elementeabstände wird der Strahlungswiderstand extrem reduziert, so dass der Verlustwiderstand der Einzelelemente einen Großteil der Leistung aufnimmt.

3.2.2 Größenkompromiss der Einzelstrahler

Für die Miniaturisierung von Antennengruppen erscheint es vorteilhaft kleine Einzelstrahler zu verwenden. Die Antennenelemente müssen nicht nur physisch voneinander getrennt sein, sondern sollten möglichst auch wenig Nahfeldkopplung verursachen. Im Unterschied zur Fernfeldkopplung, die durch eine leistungsmäßige Überlagerung der Fernfelder gekennzeichnet ist, entsteht Nahfeldkopplung bei realer Implementierung durch die Verwendung von metallischen Leitern. Als Beispiel wurden zwei Kapazitäten der in Abbildung 3.2a dargestellten Anordnung bestimmt. Jeder der zwei Einzelstrahler wirkt als Elektrode und verursacht eine kapazitive Nahfeldkopplung. Die Kapazität zweier paralleler Zylinder lässt sich nach [13, S. 114] wie folgt

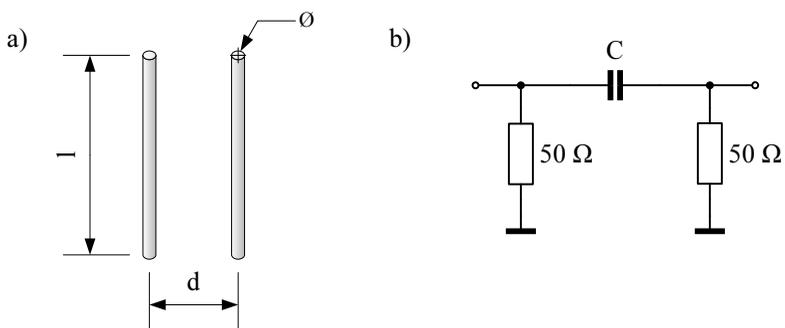


Abb. 3.2: a) Modell zweier Dipole. b) Idealisierte Ersatzschaltung zur Bestimmung der Nahfeldkopplung.

bestimmen:

$$C = \frac{\pi \epsilon l}{\ln \left(\frac{d}{D} + \sqrt{\left(\frac{d}{D}\right)^2 - 1} \right)}.$$

Das erste Beispiel hat bei einem Abstand $d = 30$ mm und einer Länge von $l = 150$ mm einen Drahtdurchmesser von $D = 1$ mm und verursacht mit einer Kapazität von 1 pF eine Leistungskopplung von 2,3 %. Abbildung 3.2b zeigt das Schaltungsmodell zur Bestimmung der Leistungskopplung, bestehend aus zwei, als ideal angepasst angenommenen Elementen und der Kopplkapazität C . Im zweiten Beispiel wurde der Drahtdurchmesser auf 5 mm erhöht, was zu einer Vergrößerung der Kapazität auf 1,7 pF und der Leistungskopplung auf 5,8 % führt. Die kapazitive Kopplung steigt natürlich für noch enger benachbarte Elemente weiter an, und kann so zu einer starken Verkopplung im Nahfeld führen. Wichtig ist die Feststellung, dass weniger Metallvolumen zu weniger Nahfeldkopplung führt. Die Antennenelemente sollten also auch aus diesem Grund möglichst klein sein.

Leider lassen sich Antennen nicht beliebig klein realisieren [25]. Die fundamentalen Grenzen elektrisch kleiner Antennen wurden in den grundlegenden Arbeiten von Wheeler [60, 72], Chu [65], Collin und Rothschild [66] sowie McLean [68] untersucht. Elektrisch kleine Antennen werden über den Radius a einer Kugel definiert, die die Antenne minimal umschließt. Elektrisch klein sind Antennen für die $ka \leq 1$ gilt, wobei k der Wellenzahl entspricht. Als absolutes Limit für Strahlungsgüten von Antennen in Abhängigkeit vom umschließenden Radius ergibt sich somit:

$$Q = \frac{1}{2(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (3.2)$$

bei der Kombination von elektrischen und magnetischen Dipolmoden [67]. Dieses Limit ergibt sich aus der Betrachtung sphärischer Multipolfelder. In Abschnitt 3.3.1 wird dieser Aspekt noch einmal aufgegriffen. Wichtig ist es

an dieser Stelle, auf die steigende Strahlungsgüte bei kleiner werdenden Antennen hinzuweisen. Eine steigende Strahlungsgüte führt zu großer Fehlanpassung oder nach Anpassung zu einer schmalen Bandbreite und zu kleinen Wirkungsgraden. Wie in Abschnitt 3.2.1 gezeigt wurde, sind effiziente Einzelstrahler von besonderer Bedeutung für miniaturisierte Gruppenantennen, so dass offensichtlich ein Kompromiss zwischen klein und effizient gefunden werden muss.

3.2.3 Betrachtung verschiedener Antennenelemente

In diesem Abschnitt stehen verschiedene Arten von Einzelstrahlern und ihrer Eignung für miniaturisierte Antennengruppen im Mittelpunkt. Diese Betrachtung hat keinen Anspruch auf Vollständigkeit, soll aber einen Eindruck der Möglichkeiten und Probleme bei der Auswahl der Einzelstrahler vermitteln. Für ein detailliertes Studium der einzelnen Antennenelemente sei auf einschlägige Literatur, zum Beispiel [5, 12], verwiesen.

Eine viel versprechende Klasse von Antennenelementen für die Verwendung in miniaturisierten Antennengruppen sind die Drahtantennen. Hier können mit wenig Metall effiziente Einzelstrahler realisiert werden.

Das klassische Beispiel hierfür ist der Dipol. Der $\lambda/2$ -Dipol ist als effiziente Antenne bekannt und kann aufgrund seiner quasi Eindimensionalität in dicht benachbarten Gruppenantennen problemlos verwendet werden. Bei kürzeren Dipollängen l nimmt der Strahlungswiderstand quadratisch ab. Für kurze Dipole mit konstanter Strombelegung gilt nach [5, S. 137]:

$$R_{\text{rad}} \approx 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \Omega.$$

Der Dipol wird symmetrisch gespeist, so dass bei gewünschter unsymmetrischer Speisung ein Balun oder Sperrtopf integriert werden muss.

Durch Einbringen einer Massefläche in die Symmetrieebene des Dipols ergibt sich der Monopol. Der Monopol hat den Vorteil einer einfachen unsymmetrischen Speisung, die sehr kontrolliert und vom Strahlungsfeld durch die Masse abgeschirmt zugeführt werden kann. Dieser Vorteil macht ihn für systematische Untersuchungen besonders geeignet. Die in der Praxis stets endliche Massefläche führt, selbst wenn sie größer als die halbe Wellenlänge ist, noch zu Abweichungen in der Antennenimpedanz [3, S. 506]. Ursache hierfür sind Wellen, die sich entlang der Metalloberfläche ausbreiten. Wichtig ist es die Abmessungen der Massefläche so zu dimensionieren, dass stehende Wellen zwischen den Kanten vermieden werden. Günstig sind Maße von ungeradzahligem Vielfachen von $\lambda/4$.

Für die Realisierung besonders kurzer Dipole oder Monopole werden häufig Metallplatten an den Drahtenden verwendet. Diese kapazitiven Belastungen sollen den Strom im Dipol bis an die Enden ermöglichen und so den Dipol künstlich verlängern. Diese Methode ist in kompakten Antennengruppen aufgrund von Nahfeldkopplungen zwischen den Metallplatten verschiedener Elemente problematisch.

Die nächste klassische Drahtantenne ist der Ringstrahler (*loop*), der häufig auch als magnetischer Dipol bezeichnet wird [12, S. 197]. Er strahlt ein zum Dipol duales Feld ab, d. h. die elektrischen und magnetischen Felder sind in ihrem Verlauf vertauscht. Aufgrund der entgegengesetzten Ströme im Ring, die zu einer destruktiven Feldüberlagerung führen, ist der Strahlungswiderstand für den Ringstrahler im Grenzfall kleiner Abmessungen geringer als der des Dipols. Der Strahlungswiderstand nimmt bei sinkendem Durchmesser d des Ringes mit der vierten Potenz ab. Für kleine Ringstrahler mit konstanter Strombelegung gilt nach [5, S. 209]

$$R_{\text{rad}} \approx 20\pi^6 \left(\frac{d}{\lambda}\right)^4 \Omega.$$

Der Ringstrahler wird wie der Dipol symmetrisch gespeist.

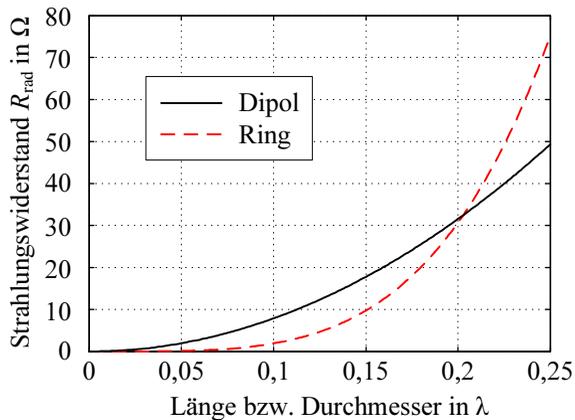


Abb. 3.3: Strahlungswiderstände eines ideal dünnen elektrischen Dipols und eines Ringstrahlers in Abhängigkeit der Länge bzw. des Durchmessers bei konstanter Strombelegung.

Abbildung 3.3 zeigt den Vergleich des Strahlungswiderstandes zwischen Dipol und Ringstrahler. Die Werte basieren auf unendlich dünnen Drähten mit konstanter Strombelegung. Der deutlich kleinere Strahlungswiderstand des Ringstrahlers für kleine Abmessungen ist zu erkennen. Erst für Abmessungen größer $\lambda/5$ erreicht der Strahlungswiderstand des Ringstrahlers das Niveau des Dipols, wobei dann die Bedingung des konstanten Stromes bei praktischen Ringstrahlern nicht mehr erfüllt ist.

Eine Helixantenne im so genannten normalen Strahlungsmodus [12, S. 293] ist eine weitere kleine Drahtantenne. Die Richtcharakteristik entspricht der des Dipols, wobei die Polarisation durch den Steigungswinkel der Helix bestimmt wird. Ist der Steigungswinkel 0° entspricht die Helix einem Ringstrahler, ist er 90° einem Dipol. Durch diese Kombination elektrischer und magnetischer Eigenschaften, lässt sich die Helixantenne auch für kleine Abmessungen re-

sonant machen und erreicht nach [3, S. 505] relativ kleine Strahlungsgüten bezogen auf das kleine Volumen. Diese Vorteile zeichnen die Helixantenne im normalen Mode für Anwendungen als kleine Antenne aus, da sie das Volumen effektiv nutzt. Für Anwendungen in miniaturisierten Antennengruppen ist diese effektive Nutzung des Volumens problematisch, da in einem kleinen Volumen mehrere Elemente unterzubringen sind. Die dichte Packung der Helix würde in kompakten Antennengruppen durch eine erhöhte Nahfeldkoppelung zu einem Nachteil werden. Ein weiterer Nachteil ist die relativ aufwendige Realisierung von Helixantennen. Mit steigender Frequenz nehmen die Anforderungen an die Genauigkeit und Reproduzierbarkeit der Wicklung zu.

Es gibt noch eine Vielzahl weiterer Drahtantennen, die sich immer durch zusammengesetzte elektrische und/oder magnetische Dipole beschreiben lassen. Die bei der Helixantenne beschriebenen Probleme gelten auch für andere Konfigurationen, in denen durch Erhöhen der Packungsdichte bestimmte Eigenschaften erzielt werden. In [73] wurde bei einer Untersuchung verschiedener elektrisch kleiner Drahtantennen festgestellt, dass die Strahlungseigenschaften kaum von der Drahtlänge oder der Drahtkonfiguration abhängen. Die Eigenschaften werden hauptsächlich durch das effektiv eingenommene Volumen bestimmt.

Schlitzstrahler sind keine Drahtantennen mehr, können allerdings als eine Art Drahtschleife betrachtet werden, die Ähnlichkeiten zum Ringstrahler aufdeckt. Auch die Schlitzstrahler sind magnetische Strahler und weisen ein duales Feld zum Dipol auf. Da sich die Ströme in den Masseflächen besser verteilen können, strahlen sie besser als Ringstrahler [12, S. 305]. Die Massefläche bringt in Anwendungen als miniaturisierte Antennengruppen verschiedene Probleme mit sich. Erstens können die praktisch endlichen Masseflächen über Eigenresonanzen zum Koppeln der Einzelelemente führen und zweitens führt die Kombination von Schlitzstrahlern mit elektrischen Strah-

lern zu Spiegelströmen in den Masseflächen, die die Strahlungseigenschaften verschlechtern.

Um die Abstrahlung der Schlitzstrahler auf einen Halbraum zu beschränken, kann eine Resonanzkammer auf einer Seite vorgesehen werden. Die Größe dieser Kammer bestimmt dann im Wesentlichen das Verhalten. Ist die Resonanzkammer klein, ist auch mit einer kleinen Bandbreite und kleinen Effizienzen zu rechnen.

Die Funktion der nächsten zu betrachtenden Klasse von Antennen basiert auch auf einer Resonanz in einem begrenzten Bereich. Die Rede ist von Patch-Antennen [12, S. 322]. Patch-Antennen sind in der Praxis weit verbreitete Antennen, da sie sehr einfach herzustellen und zu speisen sind [3, S. 519]. Sie haben ein flaches Profil und sind deshalb für viele Anwendungen interessant. Die Speisung erfolgt unsymmetrisch und kann durch Wahl des Speisepunktes direkt zur Anpassung der Impedanz verwendet werden. Die resonante Länge des Patches beträgt $\lambda/2$. Diese Länge kann auf Kosten der Bandbreite durch Erhöhung der Dielektrizitätskonstante verkürzt werden $l = \lambda/(2\sqrt{\epsilon_r})$. Die anderen Seiten des Patches stellen die strahlenden Kanten dar und können auch auf Kosten der Strahlungseigenschaften verkleinert werden. So verkleinert kann eine Patchantenne durchaus für miniaturisierte Antennengruppen in Frage kommen. Allerdings ist auf möglichst hohe Effizienzen zu achten, die den Grad der Miniaturisierung begrenzen.

Eine weitere Verkleinerung der Patchantennen führt zu den so genannten *Planar Inverted-F Antennas* (PIFAs). Durch Einfügen einer metallischen Wand in der Symmetrieachse der resonanten Seite kann die Länge halbiert werden. Dieser kompakte Antennentyp wird häufig in kleinen mobilen Geräten verwendet [3, S. 520]. Die Vor- und Nachteile der Patchantennen gelten im Wesentlichen auch für die PIFAs.

In der Literatur wurden Diversitätsantennen vorgestellt, die nicht aus separaten Einzelstrahlern bestehen. Solche mit Multimoden-Antennen bezeichneten Antennengruppen können in verschiedenen Schwingungszuständen angeregt werden [74]. Beispiele hierfür sind Patchantennen die höhere Moden als den Grundmode anregen [3, S. 616], mehrarmige Spiralantennen [1, S. 629] und mehrarmige log.-periodische Antennen [75]. Auch dielektrische Resonator-Antennen, eignen sich zur Anregung von mehreren orthogonalen Moden. Die geforderten Eigenschaften der Einzelstrahler sind prinzipiell auf die einzelnen Moden der Multimoden-Antennen übertragbar. Ein wesentliches Problem der Multimoden-Antennen ist die getrennte Anregung der Moden. Die Speisung eines Modes muss so erfolgen, dass der gewünschte Mode ideal ankoppelt, während alle anderen Moden stark fehlangepasst sind. Es sei erwähnt, dass Multimoden-Antennen den selben physikalischen Grenzen der Miniaturisierung unterworfen sind, wie konventionelle Antennengruppen. Im folgenden Abschnitt werden diese Grenzen näher diskutiert.

3.3 Theorie elektrisch kleiner Antennengruppen

3.3.1 Multipolfelder

In diesem Abschnitt werden die elektromagnetischen Felder von Multipolen theoretisch diskutiert. Diese Betrachtung ist für die Diskussion der physikalischen Grenzen elektrisch kleiner Antennen und Antennengruppen hilfreich.

In einem homogenen und isotropen Medium, das keine freien Ladungsträger enthält, können beliebige elektromagnetische Felder durch eine Überlagerung von sphärischen Vektorfeldern ausgedrückt werden [14, S. 394]. Es gibt zu jeder Ordnung l und jedem Mode m ein definiertes Vektorfeld. Für kleine Abmessungen $l < \lambda$ von realen Multipol-Ladungsverteilungen gibt es einen direkten Zusammenhang zu den sphärischen Vektorfeldern [15, S. 213]. Die

sphärischen Vektorfelder der Ordnung l können dann als 2^l -Polstrahlung bezeichnet werden [15, S. 204]. Die Moden m charakterisieren die Ausrichtung der elektrischen bzw. magnetischen Multipole. Ein einfacher Dipol ($l = 1$) liegt zum Beispiel für $m = 0$ in z-Richtung, für eine additive Überlagerung von $m = 1$ und $m = -1$ in y-Richtung und für eine subtraktive Überlagerung von $m = 1$ und $m = -1$ in x-Richtung [15, S. 85]. Eine Drehung führt zu einer entsprechenden Änderung der Leistungsverteilung in den Moden m . Für größere oder verschobene Quellenverteilungen ist der direkte Zusammenhang zu den sphärischen Vektorfeldern nicht mehr eindeutig, da eine Verschiebung der Quellen zu einer Änderung der Leistungsverteilungen in den Ordnungen l führt.

Nach [16, S. 232] nehmen die sphärischen Vektorfelder, ausgedrückt in Kugelflächenfunktionen $Y_{l,m}$, die folgende Form an:

$$\begin{aligned}
 E_r &= \sum_{l,m} a_{l,m}^E \frac{l(l+1)}{N} \frac{z_l(kr)}{r} Y_{l,m} \\
 E_\Theta &= \sum_{l,m} a_{l,m}^E \frac{1}{N} \frac{\partial r z_l(kr)}{r \partial r} \frac{\partial Y_{l,m}}{\partial \Theta} - \sum_{l,m} a_{l,m}^M \frac{1}{N} \frac{k m}{\sin \Theta} z_l(kr) Y_{l,m} \\
 E_\phi &= \sum_{l,m} a_{l,m}^E \frac{1}{N} \frac{\partial r z_l(kr)}{r \partial r} \frac{j m}{\sin \Theta} Y_{l,m} - \sum_{l,m} a_{l,m}^M \frac{1}{N} j k z_l(kr) \frac{\partial Y_{l,m}}{\partial \Theta} \\
 H_r &= + \sum_{l,m} a_{l,m}^M \frac{l(l+1)}{Z_F N} \frac{z_l(kr)}{r} Y_{l,m} \\
 H_\Theta &= \sum_{l,m} a_{l,m}^E \frac{1}{Z_F N} \frac{k m}{\sin \Theta} z_l(kr) Y_{l,m} + \sum_{l,m} a_{l,m}^M \frac{1}{Z_F N} \frac{\partial r z_l(kr)}{r \partial r} \frac{\partial Y_{l,m}}{\partial \Theta} \\
 H_\phi &= \sum_{l,m} a_{l,m}^E \frac{1}{Z_F N} j k z_l(kr) \frac{\partial Y_{l,m}}{\partial \Theta} + \sum_{l,m} a_{l,m}^M \frac{1}{Z_F N} \frac{\partial r z_l(kr)}{r \partial r} \frac{j m}{\sin \Theta} Y_{l,m}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

(3.4)

Hierbei sind $z_l(kr) = \sqrt{\pi/(2kr)} Z_{l+1/2}(kr)$ eine allgemeine sphärische Besselfunktion und $Z_{l+1/2}(kr)$ eine allgemeine Besselfunktion. k kennzeichnet die Wellenzahl und die Größen r , Θ und ϕ die Kugelkoordinaten des Beobachtungspunktes. Für eine auslaufende Kugelwelle wird $z_l(kr)$

durch eine sphärische Hankelfunktion erster Ordnung $h_i^{(1)}(kr) = b_i^{(1)}(kr) + j b_i^{(2)}(kr)$ ersetzt [15, S. 202]. Die Funktionen $b_i^{(1)}(kr)$ und $b_i^{(2)}(kr)$ sind hierbei sphärische Besselfunktionen erster bzw. zweiter Art. Die Kugelflächenfunktionen (*spherical harmonics*) $Y_{l,m}$ werden mit Hilfe der Legendrefunktionen P_l^m als

$$Y_{l,m}(\Theta, \phi) = \sqrt{\frac{2l+1}{4\pi} \frac{(l-m)!}{(l+m)!}} P_l^m(\cos \Theta) e^{jm\phi} \quad (3.5)$$

$$P_l^m(x) = \frac{(-1)^m}{2^l l!} (1-x^2)^{m/2} \frac{d^{l+m}(x^2-1)^l}{dx^{l+m}}$$

definiert [17, S.118/119].

Bei Verwendung der Definition (3.5) für die Kugelflächenfunktionen und Berücksichtigung der abgestrahlten Leistung [16, S. 268] ergibt sich der Normierungsfaktor N zu $N = \sqrt{\frac{l(l+1)}{Z_F}}$. Mit dieser Konvention sind die Anregungskoeffizienten $a_{l,m}^E$ bzw. $a_{l,m}^M$ effektive Wurzel-Leistungswellen mit der Einheit \sqrt{VA} und die abgestrahlte effektive Leistung eines Modes entsprechend $|a_{l,m}^E|^2$ bzw. $|a_{l,m}^M|^2$. Entsprechend der elektrischen bzw. magnetischen Anregungskoeffizienten lässt sich die linke bzw. rechte Seite der Gleichungen (3.3) und (3.4) als elektrisches (E-Mode) bzw. magnetisches (H-Mode) Multipolfeld bezeichnen.

In dieser Arbeit wird das methodische Vorgehen zur Bestimmung der Güten der Multipolfelder von McLean [68] gewählt, da es sich um eine relativ direkte Methode handelt, die die wenigsten kritischen Fragen aufwirft. Im Folgenden wird das Vorgehen kurz skizziert.

Im ersten Schritt werden die gesamten elektrischen bzw. magnetischen Energiedichten w^e bzw. w^m der Felder bestimmt.

$$w^e = \frac{1}{2} \epsilon \vec{E} \circ \vec{E}^* \quad (3.6)$$

$$w^m = \frac{1}{2} \mu \vec{H} \circ \vec{H}^* \quad (3.7)$$

Zu beachten ist, dass diese Beziehung für effektive Feldgrößen gilt. Anschließend werden die mit der Abstrahlung zusammenhängenden Energiedichten w_{rad}^e bzw. w_{rad}^m bestimmt. Hierzu müssen zunächst die Strahlungsfelder \vec{E}_{rad} bzw. \vec{H}_{rad} berechnet werden. Laut Stratton [14, S. 437] gehören nur jene Feldkomponenten zur Abstrahlung, die mit $\frac{1}{r}$ gegen unendlich abnehmen. Mathematisch lassen sich die Strahlungsfelder demnach wie folgt bestimmen:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{rad}} &= \left\{ \lim_{r \rightarrow \infty} \vec{E} \frac{r}{e^{jkr}} \right\} \frac{e^{jkr}}{r} \\ \vec{H}_{\text{rad}} &= \left\{ \lim_{r \rightarrow \infty} \vec{H} \frac{r}{e^{jkr}} \right\} \frac{e^{jkr}}{r}. \end{aligned}$$

Die Energiedichten der Strahlungsfelder w_{rad}^e bzw. w_{rad}^m ergeben sich analog zu den Gleichungen (3.6) bzw. (3.7) zu:

$$\begin{aligned} w_{\text{rad}}^e &= \frac{1}{2} \epsilon \vec{E}_{\text{rad}} \circ \vec{E}_{\text{rad}}^* \\ w_{\text{rad}}^m &= \frac{1}{2} \mu \vec{H}_{\text{rad}} \circ \vec{H}_{\text{rad}}^* \end{aligned}$$

Die Energiedichten der nicht abgestrahlten Felder w_s^e bzw. w_s^m ergeben sich nach [68] zu:

$$\begin{aligned} w_s^e &= w^e - w_{\text{rad}}^e \\ w_s^m &= w^m - w_{\text{rad}}^m. \end{aligned}$$

Die gesamte nicht abgestrahlte Energie kann anschließend durch Integration bestimmt werden.

$$W_s^e = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \int_a^\infty w_s^e r^2 \sin \Theta \, dr \, d\Theta \, d\phi$$

$$W_s^m = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \int_a^\infty w_s^m r^2 \sin \Theta \, dr \, d\Theta \, d\phi$$

Die mittlere abgestrahlte Leistung ergibt sich aus dem Realteil $\Re\{\cdot\}$ der Normalkomponente des komplexen Poyntingvektors:

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Re\{\vec{E} \times \vec{H}^*\} \circ \vec{e}_r r^2 \sin \Theta \, d\Theta \, d\phi$$

Die Strahlungsgüte Q der Antenne lässt sich jetzt aus der größeren der beiden Energien und der abgestrahlten Leistung bestimmen:

$$Q = \frac{2\omega}{P_{\text{rad}}} \begin{cases} W_{s,\text{gesamt}}^e & \text{wenn } W_{s,\text{gesamt}}^e > W_{s,\text{gesamt}}^m \\ W_{s,\text{gesamt}}^m & \text{wenn } W_{s,\text{gesamt}}^m > W_{s,\text{gesamt}}^e \end{cases} \quad (3.8)$$

Mit der Anwendung dieser Methode auf die Felder der sphärischen Moden konnte McLean den intuitiven Ansatz von Collin [66] und Fante [67] bestätigen. Die resultierenden Güten Q_l für die ersten drei Ordnungen l ergeben sich wie folgt:

$$\begin{aligned} Q_1 &= \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \\ Q_2 &= \frac{3}{ka} + \frac{6}{(ka)^3} + \frac{18}{(ka)^5} \\ Q_3 &= \frac{6}{ka} + \frac{21}{(ka)^3} + \frac{135}{(ka)^5} + \frac{675}{(ka)^7} \end{aligned}$$

Die Güten verschiedener Moden m einer Ordnung l sind identisch, da die entsprechenden Multipolfelder gleicher physikalischer Natur sind und sich nur durch eine unterschiedliche Ausrichtung im Raum unterscheiden. Abbildung 3.4 zeigt die Abhängigkeiten der Strahlungsgüte von dem minimal die Antenne umschließenden Radius a . Diese Strahlungsgüten sind als nicht zu er-

reichende Grenzwerte zu interpretieren, da eventuell gespeicherte Energien innerhalb der umschließenden Sphäre nicht berücksichtigt werden. Es ist erkennbar, dass die Güten für sehr kleine Antennen gegen unendlich streben und das um so schneller, je höher die Ordnung l der sphärischen Moden ist.

Die etwas ausführlichere Form von Gleichung (3.8) in Gleichung (3.9) nach [67] lässt erkennen, dass sich die gesamte Güte Q aus der mit der Anregungsleistung gewichteten Summe der Güten der Moden verschiedener Ordnungen l ergibt.

$$Q = \frac{2\omega}{P_{\text{rad}}} \begin{cases} \frac{\sum_{l=1}^{\infty} [|a_l^E|^2 W_{s,l}^e + |a_l^M|^2 W_{s,l}^{e*}]}{\sum_{l=1}^{\infty} (|a_l^E|^2 + |a_l^M|^2)} & \text{wenn } W_{s,\text{gesamt}}^e > W_{s,\text{gesamt}}^m \\ \frac{\sum_{l=1}^{\infty} [|a_l^E|^2 W_{s,l}^{m*} + |a_l^M|^2 W_{s,l}^m]}{\sum_{l=1}^{\infty} (|a_l^E|^2 + |a_l^M|^2)} & \text{wenn } W_{s,\text{gesamt}}^m > W_{s,\text{gesamt}}^e \end{cases} \quad (3.9)$$

Zu beachten sind dabei die gespeicherten elektrischen Energien der magnetischen Moden $W_{s,l}^{e*}$ und die gespeicherten magnetischen Energien der elektrischen Moden $W_{s,l}^{m*}$. $|a_l^E|^2$ und $|a_l^M|^2$ sind die gesamten Leistungsbeiträge der elektrischen bzw. magnetischen Moden der Ordnung l .

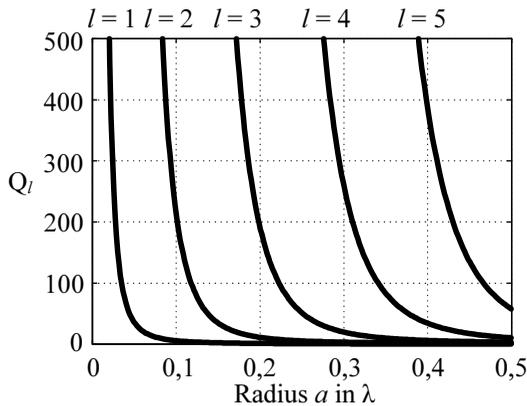


Abb. 3.4: Abhängigkeiten der Strahlungsgüte Q_l der sphärischen Moden der Ordnung l von dem minimal die Antenne umschließenden Radius.

Diese Definition der Güte trägt dem Fakt Rechnung, dass die Antenne durch ein externes Element resonant gemacht wird. Bei Überlagerung eines elektrischen und eines magnetischen Dipoles gleicher Amplitude ergibt sich die Güte Q_{\min} aus Gleichung (3.2). Aus dieser Beziehung lässt sich ablesen, dass die Überlagerung eines elektrischen und magnetischen Vektorfeldes erster Ordnung, wie in Abschnitt 3.2.2 bereits angesprochen, die Grenzen für Einzelantennen definiert. Der Grund liegt in der Tatsache, dass im Gegensatz zu der Anregung von reinen E- oder H-Moden kein zusätzlich speicherndes Element benötigt wird, um die Antenne in Resonanz zu bringen.

Eine wichtige Aussage von Gleichung (3.9) ist der Fakt, dass die sphärischen Vektorfelder, nach der Definition aus den Gleichungen (3.3) und (3.4), im Nahfeld nicht koppeln, denn sonst würden sich Mischterme ergeben.

Es ist zu erwähnen, dass die hier beschriebene Methode nicht frei von Kritik ist. In den Veröffentlichungen [76–79] wurde behauptet, dass das komplexe Poyntingtheorem bei der Bestimmung der Blindleistung zu fehlerhaften Ergebnissen führt. Analysen mit dem Zeitbereichs-Poyntingtheorem zeigen eine mögliche kohärente Überlagerung (Interferenz) von sphärischen E- und H-Moden im reaktiven Feld, also eine Verkopplung von E und H. Die Autoren sind überzeugt, dass diese Verkopplung zu einer Unterbietung der klassischen physikalischen Grenzen des Chu-Limits führen. Es wird betont, dass die Bestimmung der überlagerten sphärischen Moden, wie von Fante 1969 [67] vorgeschlagen, ihrer Meinung nach falsch ist. Diese unterschiedlichen Ergebnisse werden in [80] auf eine fehlerhafte Erklärung der Leistungszusammenhänge zurückgeführt, so dass der hier verwendete Ansatz von McLean, der auch von der überwiegenden Mehrheit in der Literatur akzeptiert wird, die logisch schlüssigere Betrachtungsweise beschreibt.

Für kompakte Antennengruppen ergibt sich nach den Betrachtungen der Multipolfelder die theoretische Möglichkeit, sechs orthogonale Strahlungsmoden der ersten Ordnung anzuregen. Diese Moden entsprechen den drei Polarisations-

tionen elektrischer Dipole und den drei Polarisierungen magnetischer Dipole. Diese sechs sphärischen Grundmoden besitzen die kleinste mögliche Strahlungsgüte und könnten so zu sehr kompakten Sechstorantennen führen. Diese Idee wurde bereits in [81] diskutiert. In Abschnitt 3.3.4 wird dieser Ansatz ausführlich untersucht.

3.3.2 Strahlungsgüten von Antennengruppen

Die exakte Bestimmung der Strahlungsgüte einer praktischen Antenne ist problematisch, da die Bestimmung der gespeicherten Energie die Kenntnis über das Feld im gesamten Raum benötigt. In diesem Abschnitt wird eine Näherungsgleichung zur Bestimmung der Güten von Antennengruppen für beliebige Anregung anhand der frequenzabhängigen Impedanzmatrix vorgestellt.

Die gängige Berechnung der Güte von Antennen aus ihren Impedanzen nach [3, S. 502]

$$Q = \frac{\omega X'(\omega)}{2R(\omega)}$$

ist nur für reine Serienresonanzen geeignet. X' ist dabei die Ableitung des Imaginärteils der Impedanz nach der Kreisfrequenz ω und R der Realteil der Impedanz. Eine Verallgemeinerung dieser Formel auf beliebige Antennen ist notwendig, da nicht alle Antennen geeignet durch eine einfache Serienresonanz beschrieben werden.

In [82] wurde eine Bestimmung der exakten allgemeinen Güte aus Fernfeldmessungen und Messungen der Eingangsimpedanz $Z(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$ vorgeschlagen. Weiterhin wurde in [82] und [83] eine Näherungsformel für die Berechnung der Güte Q einer allgemeinen Antenne ausschließlich aus der

gemessenen Eingangsimpedanz vorgestellt:

$$Q \approx \frac{\omega}{2R(\omega)} \sqrt{[R'(\omega)]^2 + \left[X'(\omega) + \frac{|X(\omega)|}{\omega} \right]^2}. \quad (3.10)$$

An Beispielen ([73, 82–84]) wurde die Funktion der Näherungsgleichung und eine gute Übereinstimmung zur exakten Güte nachgewiesen.

Die relative 3 dB-Bandbreite $B_{r,3 \text{ dB}}$ ergibt sich nach Gleichung (2.7) aus dem doppelten der reziproken Güte. Dieser Zusammenhang und das Bode-Fano Kriterium aus Gleichung (2.8) zeigen die Bedeutung der Strahlungsgüte als Antennenkenngröße. Diese Betrachtung ist allerdings nur exakt, wenn ausschließlich ein resonanter Mode beteiligt ist.

In [85] wurde eine Erweiterung der nicht allgemeingültigen Formel für Einzelantennen auf Antennengruppen vorgeschlagen. Die Antennengruppe wird dabei durch die Impedanzmatrix $\tilde{Z} = \tilde{R} + j\tilde{X}$ beschrieben. Diese Erweiterung auf die Gleichung (3.10) angewendet, ergibt die folgende Form:

$$Q \approx \frac{\omega}{2\vec{i}^H \tilde{R} \vec{i}} \sqrt{[\vec{i}^H \tilde{R}' \vec{i}]^2 + \left[\vec{i}^H \tilde{X}' \vec{i} + \frac{|\vec{i}^H \tilde{X} \vec{i}|}{\omega} \right]^2}, \quad (3.11)$$

wobei ' die Ableitung jedes Matrixelementes nach ω , H die hermitesche Transponierung eines Vektors und \vec{i} den angelegten Speisestromvektor kennzeichnet. Mit Hilfe dieser Beziehung lassen sich die Strahlungsgüten der Antennengruppen-Eigenmoden bestimmen, wenn als Speisevektoren die entsprechenden Stromvektoren eingesetzt werden.

3.3.3 Multipolfelder und lineare Antennengruppen

Bei linearen Antennengruppen können Zusammenhänge zwischen den Antennengruppen-Eigenmoden nach Abschnitt 2.3.3 und den sphärischen Multi-

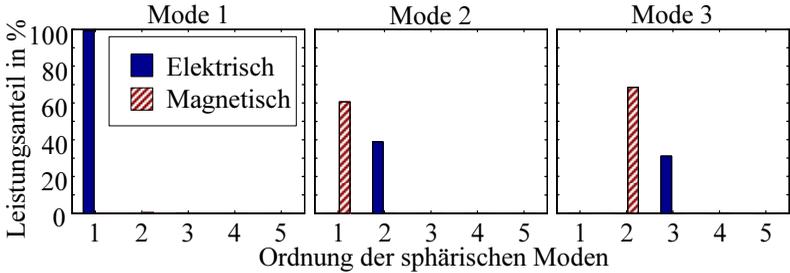


Abb. 3.5: Leistungsanteile der sphärischen Moden an den Eigenmoden einer dreielementigen linearen Dipolgruppe mit $\lambda/10$ Elementabstand.

polfeldern beobachtet werden. Abbildung 3.5 zeigt die Zusammensetzung der Antennengruppen-Eigenmoden in sphärischen Moden für eine lineare $\lambda/10$ Dipolgruppe. Die Komponentengewichte der sphärischen Multipolfelder ergeben sich durch Integration über den gesamten Raumwinkel Ω [134, S. 90]:

$$a_{l,m}^{\nu} = \int (S_{l,m}^{\nu}(\Theta, \phi))^H f(\Theta, \phi) d\Omega,$$

wobei $S_{l,m}^{\nu}$ die Richtcharakteristik des sphärischen Multipolfeldes der Ordnung l und des Modes m und $f(\Theta, \phi)$ die zu untersuchende Richtcharakteristik beschreibt. ν kennzeichnet ein elektrisches bzw. magnetisches Multipolfeld (siehe Gleichungen (3.3) und (3.4)). Die Fernfelddaten der untersuchten Eigenmoden wurden aus Simulationen mit CST¹ berechnet. Es ist zu erkennen, dass der größte Anteil der Leistung des Eigenmodes der Ordnung l in dem elektrischen sphärischen Mode der Ordnung l und dem magnetischen sphärischen Mode der Ordnung $l - 1$ zu finden ist. Verallgemeinert lässt sich festhalten, dass mit steigender Ordnung l der Eigenmoden einer elektrisch kleinen linearen Antennengruppe die sphärischen Moden der Ordnung l angeregt werden. Dieser Sachverhalt gilt um so mehr, je kleiner die

¹CST Microwave Studio, CST GmbH, Bad Nauheimer Str. 19, 64289 Darmstadt, Germany

Antennengruppe ist. Wie gezeigt wurde, nimmt mit steigender Ordnung die Strahlungsgüte zu. Die physikalische Ursache ist die steigende destruktive Überlagerung der Felder, also die Superdirektivität.

Abbildung 3.6a zeigt die Modeanpassung des kritischen Modes für verschiedene Elementanzahlen. Die Ergebnisse beruhen auf CST-Simulationen von Dipolgruppen. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Modeanpassung, trotz des konstanten Elementeabstandes von $\lambda/4$, mit zunehmender Elementanzahl abnimmt. In Abbildung 3.6b sind die entsprechenden Strahlungsgüten dargestellt. Die mit zunehmender Elementzahl steigenden Strahlungsgüten weisen eine eingeschränkte Nutzbarkeit superdirektiver Moden bei großen Elementanzahlen nach.

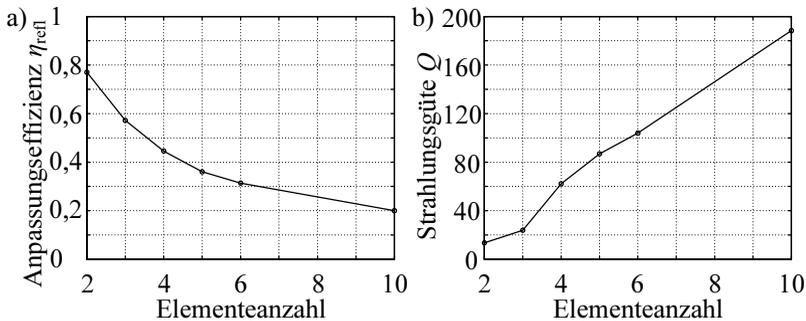


Abb. 3.6: Anpassungseffizienz (a) und Strahlungsgüte (b) des kritischen Eigenmodes für verschiedene Elementzahlen linearer Dipolgruppen mit einem Elementeabstand von $d = \lambda/4$.

In Abbildung 3.7 sind die Diversitätsgewinne von linearen Dipolgruppen mit definierter Antennengruppengröße gegeben. Die Daten wurden mit der Methode aus Abschnitt 3.2.1, unter Verwendung der Bestimmungsgleichung der Koppelimpedanz (3.1) zwischen $\lambda/2$ langen Dipolen, bestimmt. Den Dipolen wurde eine Effizienz von 95 % zugewiesen. Bei der Bestimmung der Koppelimpedanz zweier Dipole lassen sich in guter Näherung die anderen Elemen-

te vernachlässigen, da sie im offenen Fall wenig Wirkung auf die betrachteten Dipole haben. Die Diversitätsgewinne wurden nach der Methode aus Abschnitt 2.4 für eine Ausfallwahrscheinlichkeit von 0,5 % bestimmt.

Anhand dieser Abbildung lassen sich einige Erkenntnisse ableiten. Die Diversitätsgewinne ohne Anpassung sind ab einem Elementeabstand (Größe/(Elementezahl-1)) von etwa $\lambda/2$ konstant. Eine weitere Vergrößerung der Antennengruppe bringt keine Vorteile. Der Anstieg des maximalen Diversitätsgewinnes durch Hinzufügen eines zusätzlichen Elementes nimmt mit größeren Elementezahlen ab. Unterhalb eines gewissen Elementeabstandes lohnt sich das Hinzufügen weiterer Elemente nicht. Für Zweiergruppen lohnt sich die Erweiterung um ein zusätzliches Element bei gleich bleibender Antennengröße unterhalb von etwa $\lambda/4$ nicht mehr. Dieser Abstand steigt mit zuneh-

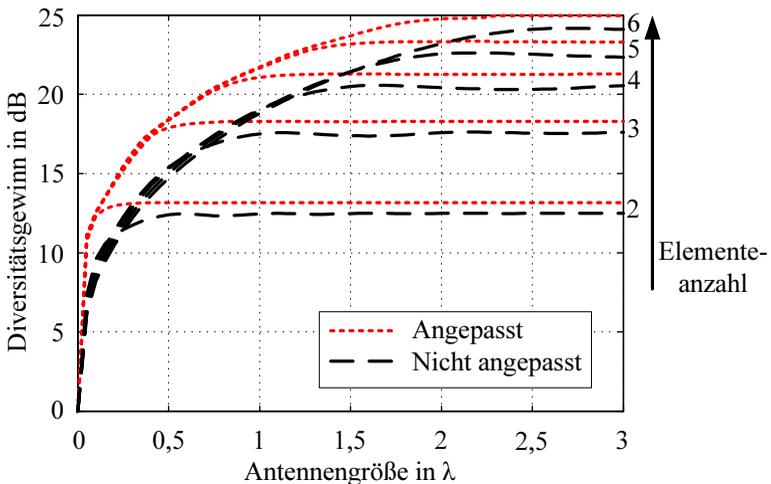


Abb. 3.7: Diversitätsgewinne in Abhängigkeit der Antennengröße für verschiedene Elementezahlen einer linearen Dipolgruppe. Die einzelnen Dipole sind $\lambda/2$ lang und wurden mit einer Effizienz von 95 % beaufschlagt.

mender Elementezahl aufgrund der oben diskutierten Zusammenhänge. So lohnt sich zum Beispiel bei Vierergruppen das nächste Element nur noch für Abstände über $\lambda/3$.

Bei angenommener Anpassung und Entkopplung wird das Verhalten allein durch die Verluste bestimmt. In dieser theoretischen Betrachtung wird von einer verlustfreien Anpassung ausgegangen, nur die Antennenelemente tragen zur Minderung des Diversitätsgewinnes bei. An den höheren Diversitätsgewinnen bei großen Abmessungen ist zu erkennen, dass die Einzeldipole nicht ideal angepasst sind. Des Weiteren wird eine Verbesserung des Diversitätsgewinnes von etwa zwei bis drei Dezibel in den Bereichen kleiner Elementeabstände sichtbar. Dieser Gewinn ist, wie in Abschnitt 3.2.1 gezeigt wurde, abhängig von der Effizienz der Einzelstrahler oder allgemein von der Effizienz der Anordnung. Auch bei den Kurven idealer Anpassung und Entkopplung wird deutlich, dass unter einem gewissen Abstand der Elemente ein zusätzliches Element keinen Gewinn mehr bringt. Dieser Elementeabstand ist von der Effizienz der Anordnung abhängig.

Ähnliche Kurven in [1, S. 626, Abb. 30.5] zeigen die Übertragungskapazität in MIMO-Systemen für lineare Dipolgruppen verschiedener Elementezahlen ohne Anpassung (Sender und Empfänger) in Abhängigkeit der Antennengröße. Die Ähnlichkeit zu den Kurven in Abbildung 3.7 bestätigt den direkten Zusammenhang zwischen dem Diversitätsgewinn von Antennengruppen und der erreichbaren Übertragungskapazität in MIMO-Szenarien.

3.3.4 Praktische Bewertung der Polarisationsfreiheitsgrade

Wie in Abschnitt 3.3.1 geschlussfolgert, ermöglicht die Ausnutzung der Polarisationsfreiheitsgrade eine Vergrößerung der Anzahl der verwendeten Einzelstrahler ohne die Strahlungseigenschaften zu verschlechtern. Als erstes

Beispiel wurde die Verwendung der drei elektrischen Freiheitsgrade untersucht.

Die in Abbildung 3.8a gezeigte Antenne besteht aus drei senkrecht aufeinander stehenden Dipolen. Eine solche Anordnung wird in der Literatur auch als Tripole-Antenne bezeichnet [86, 87]. Die Dipolschenkel sind bei 2,45 GHz $\lambda/4$ lang und aus 1 mm dicken versilbertem Kupferdraht gefertigt. Die Zuführung der Speiseleitungen wurde durch einen der Dipolschenkel geführt, der mit 1 cm Durchmesser dementsprechend aufgeweitet werden musste. Die Durchföhrung durch einen der Dipolschenkel wirkt gleichzeitig als Sperre für

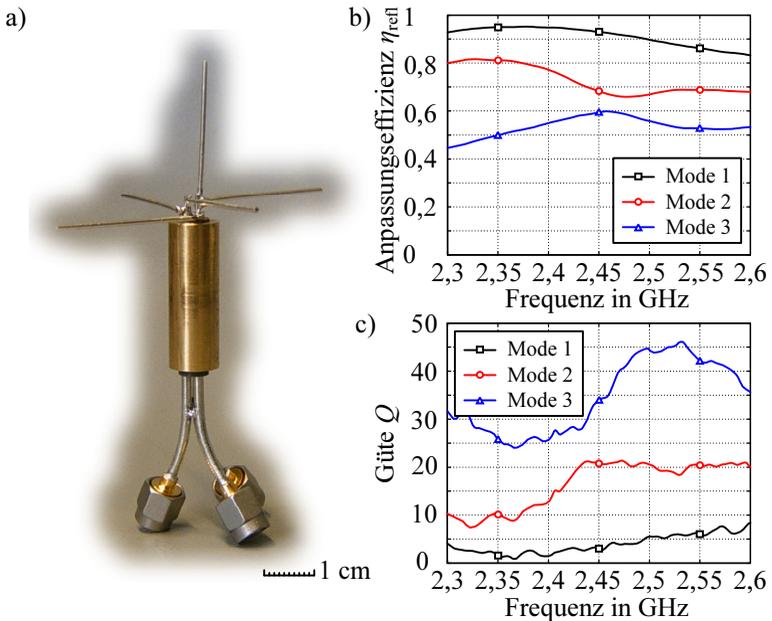


Abb. 3.8: a) Foto einer Dipolgruppe, die die drei elektrischen Freiheitsgrade der Polarisation ausnutzt. b) Anpassungseffizienzen der drei Antenneneigenmoden. c) Güten der drei Moden der untersuchten Antennengruppe.

Mantelwellen, so dass der Wechsel von unsymmetrischer auf symmetrische Speisung unproblematisch ist.

In den Abbildungen 3.8b und c sind die Anpassungseffizienzen und die Güten der Eigenmoden der Antennengruppe angegeben. Es ist zu sehen, dass alle drei Moden mit über 60 % relativ gut angepasst sind, obwohl sich das Phasenzentrum der drei Dipole an einem Ort befindet. Die Strahlungsgüten der Antenneneigenmoden zeigen, dass die Antennengruppe drei Strahlungsmoden mit Güten kleiner als 35 besitzt. Eine geringfügige Erhöhung der Güten der höheren Eigenmoden weist auf leichte Verkopplungen hin. Diese lassen sich durch Nichtidealitäten im Aufbau und durch Nahfeldkopplungen zwischen den Dipolschenkeln erklären.

Die Verwendung der elektrischen Polarisationsfreiheitsgrade ermöglicht eine Erhöhung der Elementzahl ohne wesentliche Erhöhung der Strahlungsgüten. Diese Idee ist nicht neu und wurde zum Beispiel in [88] verwendet, um eine Dreipolarisationsantenne bestehend aus einem Patch und einem Monopol zu realisieren.

Weniger untersucht ist die Verwendung sowohl der drei elektrischen als auch der drei magnetischen Grundmoden. Aus diesem Grund wurde als zweites Beispiel die in Abbildung 3.9a gezeigte Sechstorantennengruppe untersucht. Sie besteht aus den drei senkrecht stehenden Dipolen des vorherigen Beispiels und drei zueinander senkrecht stehenden Ringstrahlern mit einem Durchmesser von 40 mm. Eine Massefläche mit einem Durchmesser von $3\lambda/4$ bei 2,45 GHz erleichtert die Charakterisierung der Antennengruppe, da die Zuführung der Messleitungen in einem nahezu feldfreien Raum geschieht.

Abbildung 3.9b zeigt die Anpassungseffizienzen der sechs Eigenmoden über einen Frequenzbereich von 3 GHz. Es zeigt sich, dass über 0,5 GHz sechs von null verschiedenen Moden existieren, von denen allerdings mehrere relativ schlecht angepasst sind. Eine ideale Anpassung aller Moden ist nicht zu

erwarten, da die Einzelstrahler entweder nicht resonant sind oder nicht die gewünschten Multipolfelder anregen. Weisen die Ringstrahler eine Eigenresonanz auf, dann ist ihre Stromverteilung nicht konstant, so dass sie auch elektrische Multipolmoden anregen, die zu einer Verkopplung führen.

Die Strahlungsgüten in Abbildung 3.10a lassen die gleichen Schlüsse zu. Es gibt bei Frequenzen über 0,5 GHz sechs Eigenmoden mit nutzbaren Strahlungsgüten. Diese liegen allerdings deutlich über denen des vorherigen Beispiels mit nur den drei elektrischen Dipolen. Das grundlegende Problem ist die Ausdehnung der Ringstrahler. Ist der Umfang des Ringes größer als etwa $\lambda/10$, dann ist die Stromverteilung nicht mehr konstant und die resultierenden Felder entsprechen nicht mehr reinen magnetischen Dipolfeldern. Ist der Umfang des Ringstrahles kleiner als $\lambda/10$, dann ist nach Abschnitt 3.2.3 der Strahlungswiderstand relativ klein und somit die Fehlanpassung und die Strahlungsgüte relativ groß.

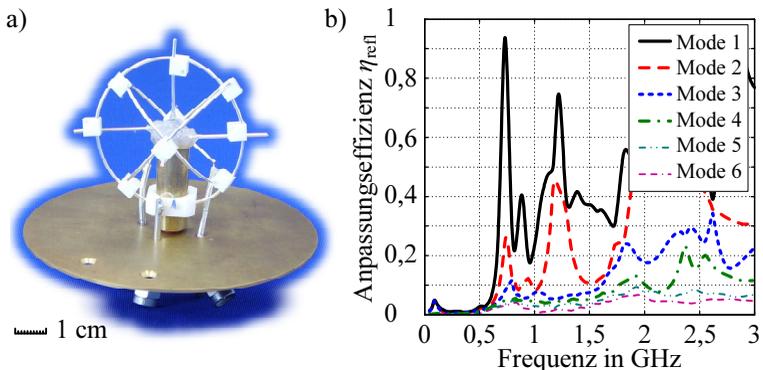


Abb. 3.9: a) Foto einer Sechstorgruppe, die sowohl die drei elektrischen als auch die drei magnetischen Freiheitsgrade der Polarisation ausnutzt. b) Anpassungseffizienz der Eigenmoden in einem Frequenzbereich von 3 GHz.

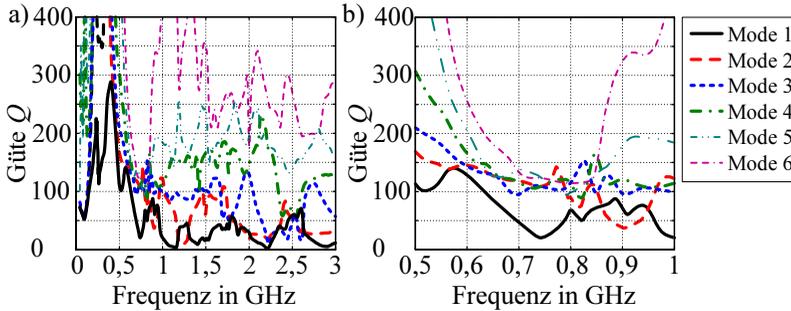


Abb. 3.10: Güte der Eigenmoden der Antennengruppe aus Abbildung 3.9 in einem Frequenzbereich von 3 GHz (a) und 0,5 GHz (b).

Der Frequenzbereich zwischen 0,7 und 0,8 GHz ist in Abbildung 3.10b noch einmal vergrößert dargestellt. In diesem Bereich beträgt die Länge der Dipole etwa $0,1 \lambda$ und der Umfang der Ringstrahler etwa $0,3 \lambda$. Die Strombelegung auf den Ringen ist noch nicht konstant, nähert sich aber dem idealen Verhalten an. Es lassen sich sechs Antenneneigenmoden mit Güten unter 150 nachweisen. Bei niedrigeren Frequenzen sinkt zwar der Fehler in der Anregung der sechs Polarisationsgrundmoden, gleichzeitig steigt aber die Strahlungsgüte der Einzelstrahler.

Simulationen von Anordnungen bestehend aus elektrisch kleinen Dipolen ($l = \lambda/10$) und Ringen ($d = 0,1/\pi \lambda$) zeigten, dass es möglich ist, sechs Freiheitsgrade nur durch Polarisation zu erreichen. Diese Simulationen wurden mit CST² durchgeführt und waren durch die sehr kleinen Strahlungsgüten der Einzelemente sehr zeitaufwendig. Es wurden verbleibende Kopplungen kleiner -15 dB festgestellt.

Simulationen größerer Dipol-Ring Kombinationen mit exakt gleichen Phasenzentren, bei denen die Abmessungen in der Größenordnung von $\lambda/2$ la-

²CST Microwave Studio, CST GmbH, Bad Nauheimer Str. 19, 64289 Darmstadt, Germany

gen, zeigten nur drei Strahlungsmoden. Diese Ergebnisse bestätigen die Aussage, dass die praktische Realisierung einer auf Polarisationsmoden basierenden Antennengruppe sich als schwierig erweist, da die Verwendung von $\lambda/2$ Dipolen und Ringstrahlern mit einem Umfang von λ zu starken Verkopplungen führt [22]. Die Ursache hierfür ist in den sich einstellenden nicht idealen Stromverteilungen zu suchen, die zu einer Anregung verschiedener sphärischer Moden führen.

Die Kombination magnetischer und elektrischer Elemente mit Raumdiversität kann Vorteile bringen, muss aber sorgfältig entworfen werden. Wie in Abbildung 3.5 gezeigt wurde, werden durch Antenneneigenmoden höherer Ordnungen auch magnetische Multipolfelder erzeugt. Diese würden stark mit entsprechend angeordneten magnetischen Elementen koppeln.

Der in [89] vorgestellte (theoretische) MIMO-Cube bestehend aus 12 Dipolen an den Kanten eines Würfels zeigt ein interessantes Verhalten. Für Kantenlängen von $\lambda/20$ ergeben sich sechs Freiheitsgrade: die sechs Polarisations-Grundmoden. Elektrische Dipole der Länge $\lambda/20$ besitzen aufgrund ihrer hohen Strahlungsgüte eine niedrige Bandbreite und Effizienz. Bei zunehmender Größe nehmen die nutzbaren Freiheitsgrade zu, so dass bei Kantenlängen von $\lambda/2$ zwölf Freiheitsgrade existieren. Diese Freiheitsgrade entsprechen zweidimensionalen Gruppen mit jeweils vier Elementen in den drei elektrischen Polarisationsrichtungen. Der Abstand von $\lambda/2$ zwischen den Dipolen sorgt für geringe Kopplungen, da keine superdirektiven Effekte auftreten. Die Anregung magnetischer Moden geschieht dabei als Effekt der Gruppen, analog dem Beispiel in Abbildung 3.5.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Verwendung von sechs Polarisationsgrundmoden nur im Grenzfall sehr kleiner Abmessungen möglich ist. Für diese kleinen Abmessungen sind dann die Strahlungsgüten der Einzelelemente sehr groß und kleine Bandbreiten und Effizienzen sind die Folge.

3.4 Eigenmodenbasierte Analyse und Optimierung

Die Grundlagen zur Eigenmodenbestimmung wurden bereits in Abschnitt 2.3.3 dargelegt. In Abschnitt 3.3.2 wurde diese Methode um die Bestimmung der Güten erweitert. Auch wenn beide Methoden in Abschnitt 3.3.4 bereits verwendet wurden, stehen sie in diesem Abschnitt im Mittelpunkt. Anhand geeigneter Beispiele wird die Analyse der Antennengruppen auf Basis ihrer Eigenmoden zur Optimierung diskutiert.

3.4.1 Dreielementige lineare Antennengruppen

Dreielementige lineare Antennengruppen werden in dieser Arbeit schwerpunktmäßig untersucht. Erstens ist ihre Komplexität überschaubar und zweitens sind die gewonnenen Erkenntnisse auf allgemeine Antennengruppen übertragbar, da sie keine besonderen Vereinfachungen aufgrund von Symmetrien aufweisen. Zweielementige Antennengruppen können zum Beispiel nicht nur durch einfache Netzwerke [33] entkoppelt werden, sondern auch durch künstliche magnetische Wände zwischen den Antennen [90]. Bei linearen Dreiergruppen wäre dieser Ansatz nicht mehr zielführend.

Zur Beschreibung der Eigenmodenanalyse anhand linearer Dreiergruppen wurden im ersten Schritt Dipole mit Hilfe des Simulationsprogrammes CST Microwave Studio untersucht. Die Länge der Dipole beträgt $\lambda/2$ bei 2,45 GHz.

Abbildung 3.11 zeigt die Anpassungseffizienzen in einem Frequenzbereich von 1,5 GHz bis 3 GHz und für Elementeabstände von $0,05 \lambda$ bis $0,5 \lambda$. Der erste Eigenmode ist durch eine gute Anpassung für alle Abstände gekennzeichnet. Der zweite Eigenmode hat eine sehr gute maximale Anpassung bis unterhalb eines Elementeabstandes von $d = 0,2 \lambda$. Für kleinere Elementeabstände nimmt die Anpassung ab, so dass sie bei $d = 0,05 \lambda$ schon auf unter

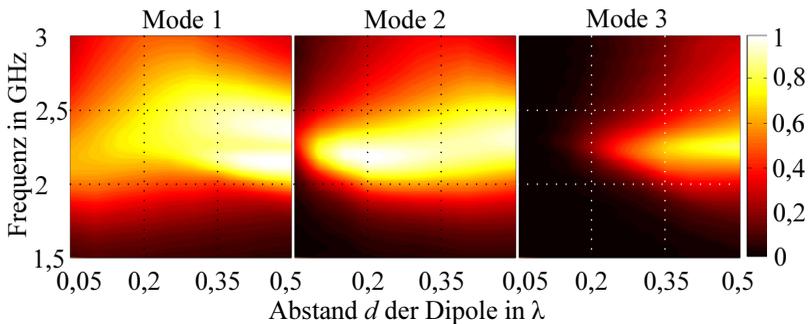


Abb. 3.11: Anpassungseffizienzen der Eigenmoden einer dreielementigen Dipolgruppe in Abhängigkeit von der Frequenz und des Abstandes d . Die Länge der Dipole beträgt $l = \lambda/2$ für eine Frequenz von 2,45 GHz.

35 % gesunken ist. Die Frequenzbandbreite des zweiten Eigenmodes ist auch deutlich kleiner als die Bandbreite des ersten Modes. Der dritte Eigenmode ist deutlich schlechter angepasst als die beiden anderen. Nur für einen Elementabstand von $d = 0,5 \lambda$ überschreitet die Anpassung 80 %. Für $d = 0,2 \lambda$ ist die Anpassung bereits kleiner als 20 %. Unter $d = 0,1 \lambda$ ist kaum noch eine Anpassung nachweisbar.

In Abbildung 3.12 sind die Strahlungsgüten der drei Eigenmoden abgebildet. Die Farbkodierung der Güten ist logarithmisch dargestellt und wurde bei Güten von 1000 begrenzt, um die Übersichtlichkeit zu erhalten. Für den ersten Eigenmode bleiben die Güten für den gesamten Frequenzbereich und alle Elementabstände unter 20. Der erste Eigenmode strahlt somit effektiv ab und ermöglicht bei entsprechender Anpassung große Bandbreiten. Der zweite Eigenmode weist in weiten Bereichen der Darstellung kleine Strahlungsgüten auf. Nur für Elementabstände unter $0,1 \lambda$ überschreiten sie eine Güte von 100. Auch für sinkende Frequenzen steigen die Güten, was mit der frequenzbezogenen Verkleinerung der Anordnung erklärbar ist. Diese Effekte treten

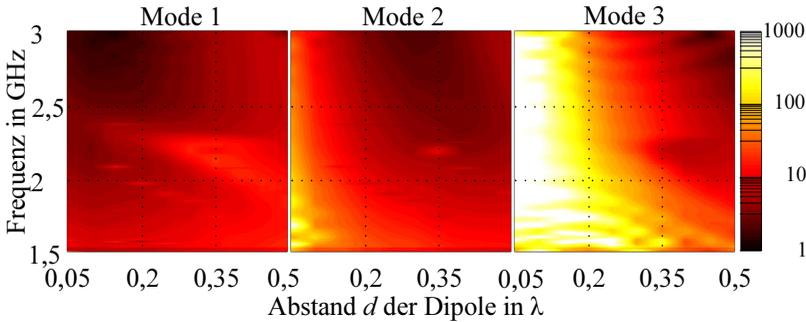


Abb. 3.12: Logarithmische Darstellung der Strahlungsgüten der Eigenmoden einer dreielementigen Dipolgruppe in Abhängigkeit von der Frequenz und des Abstandes d . Die Länge der Dipole beträgt $l = \lambda/2$ für eine Frequenz von 2,45 GHz.

im dritten Mode noch verstärkt auf. Die Strahlungsgüten sind für Elementabstände kleiner als $d = 0,1 \lambda$ größer als 1000. Diese hohen Strahlungsgüten führen entweder zu starker Fehlanpassung oder bei nachträglicher Anpassung zu sehr niedrigen Bandbreiten und Effizienzen.

Im Vergleich zwischen der Eigenmodeanpassung und der Strahlungsgüte fällt auf, dass aus beiden Methoden prinzipiell die gleichen Schlüsse gezogen werden können. Der Vorteil der Strahlungsgüten ist die Unabhängigkeit von der Anpassung der Einzelstrahler, die im Fall der Modeanpassungsanalyse das Verhalten überlagert. Werden zur Anpassung und Entkopplung passive Netzwerke vorgesehen, ist die Methode der Strahlungsgüten die bessere Wahl für die Optimierung. Soll die Antenne ohne zusätzliche passive Elemente auskommen, ist eine Optimierung auf Basis der Eigenmodeanpassung zu empfehlen. Es ist auch zu erwähnen, dass die Bestimmung der Strahlungsgüten, aufgrund der benötigten Ableitungen, numerisch nicht ganz einfach ist. So bildet sich ein überlagertes Rauschen in den Messdaten stark in den Güten

ab. Eine Unterdrückung des Rauschens durch Mittelung mehrerer Messdaten ermöglicht eine Verbesserung der Ergebnisse.

Die wellenartige Struktur im dritten Mode in Abbildung 3.12 bildet Unzulänglichkeiten in den Simulationen ab und ist kein physikalisches Phänomen. Kleinere Artefakte in den ersten beiden Eigenmoden sind auf eine fehlerhafte Sortierung der Moden zurückzuführen. Eine einfache Sortierung nach der Größe der Eigenmodeanpassung führt zu Sprüngen in den Darstellungen. Um kontinuierlich zusammenhängende Moden zu ermitteln wurde ein aufwendiges Sortierverfahren verwendet, das einzelne Punkte falsch bewertet hat.

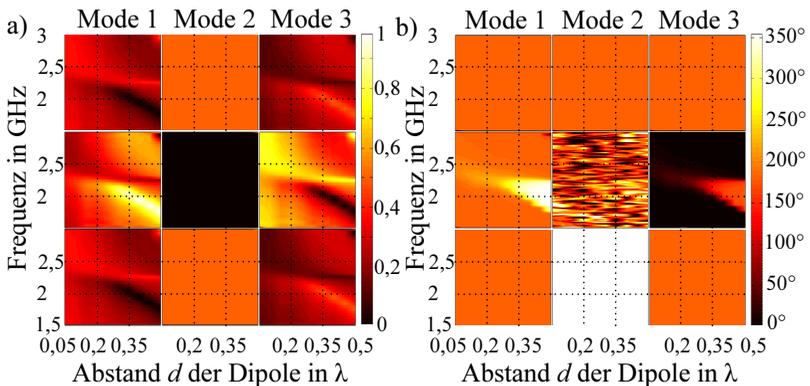


Abb. 3.13: Leistungsbeträge (a) und Phasenwinkel (b) der Speisevektoren der Eigenmoden einer dreielementigen Dipolgruppe in Abhängigkeit von der Frequenz und des Abstandes der Elemente.

Für eine physikalische Bewertung der Eigenmoden ist die Betrachtung der Speisevektoren bedeutsam. Abbildung 3.13 stellt die Leistungsbeträge und die Phasenwinkel der Speisevektoren dar. Der erste Eigenmode ist durch eine im Wesentlichen gleichphasige Speisung gekennzeichnet, was seine niedrigen Strahlungsgüten erklärt. Interessant ist, dass der erste Eigenmode auch Bereiche mit einer Phasendrehung am mittleren Element aufweist. Für Ele-

menteabstände von annähernd $0,5 \lambda$ gibt es einen gegenphasigen Bereich, der dem ersten Mode zugeordnet werden kann. Der zweite Eigenmode hat immer ein ungespeistes mittleres Element und zwei gegenphasig mit gleicher Leistung gespeiste äußere Elemente. Der dritte Eigenmode komplettiert die orthogonale Basis. Er ist in weiten Bereichen gegenphasig und wird in den Bereichen, in denen der erste Eigenmode gegenphasig ist, gleichphasig. Der charakteristische Unterschied zwischen dem ersten und dem dritten Mode ist, dass im ersten Eigenmode die Modeanpassung immer besser als im dritten Eigenmode ist.

Äquivalente Untersuchungen für Schlitzstrahlergruppen zeigten ein qualitativ identisches Verhalten, so dass auf eine ausführliche Diskussion verzichtet werden kann. Etwas breitere Anpassungsbereiche in der Modeanpassung wiesen auf eine größere Bandbreite der Schlitzstrahler im Vergleich zu den untersuchten Dipolen hin. Das gruppenbezogene Verhalten war fast identisch mit dem der Dipolgruppe, was auf eine untergeordnete Bedeutung der Art der Einzelstrahler schließen lässt. Wichtig bleibt, dass die Einzelstrahler effizient strahlen und wenig Nahfeldkopplung verursachen sollten.

Für die praktische Untersuchung von kompakten Antennengruppen wurden vor allem Monopolgruppen verwendet. Sie zeichnen sich durch eine einfache und kontrollierbare Speisung aus. Um die realisierten Beispiele bewerten zu können, wurde in Abbildung 3.14 die Modenanpassung einer dreielementigen Monopolgruppe in Abhängigkeit des Abstandes angegeben. Die $\lambda/4$ Monopole sind gut angepasst, so dass die Modeanpassung aussagekräftige Ergebnisse liefert.

Die Kurven wurden mit Hilfe der Gleichung (3.1) bestimmt, wobei die verschiedenen Abstände der Elemente bei der Bestimmung der Koppelimpedanzen berücksichtigt wurden. Der jeweils dritte Monopol kann bei dieser Betrachtung vernachlässigt werden, da er im offenen Zustand das Feld nicht wesentlich beeinflusst.

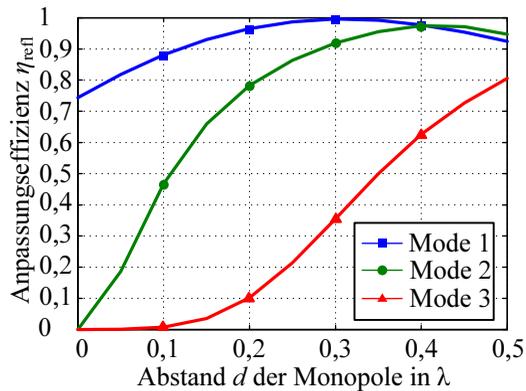


Abb. 3.14: Anpassungseffizienz in Abhängigkeit des Abstandes d der Eigenmoden einer dreielementigen Antennengruppe bestehend aus $\lambda/4$ langen Monopolen.

Der gleichphasige erste Mode ist für alle Abstände gut angepasst, während der zweite Eigenmode für kleinere Abstände als $\lambda/4$ abnehmende Anpassung aufweist. Im gegenphasigen dritten Eigenmode dominiert die Verkoppelung der Elemente das Verhalten. Eine deutliche Fehlanpassung für kleinere Abstände als $\lambda/2$ ist die Folge.

3.4.2 Standardbeispiel - Viertelwellenabstand

Anhand einer Beispielantenne soll in diesem Abschnitt die Optimierung von Antennengruppen mit Hilfe der Eigenmodenanalyse diskutiert werden. Das gewählte Beispiel besteht aus drei Monopolen aus versilbertem 1 mm dicken Kupferdraht mit einem Abstand von $\frac{\lambda}{4}$ für eine Entwurfsfrequenz von 1 GHz und spielt auch in den folgenden Kapiteln als Standardbeispiel eine Rolle. Da das Beispiel als Machbarkeitsnachweis des vorgestellten Ansatzes dienen soll, werden die Monopole mit einer relativ großen Massefläche von $(0,5 \times 0,5) \text{ m}^2$ aus Aluminium realisiert. Diese Maßnahme verhindert Probleme bei

der Messung und Analyse der Antennengruppe und verringert gleichzeitig die Anregung unerwünschter kreuzpolarisierter Energieanteile.

Nach der Wahl des Abstandes, der Größe der Massefläche und der Festlegung auf gleich lange Monopole, verbleibt die Länge l der Monopole als einziger Freiheitsgrad für eine Optimierung. Mit Hilfe der in Abschnitt 2.3.3 vorgestellten Eigenmodenanalyse lassen sich aus den gemessenen Streumatrizen die Anpassungseffizienzen η_{reff} der Antenneneigenmoden bestimmen.

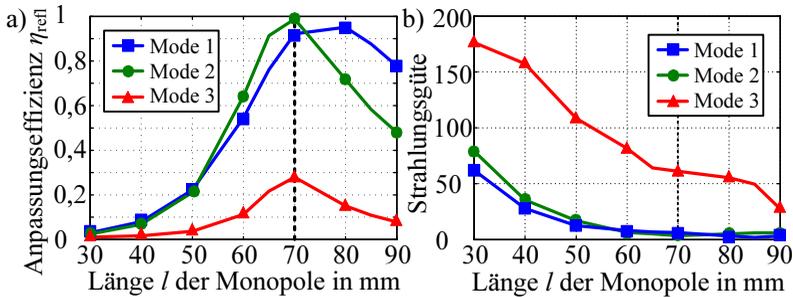


Abb. 3.15: a) Berechnete Anpassungseffizienzen η_{reff} der Antenneneigenmoden. Die Berechnung basiert auf gemessenen S-Parametern. Die gestrichelte Linie zeigt die optimale Länge l_{opt} der Monopole. b) Berechnete Strahlungsgüten der Antenneneigenmoden.

Abbildung 3.15a zeigt die Anpassungseffizienzen in Abhängigkeit der Länge l der Monopole. Der erste Mode wird angeregt, wenn alle Antennenströme die gleiche Phase besitzen. In diesem Fall bleibt die Verkopplung der Antennenelemente vernachlässigbar. Der zweite Mode verhält sich für einen Elementabstand von $\frac{\lambda}{4}$ wie eine gewöhnliche zweielementige Antennengruppe mit einem Elementabstand von einer halben Wellenlänge. Im Falle einer guten Anpassung des einzelnen Antennenelementes sind auch die beiden ersten Moden gut angepasst. Der Mode höchster Ordnung, Mode 3, zeigt im Gegensatz dazu ein kritisches Verhalten. In diesem Mode sind die Ströme

benachbarter Elemente gegenphasig, so dass hier die Verkopplung der Antennenelemente das Verhalten dominiert.

Es lässt sich eine optimale Länge von $l_{\text{opt}} = 70$ mm ermitteln, in der der Mode mit der größten Fehlanpassung am besten angepasst ist. Die optimale Länge liegt geringfügig unterhalb einer viertel Wellenlänge und stimmt in etwa mit der optimalen Resonanzlänge des Einzelelementes überein. Dieses Ergebnis zeigt, dass die optimale Anpassung des Einzelelementes direkt die Anpassung der Eigenmoden beeinflusst.

Eine Verbesserung lässt sich erreichen, wenn die Strahlungsgüten der Eigenmoden ermittelt und als Zielfunktion der Optimierungsstrategie verwendet werden. Abbildung 3.15b zeigt die bestimmten Strahlungsgüten für das Standardbeispiel in Abhängigkeit der Monopollänge l . Es ist zu erkennen, dass die Güten aller Moden mit kleiner werdenden Monopollängen steigen, was die Bedeutung niedriger Strahlungsgüten der Einzelstrahler für das Strahlungsverhalten der Antennengruppe unterstreicht.

Obwohl dieses Beispiel etwas trivial ist, verdeutlicht es die Funktionsweise der Eigenmodenoptimierung. Für Antennengruppen, bei denen einzelne Optimierungsparameter Einfluss auf die Verkopplung haben, zeigen sich die Möglichkeiten der Eigenmodenoptimierung noch deutlicher. Dabei sind die Optimierungsrichtungen zumeist einsichtig. Zum Beispiel wird eine Vergrößerung der Antennengruppe, bzw. des Abstandes, tendenziell bessere Modeanpassungen und niedrigere Strahlungsgüten liefern. Es ist deshalb wichtig, Optimierungen immer mit Beschränkung des Wertebereichs der einzelnen Parameter durchzuführen.

Die Bestimmung der Güten ist aufgrund der Ableitungen numerisch nicht ganz einfach. Besonders bei großen Güten, mit steilen Gradienten in den Impedanzen, sinkt die Genauigkeit der Berechnung. Rauschen und kleine Mess-

fehler können dann zu relativ großen Abweichungen im Ergebnis führen. Im nächsten Abschnitt wird dieses Verhalten tiefergehend analysiert.

3.4.3 Grenzfall - Zehntelwellenabstand

Auch diese Antennengruppe wurde für eine Frequenz von 1 GHz entworfen und besteht aus drei Monopolen. Der kleine Abstand der Einzelemente führt zu hohen Strahlungsgüten und starker Fehlanpassung in den höheren Moden. Abbildung 3.16 zeigt eine Aufnahme der Antennengruppe. Die Massefläche ist mit $0,6 \lambda \times 0,6 \lambda$ so klein, dass eine konventionelle Antennengruppe mit $\lambda/2$ Elementeabstand auf ihr keinen Platz finden würde.

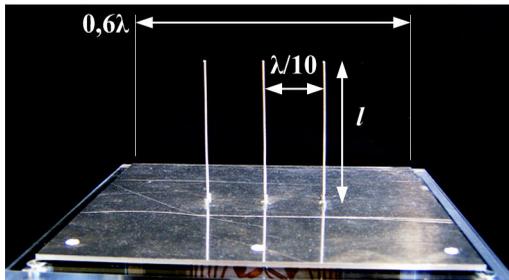


Abb. 3.16: Foto der dreielementigen Monopolgruppe mit $\lambda/10$ Elementeabstand.

In Abbildung 3.17a sind die Eigenmodeanpassungen der Antennengruppe in Abhängigkeit von der Monopollänge l angegeben. Der Mode höchster Ordnung zeigt auch in diesem Beispiel das schlechteste Verhalten. Mit nur drei Prozent Anpassung ist dieser Mode ohne Anpass- und Entkoppelnetzwerk (AEN) praktisch nicht nutzbar. Mode 2 ist mit maximal 60 % deutlich besser, aber trotzdem nicht optimal angepasst. Für eine maximale Eigenmodeanpassung müsste die Länge der Monopole zu 70 mm gewählt werden. Es zeigt sich unter Berücksichtigung des vorherigen Beispiels, dass die optima-

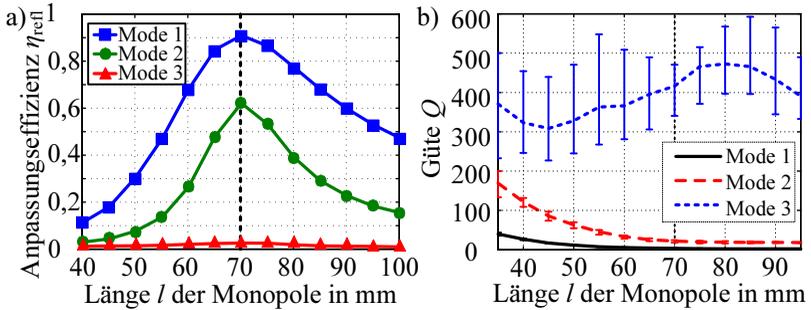


Abb. 3.17: Anpassung (a) und Güten (b) der Eigenmoden einer $\lambda/10$ -Gruppe in Abhängigkeit von der Monopollänge l .

le Modeanpassung weitestgehend vom Einzelelement und nicht vom Elementabstand abhängt.

Die Strahlungsgüten der Antennengruppen-Eigenmoden sind in Abbildung 3.17b angegeben. Als erstes Merkmal ist festzuhalten, dass die Güte mit zunehmender Ordnung der Moden steigt. Die Bestimmung der Güten wurde dreimal unabhängig von einander durchgeführt. Die Kurven geben die Mittelwerte und die Fehlerbalken die Grenzen des größten und kleinsten bestimmten Wertes an. Es wird deutlich, dass die Genauigkeit der Methode mit steigender Güte abnimmt. Für die ersten beiden Moden zeigt sich das erwartete Verhalten einer bei abnehmender Länge der Monopole zunehmenden Strahlungsgüte.

Interessant ist die relativ gleich bleibende Güte des dritten Modes. Bei Simulationen mit idealen Dipolen konnte dieses Verhalten nicht nachgewiesen werden, hier steigt die Güte mit abnehmender Länge. Eine mögliche Erklärung wäre die durch die endliche Massefläche und die nicht ideal geraden und parallelen Monopole angeregte Kreuzpolarisation. Wird die Strahlungsleistung der Kopolarisation im dritten Mode so klein, dass sie in der Größen-

ordnung der Kreuzpolarisation liegt, steigt die Güte bei weiterer Verringerung nicht mehr deutlich an.

3.5 Zusammenfassung und Bewertung

Die Optimierung der eigentlichen Antennengruppen ist ein unverzichtbarer Bestandteil des Entwurfes kompakter Antennensysteme, denn die Strahlungsgüten der Eigenmoden entscheiden über die mit einem AEN erreichbaren Bandbreiten und Effizienzen [91].

Der erste Untersuchungsschwerpunkt befasste sich mit den Einzelstrahlern. Es wurde gezeigt, dass nur effiziente Einzelstrahler eine sinnvolle Anpassung und Entkopplung ermöglichen. Weiterhin sind die Nahfeldkopplungen zu minimieren, so dass ein Kompromiss zwischen möglichst kleinen und möglichst effizienten Einzelstrahlern zu finden ist. Die Effizienz elektrisch kleiner Antennen nimmt mit Verringerung der Größe ab. Weiterhin wurden verschiedene Antennenelemente diskutiert. Als Faustregel für die Wahl der Gruppenelemente lässt sich, im Gegensatz zur Anwendung als Einzelantennen, sagen: je weniger Metall desto besser. Metallische Flächen führen zu kapazitiven Kopplungen und überall wo ihrer Ursache entgegengerichtete Induktionsströme auftreten, wird die Strahlungseffizienz verringert.

Ein weiterer Schwerpunkt in diesem Kapitel war die Untersuchung der physikalischen Grenzen der Miniaturisierung. Anhand der Multipolfelder konnte gezeigt werden, dass theoretisch sechs Polarisationsfreiheitsgrade mit der Strahlungsgüte des Dipolmodos existieren. Diese sechs Freiheitsgrade ergeben sich aus drei elektrischen und drei magnetischen Dipolen, die jeweils senkrecht aufeinander stehen. Untersuchungen haben gezeigt, dass die Verwendung dieser Freiheitsgrade zwar nicht einfach aber im Grenzfall kleiner Abmessungen möglich ist. Neue dreidimensionale Herstellungsmethoden solcher Antennengruppen könnten zu extrem kompakten Diversitätsantennen führen. Für Antennengruppen mit niedrigen Strahlungsgüten, die größer als et-

wa $\lambda/10$ sind, können nur noch drei Polarisationsfreiheitsgrade effektiv genutzt werden.

Bei Gruppenantennen gleicher Polarisation werden je nach Elementeabstand höhere sphärische Moden angeregt, die dann größere Strahlungsgüten aufweisen. Weiterhin wurde gezeigt, dass die Elementanzahl innerhalb einer Polarisation für kompakte Antennengruppen begrenzt ist und dass es sich nicht lohnt unter einem von der Elementezahl abhängigen Abstand weitere Elemente einzufügen. Es wurde dargelegt, dass durch Anpassung und Entkopplung eine Verbesserung des Diversitätsgewinnes von zwei bis drei Dezibel zu erwarten ist. Dieser Wert ist abhängig von der Effizienz der Anordnung. Eine vorgestellte Methode ermöglicht die Bestimmung der Strahlungsgüten der Eigenmoden der Antennengruppen anhand simulierter oder gemessener Impedanzmatrizen. Die Strahlungsgüten hängen direkt mit der durch ein AEN erreichbaren Modebandbreite zusammen. Diese Modebandbreiten begrenzen den Grad der Miniaturisierung in realen Systemen. Die Kenntnis über die Strahlungsgüten der Eigenmoden stellt somit ein wichtiges Werkzeug für den Entwurf dar.

Als letzter Untersuchungsschwerpunkt in diesem Kapitel wurde die Eigenmodenanalyse näher betrachtet. Beispiele zeigen, wie sich die Anpassung und die Strahlungsgüte der Eigenmoden verhalten. Anhand praktischer Beispiele wurde die Verwendung der Eigenmodenanalyse zur Optimierung diskutiert. Bei Verwendung einfacher Antennen ergibt sich der direkte Zusammenhang zwischen steigender Strahlungsgüte und abnehmender Größe. Bei komplexeren Antennengruppen erlangt die Methode bei der Minimierung von Nahfeldkopplungen besondere Bedeutung. Numerische Schwierigkeiten erschweren die Verwendung der Strahlungsgüte zur Optimierung. Für die Bestimmung der Güten werden sorgfältig simulierte und gemessene Daten benötigt. Ein überlagertes Rauschen führt zu großen Ungenauigkeiten besonders bei hohen Güten. Die Maximierung der Eigenmodeanpassung umgeht diese Schwierig-

keiten und führt bei angepassten Einzelstrahlern ebenfalls zu guten Ergebnissen.

Weiterhin lassen sich relativ einfach Antennen konstruieren, die mehr Tore als nutzbare Freiheitsgrade besitzen. So würden drei sternförmig in einer Ebene angeordnete Dipole mit gleichem Phasenzentrum, wie sie in [92, *system 3*] untersucht wurden, nur zwei Polarisationsfreiheitsgrade als Eigenmoden ermöglichen. Die Effizienz des dritten Eigenmodes wäre identisch null und dieser damit nicht nutzbar. Die Eigenmoden würden ein solches Verhalten klar aufzeigen. Sie ermöglichen also eine effektive Bewertung und Optimierung von Antennengruppen.

4 Synthese von Anpass- und Entkoppelnetzwerken

4.1 Stand und inhaltliche Abgrenzung

In diesem Kapitel stehen die Entwurfs- und Realisierungsmethoden für Anpass- und Entkoppelnetzwerke (AENs) im Vordergrund.

Die Verwendung von passiven Netzwerken zur Speisung von Antennengruppen hat eine lange Tradition. Frühe Arbeiten wurden bereits ab 1960 [93–95] veröffentlicht. Die Schwerpunkte dieser Arbeiten lagen in der Formung der Torrichtcharakteristiken und der Entkopplung bei Verwendung konventioneller Antennengruppen.

Ab 1970 wurden Entkopplungsnetzwerke für Radaranwendungen mit Festkörperoszillatoren untersucht. Die hohe Entkopplung wurde hier für das Einhalten definierter Lastimpedanzen an den Eingängen benötigt. Ein Entkoppelnetzwerk aus Hohlleitern im X-Band für eine zweielementige Gruppe wurde in [96] vorgestellt. Zur Berechnung wurde ausgehend von einer der Gleichungen (4.2) und (4.3) entsprechenden Formel ein Spezialfall ausgewählt. In [97] wird die Diagonalisierung der Streumatrix \tilde{S} unter der Bedingung, dass sie normal im mathematischen Sinne ist ($\tilde{S}\tilde{S}^H = \tilde{S}^H\tilde{S}$), beschrieben. Für unendliche lineare und zirkulare Antennen trifft diese Bedingung zu. Eine wenig anschauliche Herleitung von AENs für nicht unendliche Antennengruppen auf Basis der Gruppentheorie wurde in [98] veröffentlicht. In einer Arbeit von 1976 [99] wurde ein Ansatz zum Entkoppeln von Antennengruppen mit kleiner Elementanzahl vorgestellt. Hierzu werden im ersten Schritt die einzelnen Antennenelemente angepasst und anschließend mit Hilfe von 90° Kopplern entkoppelt. Dieser Ansatz funktioniert für eine zweielementige

Gruppe exakt und für größere Gruppen nur näherungsweise. Die Entwurfsmethode der Netzwerke in der vorliegenden Arbeit unterscheidet sich von diesen Ansätzen vor allem durch ihre Allgemeingültigkeit und in ihrem anschaulicheren Zugang.

Eine 1996 veröffentlichte Entwurfsmethode für AENs, mit dem Ziel, die Speisung von Antennengruppen zu verbessern, verwendet eine vergleichsweise große Anzahl von $n(n-1)/2$ 180° -Kopplern [100]. Durch Ausnutzung der Eigenmodentheorie und diverser Symmetrieeigenschaften konnte 2007 die Anzahl der Koppler reduziert werden [120, 123]. Die Verwendung von 180° -Kopplern zur Eigenmodenspeisung ist besonders bei hohen Frequenzen vorteilhaft und wird in Abschnitt 5.5.2 für die Entkopplung von Antennengruppen bei 20 GHz genutzt. Mit Hilfe von 180° -Kopplern entkoppelte zweielementige Antennengruppen wurden in [33, 101, 102] vorgestellt.

Die Gruppe um H. J. Chaloupka veröffentlichte ab 2003 Ideen, die für die vorliegende Arbeit grundlegend waren. Die Entkopplung kompakter Diversitätsantennen durch passive AENs [28, 133] und die Beschreibung der Antennen durch Eigenmoden [29] sind im Besonderen zu nennen. Praktische Beispiele wurden realisiert, die die Entkopplung und Anpassung nachweisen. Es ist zu erwähnen, dass die vorliegende Arbeit auf diesen Ansätzen aufbaut, sich allerdings besonders durch eine Verallgemeinerung des Netzwerkentwurfes unter Berücksichtigung der Form der Torrichtcharakteristiken, der Netzwerkverluste, der Vereinfachung und der Sensitivitätsoptimierung der Netzwerke abgrenzen lässt.

Eine Methode, ein AEN und eine Antennengruppe zu vereinen, wurde in [64] dargelegt. In [103] wurde die Möglichkeit untersucht, vier Strahlungsmoden in einem Mobiltelefon anzuregen, in dem die Gehäuseresonanzen das Verhalten dominieren. Hierzu wurde die Verwendung von vier 180° Kopplern vorgeschlagen.

In den letzten Jahren wurden vermehrt zweielementige Antennengruppen durch verschiedene Methoden entkoppelt. In [104] wurde eine durch eine Leitung entkoppelte Zweiergruppe mit Hilfe von Simulationen untersucht. Dem folgte in [33] ein Vergleich von Messdaten zwischen Leitungsentkopplung und Hybridentkopplung. In [34, 105, 106] wurden durch eine Verbindungsleitung entkoppelte *Planar Inverted-F Antennas* (PIFAs) vorgestellt. Hierbei wurde der Effekt einer kleinen Massefläche auf die Ver- bzw. Entkopplung diskutiert.

Der Schwerpunkt der in diesem Abschnitt vorgestellten Methode, liegt besonders in der allgemeingültigen Entwurfsstrategie. Zum Einen wird die Form der Torrichtcharakteristiken im Entwurfsprozess berücksichtigt, was eine Kontrolle aller Freiheitsgrade voraussetzt und den Entwurf von AENs mit Keulenformungseigenschaften ermöglicht. Zum Anderen wird die Methode um die Beschreibung der Netzwerkverluste erweitert, wodurch der Einfluss der Verluste analysiert und Fehler in der Anpassung und Entkopplung korrigiert werden können.

Zwei weitere wichtige Untersuchungsschwerpunkte für die praktische Umsetzung von AENs sind die Reduktion der Netzwerkkomplexität sowie die Analyse und Optimierung der Sensitivität gegenüber Realisierungstoleranzen. Außerdem ist die Untersuchung der praktischen Realisierung einzelner Netzwerkelemente notwendig.

4.2 Impedanz- Admittanzmatrix Synthese

4.2.1 Matrixbeschreibung

Eine beliebige n -Tor Antenne kann durch eine komplexe $n \times n$ Impedanzmatrix $\tilde{Z}_a = \tilde{R}_a + j\tilde{X}_a$ beschrieben werden. An diese Antennengruppe wird ein AEN $\tilde{Z}_n = \tilde{R}_n + j\tilde{X}_n$ geschaltet, das im allgemeinen Fall n Ausgänge und m Eingänge hat. Die Verluste des Netzwerkes werden vollständig durch

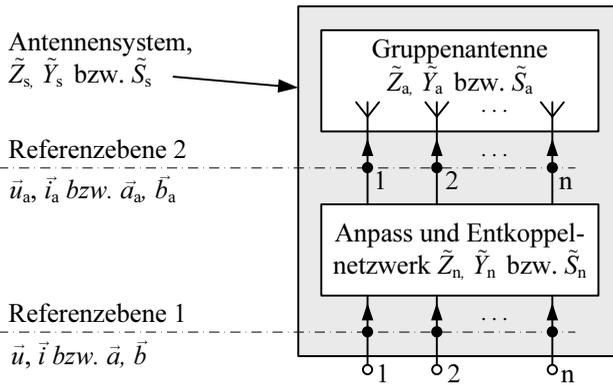


Abb. 4.1: Ein n -Tor Antennensystem bestehend aus der Antennengruppe und einem Anpass- und Entkoppelnetzwerk mit Kennzeichnung der Matrixnotationen und der Referenzebenen.

den Realteil \tilde{R}_n der Impedanzmatrix beschrieben. Abbildung 4.1 zeigt das Blockschaltbild einer solchen Anordnung.

Gleichung (4.1) beschreibt die $(n + m) \times (n + m)$ Matrix des AENs durch vier Untermatrizen.

$$\tilde{Z}_n = \begin{pmatrix} \tilde{Z}_{11n} & \tilde{Z}_{21n} \\ \tilde{Z}_{12n} & \tilde{Z}_{22n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{R}_{11n} + j\tilde{X}_{11n} & \tilde{R}_{21n} + j\tilde{X}_{21n} \\ \tilde{R}_{12n} + j\tilde{X}_{12n} & \tilde{R}_{22n} + j\tilde{X}_{22n} \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Die $m \times m$ Impedanzmatrix \tilde{Z}_s des entstandenen Antennensystems kann mit Hilfe der Untermatrizen zu

$$\tilde{Z}_s = \tilde{Z}_{11n} - \tilde{Z}_{21n}\tilde{T}_i \quad (4.2)$$

bestimmt werden. Die Matrix \tilde{T}_i ist die Stromtransfermatrix und gibt an, wie der Stromvektor am Systemeingang durch das AEN an die Eingänge der Antenne transformiert wird:

$$\vec{i}_a = \tilde{T}_i \cdot \vec{i}.$$

Sie kann über

$$\tilde{T}_i = \left(\tilde{Z}_a + \tilde{Z}_{22n} \right)^{-1} \tilde{Z}_{12n} \quad (4.3)$$

aus den Impedanzmatrizen des Netzwerkes und der Antenne bestimmt werden. Die Herleitung dieser Zusammenhänge ist zur besseren Nachvollziehbarkeit in Anhang A.1.1 dargelegt.

Mit Hilfe der Stromtransfermatrix lassen sich Torrichtcharakteristiken bestimmen. Eine Torrichtcharakteristik ist nach Abschnitt 2.3.1 die Richtcharakteristik, die entsteht, wenn ausschließlich ein Tor mit einer Leistungswelle gespeist wird und die anderen Tore reflexionsfrei abgeschlossen werden. Die entstehende Richtcharakteristik ergibt sich durch Speisewellen an den Antennenfußpunkten, die sich mit Hilfe der Leistungstransfermatrix \tilde{T}_a bestimmen lassen:

$$\vec{a}_a = \tilde{T}_a \vec{a}.$$

Somit definiert die i -te Spalte der Leistungstransfermatrix die i -te Torrichtcharakteristik des Antennensystems. Der Zusammenhang zwischen der Leistungstransfermatrix \tilde{T}_a und der Stromtransfermatrix \tilde{T}_i ergibt sich unter Verwendung der Umrechnungsvorschriften (A.1) bis (A.4) für ein auf die Referenzimpedanz Z_0 angepasstes und entkoppeltes Antennensystem zu:

$$\begin{aligned} \tilde{T}_a &= \frac{1}{2} \left(\tilde{E} + \tilde{Z}_a \frac{1}{Z_0} \right) \tilde{T}_i, \\ \tilde{T}_i &= 2 \left(\tilde{E} + \tilde{Z}_a \frac{1}{Z_0} \right)^{-1} \tilde{T}_a, \end{aligned}$$

wobei \tilde{E} die Einheitsmatrix ist.

4.2.2 Entwurf eines verlustfreien AENs

Alle eingebrachten Verluste verringern den Wirkungsgrad des Antennensystems. Daher liegt die Forderung nach einem verlustfreien Netzwerk nahe. Die

Realisierung eines absolut verlustfreien passiven Netzwerkes ist allerdings nicht möglich. In diesem Abschnitt wird der Netzwerkentwurf unter der Annahme der Verlustfreiheit erläutert, um ihn in Abschnitt 4.2.4 für verlustbehaftete Netzwerke zu verallgemeinern.

Die Bedingung der Verlustfreiheit lässt sich mathematisch durch eine rein imaginäre Impedanzmatrix \tilde{Z} erfassen (Anhang A.2.1). Der Realteil \tilde{R} der Impedanzmatrix $\tilde{Z} = \tilde{R} + j\tilde{X}$ muss also im verlustfreien Fall identisch null sein, so dass für ein verlustfreies AEN folgt:

$$\tilde{Z}_n = j\tilde{X}_n.$$

Weiterhin gilt $\tilde{Z}_a = \tilde{R}_a + j\tilde{X}_a$, $\tilde{Z}_s = \tilde{R}_s + j\tilde{X}_s$ und $\tilde{T}_i = \tilde{T}_{iR} + j\tilde{T}_{iI}$. Aus Gleichung (4.2) ergibt sich für das Antennensystem:

$$\tilde{R}_s + j\tilde{X}_s = j\tilde{X}_{11n} - j\tilde{X}_{21n} \left(\tilde{T}_{iR} + j\tilde{T}_{iI} \right).$$

Durch eine Trennung von Real- und Imaginärteil ergeben sich die folgenden Bestimmungsgleichungen für \tilde{X}_{11n} und \tilde{X}_{21n} :

$$\tilde{X}_{11n} = \tilde{X}_s + \tilde{R}_s \tilde{T}_{iI}^{-1} \tilde{T}_{iR}, \quad (4.4)$$

$$\tilde{X}_{21n} = \tilde{R}_s \tilde{T}_{iI}^{-1}. \quad (4.5)$$

Mit analogem Vorgehen ergibt sich aus Gleichung (4.3) erst

$$\left(\tilde{R}_a + j\tilde{X}_a + j\tilde{X}_{22n} \right) \left(\tilde{T}_{iR} + j\tilde{T}_{iI} \right) = j\tilde{X}_{12n},$$

und anschließend durch Separation von Real- und Imaginärteil:

$$\tilde{X}_{12n} = \tilde{R}_a \tilde{T}_{iI} + \tilde{R}_a \tilde{T}_{iR} \tilde{T}_{iI}^{-1} \tilde{T}_{iR}, \quad (4.6)$$

$$\tilde{X}_{22n} = \tilde{R}_a \tilde{T}_{iR} \tilde{T}_{iI}^{-1} - \tilde{X}_a. \quad (4.7)$$

Die vier Matrixgleichungen (4.4) bis (4.7) ermöglichen die Bestimmung des verlustfreien AENs bei gegebener Antennenmatrix \tilde{Z}_a , Systemmatrix \tilde{Z}_s und gewünschter Stromtransfermatrix \tilde{T}_i .

Das resultierende Netzwerk ist allerdings nur unter bestimmten Bedingungen reziprok und somit realisierbar. Die Bedingungen für eine reziproke Impedanzmatrix \tilde{Z}_n sind:

$$\begin{aligned}\tilde{X}_{11n} &= \tilde{X}_{11n}^T \\ \tilde{X}_{12n} &= \tilde{X}_{21n}^T \\ \tilde{X}_{22n} &= \tilde{X}_{22n}^T\end{aligned}$$

Es lässt sich zeigen (siehe Anhang A.2.2), dass diese Beziehungen erfüllt werden, wenn die folgende Gleichung erfüllt ist:

$$\tilde{R}_s = \tilde{T}_i^H \tilde{R}_a \tilde{T}_i. \quad (4.8)$$

Physikalisch interpretierbar wird Gleichung (4.8) mit folgender Überlegung. Bei einem verlustfreien AEN muss die dem Netzwerk zugeführte Leistung P_{in} gleich der dem Netzwerk entnommenen Leistung P_{out} sein. Die beteiligten Wirkleistungen lassen sich wie folgt bestimmen:

$$\begin{aligned}P_{\text{in}} &= \Re \left\{ \vec{i}^H \tilde{Z}_s \vec{i} \right\} = \vec{i}^H \tilde{R}_s \vec{i}, \\ P_{\text{out}} &= \Re \left\{ \vec{i}_a^H \tilde{Z}_a \vec{i}_a \right\} = \vec{i}_a^H \tilde{R}_a \vec{i}_a = \vec{i}^H \tilde{T}_i^H \tilde{R}_a \tilde{T}_i \vec{i},\end{aligned}$$

wobei $\Re \{ \}$ den Realteil einer Größe kennzeichnet. Durch Gleichsetzen der Leistungen ergibt sich:

$$\vec{i}^H \tilde{R}_s \vec{i} = \vec{i}^H \tilde{T}_i^H \tilde{R}_a \tilde{T}_i \vec{i}.$$

Es ist zu erkennen, dass durch Eliminieren der Eingangsstromvektoren die Bedingung (4.8) entsteht. Somit ist nachgewiesen, dass Bedingung (4.8) ihre physikalische Begründung in der Erhaltung der Leistung hat.

Gleichung (4.8) begrenzt die Möglichkeit bestimmte Stromtransfermatrizen zu realisieren. Unter der Annahme, die Antenne (also \tilde{R}_a) und die gewünschte Systemmatrix (\tilde{R}_s) sind vorgegeben, lassen sich nur bestimmte Stromtransfermatrizen und somit auch Torrichtcharakteristiken realisieren. In Anhang A.2.3 ist dargelegt, wie sich mit Hilfe der Cholesky-Zerlegung [18] $\mathfrak{C}\{\cdot\}$ Gleichung (4.8) nach \tilde{T}_i auflösen lässt. Es ergibt sich

$$\tilde{T}_i = (\mathfrak{C}\{\tilde{R}_a\})^{-1} \tilde{\zeta} \mathfrak{C}\{\tilde{R}_s\}. \quad (4.9)$$

Die Matrix $\tilde{\zeta}$ ist dabei eine beliebige unitäre Matrix, für die gilt $\tilde{\zeta}^H \tilde{\zeta} = \tilde{E}$. \tilde{E} entspricht wieder der Einheitsmatrix und H der hermiteschen Transponierung. An dieser Stelle sei auf den Zusammenhang zu Gleichung (2.15) hingewiesen. Die Zahl der möglichen Stromtransfermatrizen und somit auch die Zahl der Sätze orthogonaler Torrichtcharakteristiken, mit der eine Systemtoranpassung und Entkopplung ($\tilde{Z}_s = Z_0 \cdot \tilde{E}$) möglich ist, ist zwar unendlich aber gleichzeitig durch die Freiheitsgrade einer unitären Matrix begrenzt.

Diese Überlegung lässt sich noch um einen Schritt fortführen. Es ist bekannt [37], dass Richtcharakteristiken, die durch ein verlustfreies und entkoppeltes Antennensystem erzeugt werden, orthogonal sind. Demzufolge erzwingt Bedingung (4.9) orthogonale Richtcharakteristiken, wenn das Netzwerk die Systemtore entkoppelt.

Ein möglicher Entwurfsablauf wird im Folgenden vorgestellt. Im ersten Schritt, wird eine Antennengruppe nach den Kriterien aus Kapitel 3 entworfen und charakterisiert. Anschließend wird eine gewünschte Stromtransfermatrix bestimmt, die zu gewünschten Torrichtcharakteristiken führt. Die Richtcharakteristiken der Systemtore ergeben sich aus einer geeigneten Über-

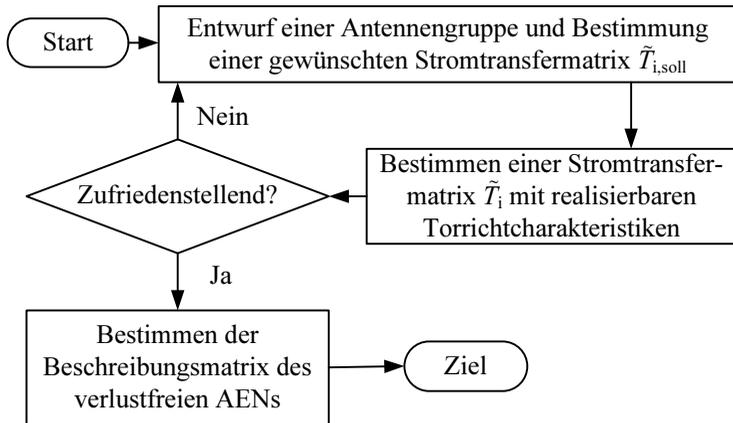


Abb. 4.2: Blockdiagramm des Entwurfsprozesses einer Antennengruppe mit verlustfreiem Anpass- und Entkoppelnetzwerk (AEN).

lagerung der Richtcharakteristiken der Antennengruppe. Eine geeignete Entwurfsmethode, für Systemtorcharakteristiken mit definierter Lage der Nullstellen, ist die Polynomial-Methode von Schelkunoff [5, S. 342]. Die Wahrscheinlichkeit, dass die Torrichtcharakteristiken orthogonal sind, ist größer, wenn sich die Richtcharakteristiken wenig überlappen, auch wenn das keine notwendige Bedingung ist [37]. Die gewünschte Stromtransfermatrix $\tilde{T}_{i,soll}$ erfüllt die Bedingung (4.8) nicht notwendiger Weise. Um die Bedingung zu erzwingen, kann mit

$$\tilde{\zeta} = \mathfrak{C} \left\{ \left(\tilde{T}_{i,soll} \cdot \tilde{T}_{i,soll}^H \right)^{-1} \right\} \tilde{T}_{i,soll} \quad (4.10)$$

eine unitäre Matrix bestimmt werden, die eingesetzt in Gleichung (4.9) zu der realisierbaren Stromtransfermatrix \tilde{T}_i führt. Die zu \tilde{T}_i gehörenden Torrichtdiagramme sind orthogonal, wenn die Systemtore entkoppelt sind und das System verlustfrei ist.

Die Unterschiede zwischen den gewünschten und den realisierbaren Torrichtcharakteristiken können eventuell noch optimiert werden. Ansatzpunkte hierfür sind die Variation der Beträge der Spalten der Stromtransfermatrizen und die Modifizierung der ausgewählten Antennengruppe. Bei einer solchen Optimierung muss ein Kompromiss zwischen der Idealität des Ergebnisses und dem zeitlichen Aufwand gefunden werden. Abbildung 4.2 illustriert den Ablauf des Entwurfsprozesses.

Es ist sehr schwer, aus gewählten orthogonalen Richtcharakteristiken (zum Beispiel nach [107]) geeignete Antennen zu entwerfen, mit denen sich diese Richtcharakteristiken realisieren lassen. Mit dem hier vorgestellten Ansatz hat der Designer ein praktikables Werkzeug, um elektrisch kleine Antennensysteme mit orthogonalen Richtcharakteristiken zu synthetisieren.

4.2.3 Äquivalenz zwischen Impedanz- und Admittanzbetrachtungen

Die im vorherigen Abschnitt durchgeführte Ableitung lässt sich in analoger Weise auch mit Admittanzmatrizen durchführen (siehe Anhang A.1.2). Die Admittanzmatrix ergibt sich durch Inversion der Impedanzmatrix. Gleichung (4.11) beschreibt die Admittanzmatrix des AENs, äquivalent zu Gleichung (4.1), durch vier Untermatrizen.

$$\tilde{Y}_n = \begin{pmatrix} \tilde{Y}_{11n} & \tilde{Y}_{21n} \\ \tilde{Y}_{12n} & \tilde{Y}_{22n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{G}_{11n} + j\tilde{B}_{11n} & \tilde{G}_{21n} + j\tilde{B}_{21n} \\ \tilde{G}_{12n} + j\tilde{B}_{12n} & \tilde{G}_{22n} + j\tilde{B}_{22n} \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Die Admittanzmatrix \tilde{Y}_s des Antennensystems kann über

$$\tilde{Y}_s = \tilde{Y}_{11n} + \tilde{Y}_{21n}\tilde{T}_u \quad (4.12)$$

bestimmt werden. Die Matrix \tilde{T}_u ist die Spannungstransfermatrix, welche angibt, wie der Eingangsspannungsvektor am Systemeingang durch das AEN

an die Eingänge der Antenne transformiert wird.

$$\vec{u}_a = \tilde{T}_u \cdot \vec{u} \quad (4.13)$$

$$\tilde{T}_u = - \left(\tilde{Y}_a + \tilde{Y}_{22n} \right)^{-1} \tilde{Y}_{12n} \quad (4.14)$$

Sie kann über Beziehung (4.14) aus den Admittanzmatrizen des Netzwerkes und der Antenne bestimmt werden. Weiterhin gilt für die Matrizen $\tilde{Y}_n = j\tilde{B}_n$, $\tilde{Y}_a = \tilde{G}_a + j\tilde{B}_a$, $\tilde{Y}_s = \tilde{G}_s + j\tilde{B}_s$ und $\tilde{T}_u = \tilde{T}_{uR} + j\tilde{T}_{uI}$. Analog Abschnitt 4.2.2 lassen sich die folgenden Bestimmungsgleichungen ableiten:

$$\tilde{B}_{11n} = \tilde{B}_s + \tilde{G}_s \tilde{T}_{uI}^{-1} \tilde{T}_{uR} \quad (4.15)$$

$$\tilde{B}_{21n} = -\tilde{G}_s \tilde{T}_{uI}^{-1} \quad (4.16)$$

$$\tilde{B}_{12n} = -\tilde{G}_a \tilde{T}_{uI} - \tilde{G}_a \tilde{T}_{uR} \tilde{T}_{uI}^{-1} \tilde{T}_{uR} \quad (4.17)$$

$$\tilde{B}_{22n} = \tilde{G}_a \tilde{T}_{uR} \tilde{T}_{uI}^{-1} - \tilde{B}_a \quad (4.18)$$

Es lässt sich zeigen, dass die Netzwerkmatrix reziprok ist, wenn Gleichung (4.19) erfüllt ist.

$$\tilde{G}_s = \tilde{T}_u^H \tilde{G}_a \tilde{T}_u \quad (4.19)$$

Diese Ableitungen verdeutlichen die Ähnlichkeit der Impedanz- bzw. Admittanzbetrachtungen. Es ist festzustellen, dass beide Herangehensweisen äquivalent sind. Es ist gleichgültig, ob über die Stromtransfermatrix eine Impedanzmatrix oder über die Spannungstransfermatrix eine Admittanzmatrix bestimmt wird. Weiterhin ist es mit den Gleichungen

$$\tilde{T}_i = \tilde{Y}_a \tilde{T}_u \tilde{Z}_s \quad (4.20)$$

$$\tilde{T}_u = \tilde{Z}_a \tilde{T}_i \tilde{Y}_s \quad (4.21)$$

möglich die Strom- aus der Spannungstransfermatrix, bzw. die Spannungs- aus der Stromtransfermatrix zu bestimmen, wenn die Antennenmatrix und die Systemmatrix bekannt sind.

Der Zusammenhang zwischen der Spannungstransfermatrix \tilde{T}_u und den Richtcharakteristiken der Systemtore lässt sich mit Hilfe der Leistungstransfermatrix \tilde{T}_a herstellen. Es ergibt sich unter Verwendung der Umrechnungsvorschriften (A.1) bis (A.4), für ein auf die Referenzimpedanz Z_0 angepasstes und entkoppeltes Antennensystem, der folgende Zusammenhang:

$$\begin{aligned}\tilde{T}_a &= \frac{1}{2} \left(\tilde{E} + \tilde{Y}_a Z_0 \right) \tilde{T}_u, \\ \tilde{T}_u &= 2 \left(\tilde{E} + \tilde{Y}_a Z_0 \right)^{-1} \tilde{T}_a,\end{aligned}$$

wobei \tilde{E} die Einheitsmatrix ist.

Der Vorteil für die Bestimmung der Netzwerkadmittanzmatrix \tilde{Y}_n liegt im direkten Zusammenhang zu einer Netzwerktopologie, die die Netzwerktore direkt verbindet. Jedes Nebendiagonalelement von \tilde{Y}_n entspricht dem negativen Element zwischen den entsprechenden Toren. Um die richtigen Diagonalwerte zu erhalten, werden Shuntelemente benötigt. Der Wert des Shuntelementes am i -ten Tor entspricht der Summe über der i -ten Zeile der \tilde{Y}_n Matrix.

4.2.4 Verlustbehaftete Netzwerke

Die im vorangegangenen Abschnitt ermittelten Ergebnisse sind insofern beschränkt, als sie von absolut verlustfreien Netzwerken ausgehen. In diesem Abschnitt wird der Ansatz erweitert, so dass der Einfluss der Verluste analysiert werden kann und eine Korrektur der Netzwerkgrößen möglich wird.

Die Ableitung der Bestimmungsgleichungen für das AEN kann analog Abschnitt 4.2.2 durchgeführt werden. Der einzige Unterschied sind jetzt die Realteile \tilde{R}_n bzw. \tilde{G}_n der Untermatrizen des AENs. Für die folgenden Ablei-

tungen werden die Realteile als bekannt angenommen. Es ergibt sich in der Impedanzebene:

$$\begin{aligned} \tilde{X}_{11n} = & \tilde{X}_s + \tilde{R}_s \tilde{T}_{iI}^{-1} \tilde{T}_{iR} - \tilde{R}_{11n} \tilde{T}_{iI}^{-1} \tilde{T}_{iR} + \\ & \tilde{R}_{21n} \tilde{T}_{iR} \tilde{T}_{iI}^{-1} \tilde{T}_{iR} + \tilde{R}_{21n} \tilde{T}_{iI}, \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\tilde{X}_{21n} = \tilde{R}_s \tilde{T}_{iI}^{-1} - \tilde{R}_{11n} \tilde{T}_{iI}^{-1} + \tilde{R}_{21n} \tilde{T}_{iR} \tilde{T}_{iI}^{-1}, \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned} \tilde{X}_{12n} = & \tilde{R}_a \tilde{T}_{iI} + \tilde{R}_a \tilde{T}_{iR} \tilde{T}_{iI}^{-1} \tilde{T}_{iR} + \tilde{R}_{22n} \tilde{T}_{iI} + \\ & \tilde{R}_{22n} \tilde{T}_{iR} \tilde{T}_{iI}^{-1} \tilde{T}_{iR} - \tilde{R}_{12n} \tilde{T}_{iI}^{-1} \tilde{T}_{iR}, \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$\tilde{X}_{22n} = \tilde{R}_a \tilde{T}_{iR} \tilde{T}_{iI}^{-1} - \tilde{X}_a + \tilde{R}_{22n} \tilde{T}_{iR} \tilde{T}_{iI}^{-1} - \tilde{R}_{12n} \tilde{T}_{iI}^{-1} \quad (4.25)$$

und in der Admittanzebene:

$$\begin{aligned} \tilde{B}_{11n} = & \tilde{B}_s + \tilde{G}_s \tilde{T}_{uI}^{-1} \tilde{T}_{uR} - \tilde{G}_{11n} \tilde{T}_{uI}^{-1} \tilde{T}_{uR} - \\ & \tilde{G}_{21n} \tilde{T}_{uR} \tilde{T}_{uI}^{-1} \tilde{T}_{uR} - \tilde{G}_{21n} \tilde{T}_{uI}, \end{aligned} \quad (4.26)$$

$$\tilde{B}_{21n} = -\tilde{G}_s \tilde{T}_{uI}^{-1} + \tilde{G}_{11n} \tilde{T}_{uI}^{-1} + \tilde{G}_{21n} \tilde{T}_{uR} \tilde{T}_{uI}^{-1}, \quad (4.27)$$

$$\begin{aligned} \tilde{B}_{12n} = & -\tilde{G}_a \tilde{T}_{uI} - \tilde{G}_a \tilde{T}_{uR} \tilde{T}_{uI}^{-1} \tilde{T}_{uR} - \tilde{G}_{22n} \tilde{T}_{uI} - \\ & \tilde{G}_{22n} \tilde{T}_{uR} \tilde{T}_{uI}^{-1} \tilde{T}_{uR} - \tilde{G}_{12n} \tilde{T}_{uI}^{-1} \tilde{T}_{uR}, \end{aligned} \quad (4.28)$$

$$\tilde{B}_{22n} = \tilde{G}_a \tilde{T}_{uR} \tilde{T}_{uI}^{-1} - \tilde{B}_a + \tilde{G}_{22n} \tilde{T}_{uR} \tilde{T}_{uI}^{-1} + \tilde{G}_{12n} \tilde{T}_{uI}^{-1} \quad (4.29)$$

Um die Leistungserhaltung zu gewährleisten und somit ein realisierbares Netzwerk zu erhalten müssen die folgenden Bedingungen erfüllt sein (Nachweis analog Anhang A.2.2):

$$\tilde{R}_s = \tilde{T}_i^H \left(\tilde{R}_a + \tilde{R}_{22n} \right) \tilde{T}_i - \tilde{T}_i^H \tilde{R}_{12n} - \tilde{R}_{21n} \tilde{T}_i + \tilde{R}_{11n} \quad (4.30)$$

$$\tilde{G}_s = \tilde{T}_u^H \left(\tilde{G}_a + \tilde{G}_{22n} \right) \tilde{T}_u + \tilde{T}_u^H \tilde{G}_{12n} + \tilde{G}_{21n} \tilde{T}_u + \tilde{G}_{11n} \quad (4.31)$$

Am Beispiel der Impedanzbeziehung soll der Zusammenhang zur Leistungserhaltung dargelegt werden. Es gilt:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{in}} &= \Re \left\{ \vec{i}^H \tilde{Z}_s \vec{i} \right\} = \vec{i}^H \tilde{R}_s \vec{i}; \\
 P_{\text{loss}} &= \Re \left\{ \left(\begin{array}{c} \vec{i} \\ -\vec{i}_a \end{array} \right)^H \tilde{Z}_n \left(\begin{array}{c} \vec{i} \\ -\vec{i}_a \end{array} \right) \right\} \\
 &= \vec{i}^H \tilde{R}_{11n} \vec{i} - \vec{i}^H \tilde{R}_{21n} \tilde{T}_1 \vec{i} - \vec{i}^H \tilde{T}_1^H \tilde{R}_{12n} \vec{i} + \vec{i}^H \tilde{T}_1^H \tilde{R}_{22n} \tilde{T}_1 \vec{i}; \\
 P_{\text{out}} &= \Re \left\{ \vec{i}_a^H \tilde{Z}_a \vec{i}_a \right\} = \vec{i}_a^H \tilde{R}_a \vec{i}_a = \vec{i}^H \tilde{T}_1^H \tilde{R}_a \tilde{T}_1 \vec{i}.
 \end{aligned}$$

Die Leistungserhaltung stellt sich wie folgt dar:

$$P_{\text{in}} = P_{\text{loss}} + P_{\text{out}}. \tag{4.32}$$

Die Auflösung der Gleichungen (4.30) bzw. (4.31) nach Anhang A.2.3 mit den Abkürzungen

$$\begin{aligned}
 \tilde{K}_i &= \tilde{R}_a + \tilde{R}_{22n}, & \tilde{L}_i &= -\tilde{R}_{12n} = -\tilde{R}_{21n}^T, & \tilde{M}_i &= \tilde{R}_{11n} - \tilde{R}_s \\
 \tilde{K}_u &= \tilde{G}_a + \tilde{G}_{22n}, & \tilde{L}_u &= \tilde{G}_{12n} = \tilde{G}_{21n}^T, & \tilde{M}_u &= \tilde{G}_{11n} - \tilde{G}_s
 \end{aligned}$$

ergibt:

$$\tilde{T}_{i/u} = - \left(\tilde{K}_{i/u} \right)^{-1} \tilde{L}_{i/u} + \left(\mathfrak{C} \{ \tilde{K}_{i/u} \} \right)^{-1} \cdot \tilde{\zeta}_{i/u} \cdot \mathfrak{C} \left\{ \tilde{L}_{i/u}^H \tilde{K}_{i/u}^{-1} \tilde{L}_{i/u} - \tilde{M}_{i/u} \right\}. \tag{4.33}$$

Die Matrizen $\tilde{\zeta}_{i/u}$ müssen unitär und die Matrizen

$$\tilde{K}_{i/u} \text{ sowie } \left(\tilde{L}_{i/u}^H \tilde{K}_{i/u}^{-1} \tilde{L}_{i/u} - \tilde{M}_{i/u} \right)$$

müssen hermitesch und positiv definit sein.

Mit den gegebenen mathematischen Beziehungen lässt sich der Einfluss von Verlusten im Netzwerk analysieren. Der Wirkungsgrad ist der wichtigste be-

stimmbare Parameter. Allerdings treten durch Hinzunahme der Verluste auch Fehler in der Anpassung und Entkopplung auf. Um diesen Fehlern entgegenzuwirken, sollen die Netzwerkelemente entsprechend korrigiert werden. Das Problem dabei ist, dass die Verluste im Netzwerk unbekannt und eine beliebig komplizierte Funktion der eigentlichen Netzwerkelemente sind ($\tilde{R}_n = f_{R,\text{loss}}(\tilde{X}_n)$ bzw. $\tilde{G}_n = f_{G,\text{loss}}(\tilde{B}_n)$). Diese Funktionen werden von der Art der Netzwerkrealisierung, der Art der Elementrealisierung und der Netzwerktopologie beeinflusst.

Für die Bestimmung der Größen der Netzwerkelemente nehmen die Untermatrizen die folgende Form an:

$$\begin{aligned}\tilde{X}_{11n} &= \tilde{X}_s + \tilde{R}_s \tilde{T}_I^{-1} \tilde{T}_R + f_{R,1}(\tilde{X}_{11n}, \tilde{X}_{21n}, \tilde{X}_{12n}, \tilde{X}_{22n}) \\ \tilde{X}_{21n} &= \tilde{R}_s \tilde{T}_I^{-1} + f_{R,2}(\tilde{X}_{11n}, \tilde{X}_{21n}, \tilde{X}_{12n}, \tilde{X}_{22n}) \\ \tilde{X}_{12n} &= \tilde{R}_a \tilde{T}_I + \tilde{R}_a \tilde{T}_R \tilde{T}_I^{-1} \tilde{T}_R + f_{R,3}(\tilde{X}_{11n}, \tilde{X}_{21n}, \tilde{X}_{12n}, \tilde{X}_{22n}) \\ \tilde{X}_{22n} &= \tilde{R}_a \tilde{T}_R \tilde{T}_I^{-1} - \tilde{X}_a + f_{R,4}(\tilde{X}_{11n}, \tilde{X}_{21n}, \tilde{X}_{12n}, \tilde{X}_{22n})\end{aligned}$$

oder zusammengefasst:

$$\tilde{X}_n = f_R(\tilde{X}_n) \quad (4.34)$$

bzw.

$$\tilde{B}_n = f_G(\tilde{B}_n) \quad (4.35)$$

Die Form dieser Gleichungen wird Fixpunktform genannt. Somit muss eine Lösung, wenn es eine gibt, ein Fixpunkt der Funktion f_R bzw. f_G sein. Als Lösungsmethode eignet sich die Fixpunktiteration [11, S. 1137]. Der allgemeine Nachweis der Konvergenz des Iterationsverfahrens ist nicht möglich, da die Matrixfunktionen unbekannt, beliebig komplex und mehrdimensional sind. Es kann aber empirisch ermittelt werden, ob das Verfahren konvergiert

oder nicht. Es zeigt sich, dass unter bestimmten Voraussetzungen (siehe Abschnitt 4.2.5) eine Lösung gefunden wird.

4.2.5 Entwurfsbeispiel einer verlustbehafteten dreielementigen Dipolgruppe

Das folgende Beispiel zeigt die Herangehensweise eines Netzwerkentwurfes und gibt Einblicke in Gesetzmäßigkeiten einer elektrisch kleinen Antennengruppe. Weiterhin wird der Einfluss von Verlusten im AEN näher beleuchtet.

Das Beispiel arbeitet bei einer Frequenz von 2,45 GHz und soll den beleuchteten Raum in drei Abschnitte unterteilen. Das Verhalten ähnelt dem einer konventionellen Antennengruppe, die mit einer Butlermatrix [93] gespeist wird. Die Gruppenantenne, bestehend aus drei idealen Dipolen, wurde mit CST Microwave Studio¹ simuliert, um sowohl die Antennenmatrix als auch die Richtdiagramme zu erhalten. Das Beispiel wird weitestgehend in der Admittanzebene gerechnet, da so die Konvergenz der Fixpunktiteration gewährleistet werden kann.

Im ersten Schritt wird näher auf den Entwurfsprozess eingegangen. Hierzu wird die Dipollänge zu $l = 0,47 \lambda$ und der Elementeabstand zu $d = \lambda/10$ festgelegt. Die Antennenadmittanzmatrix ergibt sich mit diesen Parametern bei 2,45 GHz zu:

$$\tilde{Y}_a = \begin{pmatrix} 26,8 + j65,0 & -47,1 - j132 & 11,6 + j85,1 \\ -47,1 - j132 & 121 + j229 & -47,1 - j132 \\ 11,6 + j85,1 & -47,1 - j132 & 26,8 + j65,0 \end{pmatrix} \text{ mS.}$$

Das primäre Ziel des AENs ist die Anpassung und Entkopplung der Antenne, so dass die Systemadmittanzmatrix zu $\tilde{Y}_s = \tilde{E}/Z_0$ mit $Z_0 = 50 \Omega$ festgelegt ist. Die Ströme an den Antennenfußpunkten werden mit Hilfe der Polyno-

¹CST Microwave Studio, CST GmbH, Bad Nauheimer Str. 19, 64289 Darmstadt, Germany

mialmethode von Schelkunoff [5] bestimmt, so dass Nullstellen in den Torrichtdiagrammen bei $\theta = 0^\circ$ und 90° , 0° und 180° beziehungsweise bei 90° und 180° entstehen. Die ermittelten Fußpunktströme bilden die gewünschte Stromtransfermatrix $\tilde{T}_{i,\text{soll}}$. Über die Gleichungen (4.10) und (4.9) lässt sich die realisierbare Stromtransfermatrix und mit Gleichung (4.21) die zugehörige Spannungstransfermatrix

$$\tilde{T}_u = \begin{pmatrix} 1,21e^{-j157^\circ} & 1,94e^{-j5^\circ} & 1,33e^{-j105^\circ} \\ 0,99e^{-j141^\circ} & 1,48e^{j4^\circ} & 0,94e^{-j144^\circ} \\ 1,36e^{-j104^\circ} & 1,96e^{-j6^\circ} & 1,15e^{-j159^\circ} \end{pmatrix}$$

bestimmen. Die zu dieser Matrix gehörenden Torrichtdiagramme sind als gestrichelte Linien in Abbildung 4.3 dargestellt. Das Ziel der Raumaufteilung ist erreicht, allerdings verschieben sich die Nullstellen gegenüber den Sollwerten leicht, um die Bedingung der Orthogonalität zu gewährleisten.

Jetzt kann mit Hilfe der Gleichungen (4.15) bis (4.18) die Admittanzmatrix des verlustfreien Netzwerkes bestimmt werden. Diese Matrix dient als Start-

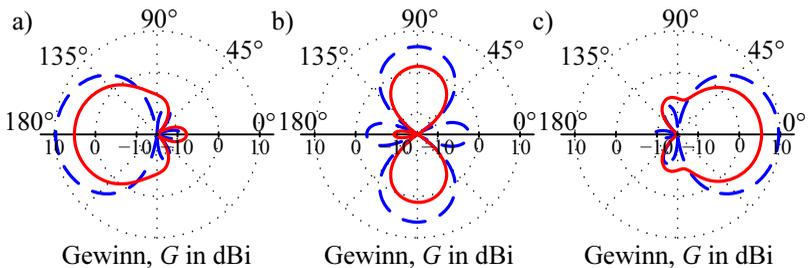


Abb. 4.3: Torrichtdiagramme der Dipolgruppenantenne von Beispiel 1. Die Diagramme des ersten (a), zweiten (b) und dritten (c) Tores zeigen den Gewinn. Die gestrichelten Linien stellen den verlustfreien und die durchgezogenen Linien den verlustbehafteten (kompensierten) Fall dar. Der dargestellte Dynamikbereich beträgt 25 dB.

punkt der in Abschnitt 4.2.4 erwähnten Fixpunktiteration. Hierfür wird zuerst die reale Umsetzung dieser Matrix, in Form der Kapazitäts- und Induktivitätswerte, bestimmt. Jedes Nebendiagonalelement von \tilde{Y}_n entspricht dem ne-

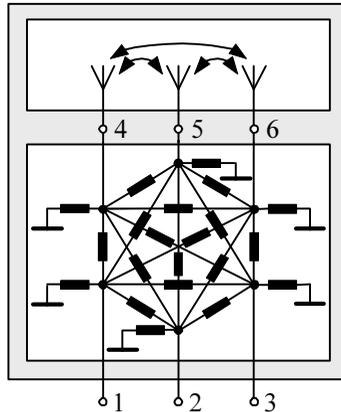


Abb. 4.4: Schematische Darstellung des Anpass- und Entkoppelnetzwerkes. Die Rechtecke kennzeichnen die Reaktanzen.

gativen Element zwischen den entsprechenden Toren. Der Wert des Shuntelementes am i -ten Tor entspricht der Summe über der i -ten Zeile der \tilde{Y}_n Matrix. Die entsprechende Topologie ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Jede Realisierung der entsprechenden Kapazitäten bzw. Induktivitäten bringt mehr oder weniger starke Verluste in die Anordnung ein.

Um die Anwendbarkeit dieses Ansatzes zu demonstrieren, wird angenommen, dass alle Verluste über eine globale Güte Q_E bestimmt werden können. Für jedes Element gilt:

$$G = \frac{|B|}{Q_E}. \tag{4.36}$$

Die Bestimmung der verlustbehafteten Admittanzmatrix lässt sich durch Umkehrung des eben beschriebenen Verfahrens zur Bestimmung der Kapazitäten

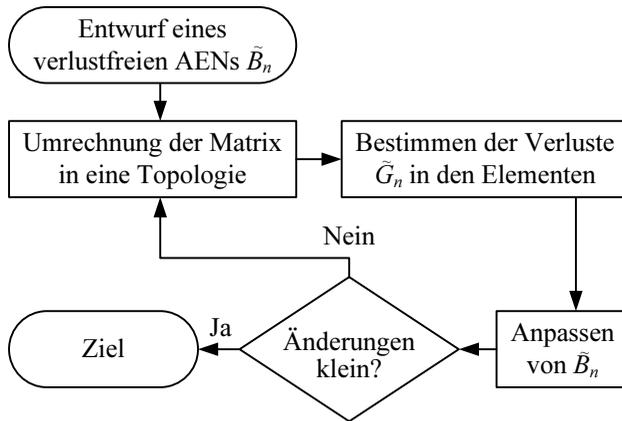


Abb. 4.5: Ablaufplan der Fixpunktiteration.

und Induktivitäten bewerkstelligen. Durch diese direkt aus der Admittanzmatrix ableitbare Topologie, ergibt sich die Situation, dass der Imaginärteil der Admittanzmatrix erhalten bleibt und die Verluste nur im Realteil abgebildet werden. Durch diesen Sachverhalt wird die Konvergenz der Fixpunktiteration ermöglicht, d. h. andere Topologien führen zu einer Änderung des Imaginärteiles der Admittanzmatrix und zu einer zunehmenden Wahrscheinlichkeit für ein Fehlschlagen der Iteration.

Der nächste Iterationsschritt benötigt die Bestimmung des angepassten Imaginärteiles \tilde{B}_n . Um die Bedingung der Leistungserhaltung (4.31) zu erfüllen, muss die Spannungstransfermatrix angepasst werden. Unter Verwendung von \tilde{G}_n und der unitären Matrix $\tilde{\zeta}_u$ des verlustfreien Falls, lässt sich die neue Spannungstransfermatrix mit Gleichung (4.33) ermitteln. Mit Hilfe der Gleichungen (4.26) bis (4.29) lässt sich anschließend die neue Matrix \tilde{B}_n bestimmen.

Diese Schritte werden anschließend so lange wiederholt, bis die Änderung zwischen den Iterationsschritten vernachlässigbar klein wird. Eine grafische

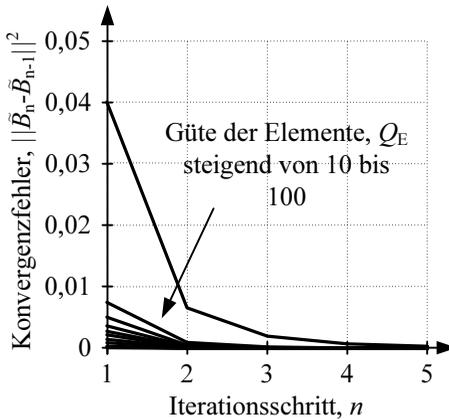


Abb. 4.6: Konvergenzverhalten der Fixpunktiteration für verschiedene Güten der benötigten Netzwerkelemente.

Darstellung des Iterationsablaufes wird in Abbildung 4.5 angegeben. Abbildung 4.6 zeigt den mit zunehmenden Iterationsschritten abnehmenden Konvergenzfehler. Es ist zu erkennen, dass das Verfahren in nur wenigen Schritten konvergiert. Tatsächlich reichen maximal zehn Iterationsschritte aus, um eine Fixpunktlösung zu finden. Weiterhin ist die Abhängigkeit des Iterationsverlaufes von der Güte der Netzwerkelemente erkennbar. Je größer die Verluste der Elemente sind, desto größer ist der Startwert des Konvergenzfehlers und desto länger dauert die Iteration.

Das Beispiel wurde mit einer willkürlich gewählten Güte der Netzwerkelemente von $Q_E = 20$ genauer analysiert und nach Bestimmung des AENs, mit Hilfe von Simulationen in Agilent ADS², verifiziert. Hierzu wurden die Daten der Antenne als S-Parameterdatei importiert und die Netzwerkelemente als „Inductor with Q“ beziehungsweise als „Capacitor with Q“ eingefügt. Das Layout ist in Abbildung 4.4 abgebildet und besteht aus 21 Elementen mit

²Agilent Advanced Design System, Agilent Technol., Palo Alto, CA, 2006.

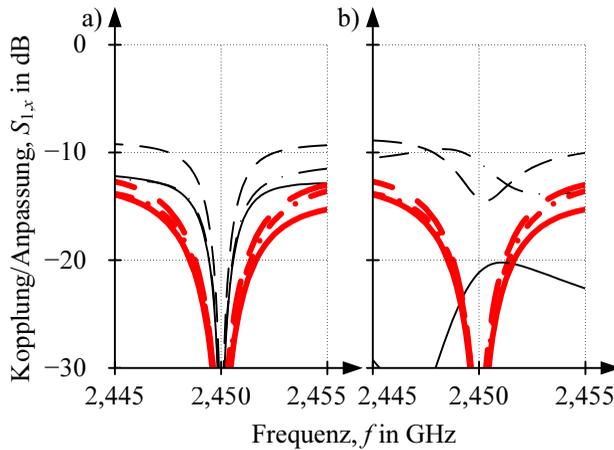


Abb. 4.7: Beispielhafte Streuparameter, S_{11} (—), S_{12} (---) und S_{13} (-·-·-), der Anordnung. Das kompensierte verlustbehaftete System (dicke Linien) wird mit dem verlustfreien (dünne Linien, a) und dem unkompensierten verlustbehafteten (dünne Linien, b) System verglichen.

Werten zwischen 0,15 pF und 6,2 pF für die Kapazitäten beziehungsweise 0,4 nH und 22 nH für die Induktivitäten.

In Abbildung 4.7 sind die ermittelten Streuparameter des Antennensystems dargestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind nur drei Streuparameter dargestellt. Abbildung 4.7a vergleicht den verlustbehafteten kompensierten mit dem verlustfreien Fall. Das Ziel der Entkopplung und Anpassung ist bei der Zielfrequenz von 2,45 GHz für beide Fälle erreicht. Ohne AEN lagen die Streuparameter der Antennengruppe bei: $S_{11} \approx -15$ dB, $S_{12} \approx -5$ dB und $S_{13} \approx -10$ dB. Die Bandbreite ist aufgrund der starken Fehlanpassung der superdirektiven Moden relativ klein. Es ist zu erkennen, dass die Bandbreite mit verlustbehaftetem Netzwerk mehr als doppelt so groß ist wie im verlustfreien Fall.

Abbildung 4.7b zeigt den Einfluss des Kompensationsprozesses. Es wird deutlich, dass die Anpassung und Entkopplung durch die Kompensation wieder hergestellt wird. Die kompensierte Spannungstransfermatrix ergibt sich zu

$$\tilde{T}_{u, \text{verlustbehaftet}} = \begin{pmatrix} 0.37e^{-j168^\circ} & 0.98e^{-j8^\circ} & 0.77e^{-j69^\circ} \\ 0.38e^{-j155^\circ} & 0.77e^{j5^\circ} & 0.32e^{-j119^\circ} \\ 0.56e^{-j90^\circ} & 1.04e^{-j7^\circ} & 0.34e^{-j143^\circ} \end{pmatrix},$$

welche in den als durchgezogene Linien dargestellten Richtdiagrammen aus Abbildung 4.3 resultiert. Die prinzipielle Form der Richtcharakteristiken ist erhalten geblieben. Allerdings ist eine Verkleinerung des Gewinns zu sehen. Diese Verkleinerung des Gewinns lässt sich auf die geringe Netzwerkeffizienz zurückführen, d. h. der fehlende Teil der Energie wird in Wärme umgesetzt.

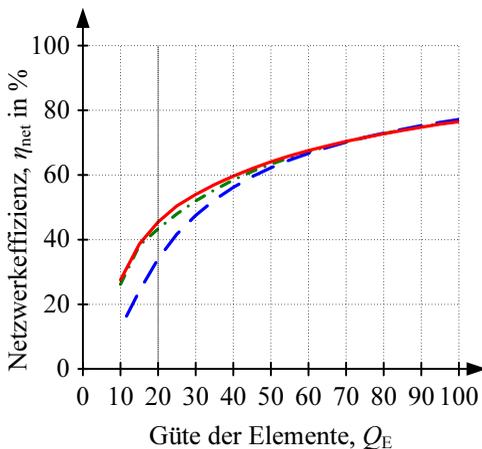


Abb. 4.8: Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Güte der benötigten Netzwerkelemente bei Anregung des ersten (—), zweiten (---) und dritten (-·-·-) Tores.

Der Aspekt der Minderung der Effizienz $\eta_{\text{net}} = P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$ im Netzwerk kommt durch die Verluste in den Netzwerkelementen zustande. Die Untersuchung der Effizienz ist problematisch, da sie von den im Netzwerk fließenden Strömen und somit von den realisierten Torrichtcharakteristiken abhängt. Abbildung 4.8 zeigt beispielhaft die Netzwerkeffizienzen für die Speisung der drei Systemtore. Es ist zu erkennen, dass die Effizienz bei Anregung des zweiten Tores ein anderes Verhalten aufweist als bei den Toren eins und drei. Die Ursache liegt im Unterschied zwischen den Speisungen bzw. den Richtcharakteristiken.

Das vorgestellte Beispiel hat gezeigt, dass die Methode der Fixpunktiteration auch für kleine Güten bis 10 konvergiert. Es ist allerdings nicht sinnvoll für praktische Realisierungen so schlechte Netzwerkelemente zu verwenden. Die Güten für praktische Netzwerkelemente sollten größer als 100 sein, so dass die Netzwerkeffizienz nicht zu klein wird. Weitere Details zu diesem Beispiel wurden in [124] veröffentlicht.

4.3 Sensitivitätsanalyse und Optimierung

4.3.1 Analyseverfahren

Mit Hilfe einer Sensitivitätsanalyse lässt sich die Empfindlichkeit der Anordnung gegenüber Abweichungen der Netzwerkelemente vom Sollwert charakterisieren. Hierbei wird jeweils ein Parameter variiert, während die anderen Parameter den Sollwert behalten. Durch Einschachtelung werden die kritischen (minimal und maximal) Werte des Parameters bestimmt. Unter Einschachtelung ist zu verstehen, dass zwischen einem Wert, bei dem das System funktioniert, und einem Wert, bei dem die Funktion versagt, der Mittelwert bestimmt wird. Dieser Wert ersetzt dann den funktionierenden oder den nicht funktionierenden Wert, je nachdem, ob die Funktion beim Mittelwert gegeben ist oder nicht. Durch Wiederholung nähert man sich dem kritischen Wert

bis zu einem Abbruchkriterium. Entscheidend für die Aussagekraft der Analyse sind die Entscheidungskriterien für eine gewährleistete oder eine unzureichende Funktion. Im Folgenden werden zwei Funktionskriterien dargelegt, die je nach Anwendung geeignet sind.

Das erste Funktionskriterium ist die Anpassung und Entkopplung des Antennensystems. Hierbei wird das größte Element der S-Matrix in Dezibel umgerechnet und mit einem sinnvoll gewählten Grenzwert verglichen. Ist die schlechteste Anpassung, beziehungsweise Entkopplung, besser als der Grenzwert, gilt das Antennensystem als funktionstüchtig.

Die zweite Funktionsprüfung vergleicht die Richtcharakteristik mit der Sollrichtcharakteristik. Zu diesem Zweck wird aus der Subtraktion der Richtcharakteristik $f(\Theta)$ von der Sollrichtcharakteristik $f(\Theta)_s$ eine Fehlerfunktion x gebildet. Um die Form als wesentliches Merkmal zu bewerten wird die Standardabweichung [11, S. 1045] als Bewertungskriterium herangezogen. Liegt die Standardabweichung der Fehlerfunktion unter einem vorgegebenen Grenzwert, gilt die Anordnung als funktionstüchtig.

$$x = f(\Theta) - f_s(\Theta) \quad (4.37)$$

$$W_R = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (4.38)$$

In den Gleichungen (4.37) und (4.38) sind die Bestimmungsgleichungen der Richtcharakteristikbewertung W_R angegeben. \bar{x} ist der Mittelwert der Fehlerfunktion, der den Absolutbetrag der Richtcharakteristik repräsentiert. Die so implementierte Bewertung prüft nur die Form, nicht aber den Betrag der Richtcharakteristik. Sie ist nur für Realisierungen sinnvoll, in denen besonderer Wert auf die Form der Richtcharakteristik gelegt wird.

4.3.2 Analysebeispiele

Die Sensitivitätsanalyse der Parameter verschiedener Netzwerke wurde durchgeführt. Beispielhaft sollen in diesem Abschnitt zwei Analyseergebnisse vorgestellt werden. Abbildung 4.9 zeigt Sensitivitätsanalysen zweier Entkoppelnetzwerke für Antennengruppen mit Elementabständen von a) $d = \lambda/4$ bzw. b) $d = \lambda/10$. Die Balken Y_{mn} stellen die Variation der Admittanz des Netzwerkelementes zwischen den Toren m und n dar, wobei alle anderen Parameter dem Sollwert entsprechen. Ist $m = n$, so kennzeichnet der Balken die Variation des entsprechenden Shuntelementes. Die Balken grenzen hierbei den Funktionsbereich der Anordnung ein. Die Grenzwerte für die Funktionsentscheidung waren $G_S = -20$ dB in

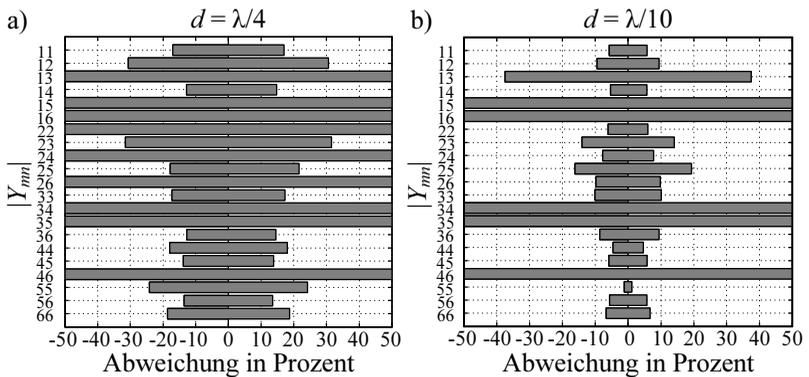


Abb. 4.9: Sensitivitätsanalyse der Parameter eines Entkoppelnetzwerkes für eine Antennengruppe mit einem Elementabstand von a) $d = \lambda/4$ bzw. b) $d = \lambda/10$. Der Balken kennzeichnet den Funktionsbereich der Anordnung bei Variation des entsprechenden Netzwerkelementes. Die Grenzwerte für diese Analyse waren $G_S = -20$ dB in Anpassung bzw. Entkopplung und maximal $G_R = 5$ % Abweichung von der Sollcharakteristik.

Anpassung bzw. Entkopplung und maximal $G_R = 5\%$ Abweichung von der Sollcharakteristik.

Es ist zu erkennen, dass sich die Elemente des Antennensystems bei kleinerem Abstand deutlich kritischer verhalten als bei größerem Abstand. Die Ursache hierfür ist die zunehmende Superdirektivität der Anordnung bei kleiner werdendem Abstand. Die Ergebnisse entsprechen dem Verhalten der realisierten Netzwerke in den Abschnitten 4.6 und 5.3.

4.3.3 Sensitivitätsoptimierung

Es zeigte sich in den vorangegangenen Beispielen, dass es in den Netzwerken besonders kritische Elemente und weniger kritische Elemente gibt. Um eine Verringerung der Empfindlichkeit zu erreichen wird in diesem Abschnitt ein Ansatz für eine Optimierung vorgestellt. Den Kern der Optimierung bilden drei bisher ungenutzte Freiheitsgrade der Anordnung. Der Phasenunterschied zwischen einem der Eingangstore und dem zugehörigen Speisevektor an den Antennenfußpunkten ist frei wählbar, ohne dass sich die Form der Torrichtcharakteristik ändert. So lassen sich die drei Phasendifferenzen der drei Eingänge zu den Speisevektoren nutzen, um eine weniger kritische Netzwerkrealisierung zu finden. Des Weiteren können die Längen der Leitungen zwischen den Antennen und dem Netzwerk zur Optimierung der Netzwerkempfindlichkeit herangezogen werden. Durch diese zusätzlichen Freiheitsgrade können sehr robuste Netzwerke realisiert werden. Als Nachteil ergeben sich allerdings schmalere Bandbreiten durch längere Verbindungsleitungen, so dass kurze Leitungen zu bevorzugen sind. Das Optimierungsproblem ist aufgrund der vielen lokalen Maxima problematisch. Im ersten Ansatz wurde eine gleichmäßige Durchsuchung des Phasenraumes vorgenommen, d. h. in gleichmäßigen Schritten wurden die Phasendifferenzen variiert und geprüft, ob ein besseres Ergebnis vorliegt oder nicht. Diese zeitintensive Vorgehensweise sichert das Auffinden des globalen Optimums.

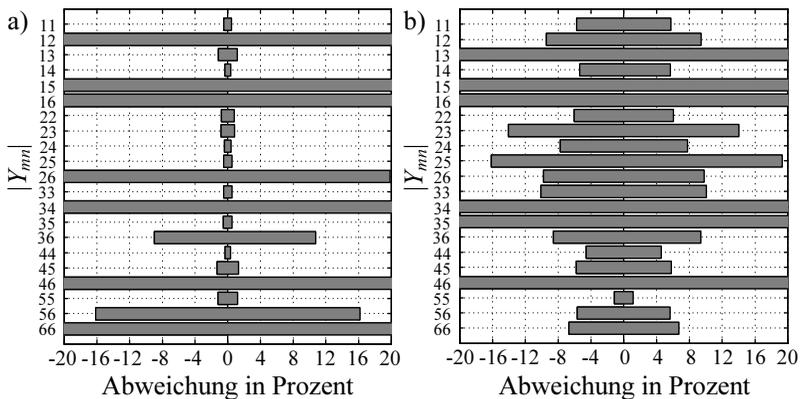


Abb. 4.10: Sensitivitätsanalyse a) vor und b) nach der Optimierung. Der Elementeabstand der Anordnung beträgt $0,1\lambda$. Der Balken kennzeichnet den Funktionsbereich der Anordnung bei Variation des entsprechenden Netzwerkelementes. Die Grenzwerte für diese Analyse waren $G_S = -20$ dB in Anpassung und Entkopplung und $G_R = 5\%$ Abweichung von der Sollcharakteristik.

Abbildung 4.10 zeigt die Optimierung eines Netzwerkes für eine dreielementige Antennengruppe mit einem Elementeabstand von $0,1\lambda$. Es zeigt sich eine deutliche Verbesserung der Toleranzen vieler Netzwerkelemente durch die Optimierung. Als Zielfunktion wurde der kleinste Toleranzbereich eines Netzwerkelementes maximiert. Die Optimierung der Toleranzen der Netzwerkelemente ist ein wichtiger Schritt für die praktische Realisierung eines AENs.

4.4 Reduktion der Netzwerkkomplexität

Die Reduktion der Netzwerkkomplexität ist neben der Sensitivitätsoptimierung für die Realisierung von AENs von entscheidender Bedeutung. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden zwei analytische Ansätze vorstellen, mit deren Hilfe sich die Anzahl der benötigten Elemente verringern lässt.

4.4.1 Diagonalisieren der Diagonalblockmatrizen

Der erste Ansatz liefert eine Diagonalisierung der Blockmatrizen \tilde{B}_{11n} und \tilde{B}_{22n} . Alle Nebendiagonalelemente dieser Blockmatrizen können analytisch zu null gemacht werden. Somit können für ein AEN einer n -elementigen Antennengruppe $n^2 - n$ Elemente eliminiert werden. Hierbei können die entstehenden Torrichtcharakteristiken nicht kontrolliert werden, da die Spannungstransfermatrix durch das Verfahren festgelegt wird.

Die Bestimmungsgleichung für die Spannungstransfermatrix \tilde{T}_u stellt sich in Anlehnung an Gleichung (4.9) wie folgt dar:

$$\tilde{T}_u = (\mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \})^{-1} \tilde{\zeta} \mathbf{e} \{ \tilde{G}_s \}. \quad (4.39)$$

$\tilde{\zeta} = \tilde{\zeta}_R + j\tilde{\zeta}_I$ ist hierbei eine unitäre komplexe Matrix, so dass gilt:

$$\tilde{\zeta}_R^T - j\tilde{\zeta}_I^T = \tilde{\zeta}_R + j\tilde{\zeta}_I. \quad (4.40)$$

\tilde{G}_s ist der Realteil der Systemadmittanzmatrix und \tilde{G}_a der Realteil der Antennenadmittanzmatrix. Es gilt:

$$\tilde{G}_a = \mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \}^T \mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \}. \quad (4.41)$$

Die komplexe Zerlegung der Spannungstransfermatrix ergibt:

$$\tilde{T}_{uR} = (\mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \})^{-1} \tilde{\zeta}_R \mathbf{e} \{ \tilde{G}_s \} \quad (4.42)$$

$$\tilde{T}_{uI} = (\mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \})^{-1} \tilde{\zeta}_I \mathbf{e} \{ \tilde{G}_s \}. \quad (4.43)$$

Aus diesen Gleichungen und den Beziehungen (4.29) und (4.41) ergibt sich der folgende Zusammenhang:

$$\tilde{B}_{22n} = \mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \}^T \tilde{\zeta}_R \tilde{\zeta}_I^{-1} \mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \} - \tilde{B}_a,$$

und umgestellt

$$\tilde{\zeta}_R = \left[\mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \}^{T^{-1}} \left(\tilde{B}_a + \tilde{B}_{22n} \right) \mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \}^{-1} \right] \cdot \tilde{\zeta}_I = \tilde{D} \tilde{\zeta}_I$$

Die neu definierte Matrix \tilde{D} wird jetzt in Gleichung (4.40) eingesetzt.

$$\tilde{\zeta}_I^T \tilde{D}^T - j \tilde{\zeta}_I^T = \tilde{D} \tilde{\zeta}_I + j \tilde{\zeta}_I$$

Aufgrund der Reziprozität der Netzwerke gilt $\tilde{D}^T = \tilde{D}$, womit sich durch Umformen die folgende Beziehung ermitteln lässt:

$$\tilde{\zeta}_I^T \tilde{\zeta}_I = \left[\tilde{D}^T \tilde{D} + \tilde{E} \right]^{-1}$$

Durch eine Eigenwertzerlegung lässt sich $\tilde{\zeta}_I$ zu

$$\tilde{\zeta}_I = \tilde{U}_D \cdot \tilde{\Lambda}_D^{\frac{1}{2}},$$

bestimmen, wobei \tilde{U}_D unitär ist und die Eigenvektoren von $\left[\tilde{D} \tilde{D} + \tilde{E} \right]^{-1}$ als Spalten enthält, und $\tilde{\Lambda}_D$ eine Diagonalmatrix mit den Eigenwerten ist. Die gesamte Matrix $\tilde{\zeta}$ ergibt sich zu:

$$\tilde{\zeta} = \left(\tilde{D} + j \tilde{E} \right) \tilde{U}_D \cdot \tilde{\Lambda}_D^{\frac{1}{2}},$$

und führt über Gleichung (4.39) zu einer entsprechenden Spannungstransfermatrix und zu einer zugehörigen Netzwerkadmittanzmatrix.

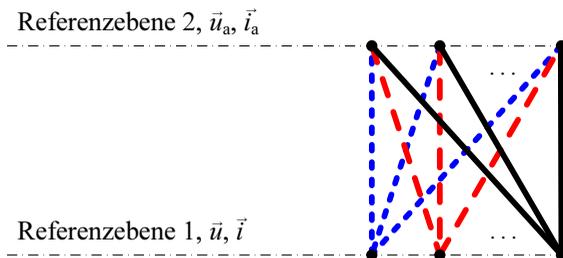


Abb. 4.11: Schematische Darstellung der Netzwerkstruktur nach einer Diagonalisierung der Blockmatrizen \tilde{B}_{11n} und \tilde{B}_{22n} .

Weiterhin lässt sich zeigen, dass sich die Blockmatrix \tilde{B}_{11n} zu

$$\tilde{B}_{11n} = \tilde{B}_s + \mathfrak{C} \{ \tilde{G}_s \}^T \tilde{\Lambda}_D \mathfrak{C} \{ \tilde{G}_s \}$$

ergibt. Für den Fall der Anpassung und Entkopplung ($\tilde{B}_s = 0$ und $\tilde{G}_s = Y_0 \tilde{E}$) ist \tilde{B}_{11n} eine Diagonalmatrix.

Es können jetzt durch geeignete Wahl der Matrix \tilde{B}_{22n} zu einer Diagonalmatrix insgesamt $n^2 - n$ Elemente eliminiert werden. Die Diagonalelemente von \tilde{B}_{22n} bieten weiterhin n Freiheitsgrade für eine Sensitivitätsoptimierung bzw. eine Optimierung der Elementeigenschaften hinsichtlich ihrer Realisierbarkeit. Die so ermittelten Netzwerke zeichnen sich dadurch aus, dass nur zwischen den Eingangs- und Ausgangstoren Netzwerkelemente existieren. Diese Struktur ist in Abbildung 4.11 grafisch veranschaulicht.

4.4.2 Reduktion der Netzwerkkomplexität für definierte Richtcharakteristiken

Im Gegensatz zur Diagonalisierungsmethode des vorherigen Abschnittes, soll in diesem Abschnitt eine Methode vorgestellt werden, die die Torrichtcharakteristiken unverändert lässt. Sie basiert auf der Ausnutzung der Freiheitsgrade der globalen Phasen der Richtcharakteristiken, die auch zur Optimierung der

Elementetoleranzen herangezogen wurden. Hierzu werden die Spalten i der Spannungstransfermatrix \tilde{T}_u mit je einem Drehzeiger $e^{j\varphi_i}$ multipliziert. In Matrixschreibweise ergibt sich für den Fall einer dreielementigen Antennengruppe:

$$\tilde{T}_{u,\text{neu}} = \tilde{T}_u \begin{pmatrix} e^{j\varphi_1} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_2} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\varphi_3} \end{pmatrix}.$$

Die hier vorgestellte Methode lässt sich prinzipiell auf beliebige Antennengruppen erweitern. Allerdings wird die analytische Lösung schnell unüberschaubar und zu komplex. Aus diesem Grund beschränkt sich die Abhandlung dieser Methode auf den Fall der dreielementigen Antennengruppen.

Nach Gleichung (4.16) gibt es einen direkten Zusammenhang zwischen der Inversen des Imaginärteils $\Im\{\cdot\}$ der Spannungstransfermatrix und der Blockmatrix \tilde{B}_{21n} . Durch Einsetzen der veränderten Spannungstransfermatrix $\tilde{T}_{u,\text{neu}}$ ergibt sich:

$$\tilde{B}_{21n} \sim \Im \left\{ \tilde{T}_{u,\text{neu}} \right\}^{-1}.$$

Um ein bestimmtes Netzwerkelement, das durch die Blockmatrix \tilde{B}_{21n} bestimmt ist, zu eliminieren, muss das entsprechende Element von $\Im \left\{ \tilde{T}_{u,\text{neu}} \right\}^{-1}$ identisch null werden.

Ausgehend von einem AEN mit voller Komplexität, verschaltet mit der Antennengruppe an den Toren 4, 5, und 6 (siehe Abbildung 4.4), ist es vorteilhaft die Elemente $E_{1,6}$ und $E_{3,4}$ zu eliminieren, da diese weit entfernte Knoten verbinden. $E_{1,6}$ kennzeichnet zum Beispiel das Element zwischen den Toren 1 und 6. Das Bestimmen der entsprechenden Matrixelemente liefert zwei Gleichungen, die von den drei Variablen φ_1 , φ_2 und φ_3 abhängen. Dieses

Gleichungssystem lässt sich nach φ_1 und φ_3 auflösen. Es ergibt sich:

$$\varphi_1 = \arctan \left(\frac{(T_{ul}^{12} T_{ul}^{23} - T_{ul}^{22} T_{ul}^{13}) + (T_{ul}^{12} T_{uR}^{23} - T_{uR}^{22} T_{ul}^{13}) \tan \varphi_2}{(T_{uR}^{22} T_{uR}^{13} - T_{uR}^{12} T_{uR}^{23}) + (T_{uR}^{22} T_{uR}^{13} - T_{uR}^{12} T_{uR}^{23}) \tan \varphi_2} \right)$$

$$\varphi_3 = \arctan \left(\frac{(T_{ul}^{32} T_{ul}^{21} - T_{ul}^{22} T_{ul}^{31}) + (T_{ul}^{32} T_{uR}^{21} - T_{uR}^{22} T_{ul}^{31}) \tan \varphi_2}{(T_{uR}^{22} T_{uR}^{31} - T_{uR}^{32} T_{uR}^{21}) + (T_{uR}^{22} T_{uR}^{31} - T_{uR}^{32} T_{uR}^{21}) \tan \varphi_2} \right)$$

Die Größen T_{uR}^{kl} bzw. T_{ul}^{kl} kennzeichnen den Real- bzw. Imaginärteil des Matrixelementes der Zeile k und der Spalte l der ursprünglichen Spannungstransfermatrix \tilde{T}_u .

Bei Vorgabe der Phase φ_2 erzwingt die Anwendung dieser Gleichungen das Verschwinden der Netzwerkelemente $E_{1,6}$ und $E_{3,4}$. Die Phase φ_2 kann zur Optimierung der Elementtoleranzen oder für die Eliminierung weiterer Elemente verwendet werden. Bestimmte Symmetriebedingungen können unter Umständen zur Eliminierung weiterer Elemente führen. Eventuell können auch weitere Freiheitsgrade, wie die Zuleitungen zwischen Antennengruppe und Netzwerk, für die Optimierung verwendet werden. Welche Netzwerkelemente eliminiert werden können ist besonders gut an den Toleranzbereichen der Sensitivitätsanalysen zu erkennen. Völlig unkritische Elemente können meistens eliminiert werden ohne die Eigenschaften des Netzwerkes zu verändern. Die in diesem Abschnitt gezeigte Methode erleichtert die Eliminierung von Netzwerkelementen und die Optimierung der Elementtoleranzen durch eine Verringerung der Anzahl der Optimierungsvariablen.

4.5 Netzwerkrealisierung

Für die Realisierung der Netzwerke werden Kapazitäten und Induktivitäten benötigt, die je nach Grad der Miniaturisierung in sehr engen Toleranzen verwirklicht werden müssen. So benötigt ein AEN einer dreielementigen Monopolgruppe mit einem Elementeabstand von $\lambda/10$ Elemente mit Toleranzen

von deutlich unter 10 % (siehe Abschnitt 4.3). Erfahrungsgemäß liegen die benötigten Netzwerkelemente bei Entwurfsfrequenzen um 1 GHz etwa im Bereich von 3 nH bis 50 nH für Induktivitäten und von 0,3 pF bis 10 pF für Kapazitäten.

4.5.1 Diskrete Elemente (*Lumped Elements*)

Die verwendeten Induktivitäten sind aus der LQW18A Serie von muRata³. Die Güten liegen für 1,5 GHz bei ca. 100. Die zur Verfügung stehenden Induktivitätswerte bewegen sich zwischen 2,2 nH und 470 nH. Die Toleranzen sind für Induktivitäten ab 10 nH mit $\pm 5\%$ und für kleinere Werte mit $\pm 0,5\%$ angegeben. Für kleine Induktivitäten können somit die Toleranzen größer als $\pm 20\%$ werden.

Die verwendeten Kapazitäten sind aus dem C06 CF KIT von Dielectric Laboratories⁴. Die Güten liegen für 1 GHz und Kapazitäten unter 10 pF bei über 100, werden allerdings für größere Kapazitäten schlechter. Die zur Verfügung stehenden Kapazitätswerte bewegen sich zwischen 0,3 pF und 47 pF. Die Toleranzen sind für Kapazitäten ab 10 pF mit $\pm 5\%$ angegeben und können für kleinere Werte bis $\pm 30\%$ ansteigen. Für große Kapazitätswerte werden die Bauelemente schon unter einer Frequenz von 2 GHz resonant.

Allgemein lässt sich zusammenfassen, dass die diskreten Elemente Toleranzen von $\pm 5\%$ aufweisen, die aber zu kleineren Elementwerten stark zunehmen. Größere Kapazitäten weisen relativ schlechte Güten auf und lassen sich für Frequenzen über 2 GHz aufgrund von Eigenresonanzen nicht mehr verwenden. Ein Problem sind auch die nur diskret zur Verfügung stehenden Bauteilwerte, die nur eine begrenzte Abstimmung der Größe zulassen.

Die Realisierung von Netzwerken mit diskreten Netzwerkelementen ist neben den schon genannten Schwierigkeiten auch simulationstechnisch ein auf-

³muRata homepage, <http://www.murata.com>

⁴Dielectric Laboratories homepage, <http://www.dilabs.com>

wendiges Problem. Vor allem sind die Zuleitungen zu beachten, da diese die Eigenschaften erheblich beeinflussen. Des Weiteren können Streukapazitäten und ähnlich parasitäre Effekte zu einer Verfälschung der Simulationsergebnisse führen. Den genannten Nachteilen steht im Wesentlichen der Vorteil der kleinen Abmessungen gegenüber, die zu sehr kleinen Netzwerken führen können.

4.5.2 Quasidiskrete Elemente (*Quasi-Lumped Elements*)

Im Rahmen einer dieser Arbeit zugeordneten Diplomarbeit [135] wurden verschiedene quasidiskrete Elemente entwickelt und anschließend in dieser Arbeit verwendet. Die prinzipielle Realisierung der Kapazitäten als Plattenkondensatoren und der Induktivitäten als Leiter ohne Massefläche ist in Abbildung 4.12 dargestellt.

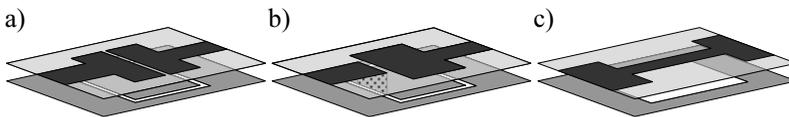


Abb. 4.12: a/b) Darstellungen quasi-diskreter Kapazitäten, die aus einer Elektrode in der unteren und aus zwei (a) bzw. aus einer (b) Elektrode in der oberen Lage bestehen. c) Darstellung einer quasi-diskreten Induktivität, bestehend aus einem Leiter unter dem die Massefläche entfernt wurde, um die Shuntkapazitäten zu verringern.

Der geforderte Wertebereich kann mit dieser Art von Elementen in etwa abgedeckt werden. Problematisch sind sehr kleine Induktivitäten $< 3 \text{ nH}$ und je nach verwendetem Substrat große Kapazitäten $> 10 \text{ pF}$, da die Elemente in diesen Wertebereichen anfangen, resonant und somit empfindlich gegenüber Herstellungstoleranzen zu werden. Eine weitere Schwierigkeit ist die vom

Bauelementewert abhängige Bauteilgröße, die die gesamte Topologie des zu realisierenden Netzwerkes bestimmt.

Die Kondensatoren bestehen aus drei Platten (Abbildung 4.12a), zwei in der oberen Lage und eine in der Masselage und sind prinzipiell zwei Plattenkondensatoren in Serie, was Durchkontaktierungen unnötig macht und besonders kleine Kapazitäten ermöglicht. Neben dieser Realisierung wurden auch Plattenkondensatoren mit nur einer Elektrode in der oberen Lage realisiert (Abbildung 4.12b). Hierbei wird die Elektrode in der Masselage mit einer Durchkontaktierung an einer Seite elektrisch verbunden. Die Induktivitäten bestehen aus dünnen Leitungen mit freigestellter Massefläche unter den Leitungen (Abbildung 4.12c). Diese Maßnahme ermöglicht Induktivitäten mit kleinen Shuntkapazitäten. Der Wertebereich der Kapazitäten liegt etwa zwischen 1 pF und 5 pF und der Induktivitäten zwischen 5 nH und 15 nH.

4.5.3 Verteilte Elemente (*Distributed Elements*)

Nach [19, S.13] sind die folgenden Zusammenhänge zwischen den ABCD-Parametern eines Zweitors und den Größen, Leitungsimpedanz Z_L und Länge l , einer verlustfreien Leitung bzw. dem Längselement Y_l eines Π -Ersatzschaltbildes gegeben:

$$Y_l = 1/B_{ABCD} = 1/(Z_L \cdot \sinh(jkl)),$$

wobei k der Wellenzahl und B_{ABCD} einem der in [19, S.12] definierten ABCD-Parameter entspricht. Für eine Leitungslänge von $l = \lambda/4$ lässt sich daraus der folgende Zusammenhang finden:

$$Y_{\lambda/4} = -j/Z_L.$$

Am negativen Vorzeichen lässt sich erkennen, dass die $l = \lambda/4$ lange Leitung induktiv wirkt. Für eine Leitungslänge von $l = 3\lambda/4$ lässt sich weiterhin der

folgende Zusammenhang finden:

$$Y_{3\lambda/4} = j/Z_L.$$

Entsprechend dem positiven Vorzeichen wirkt die $l = 3\lambda/4$ lange Leitung kapazitiv. Mit Hilfe der ABCD-Parameter lassen sich auch die Shunt-Elemente der Leitungen im II-Ersatzschaltbild bestimmen. An dieser Stelle wird allerdings auf deren Herleitung verzichtet, da im praktischen Realisierungsprozess die aus Simulationen gewonnenen Daten verwendet wurden.

Shunt-Elemente können mit Hilfe von verteilten Strukturen relativ einfach realisiert werden. Hierzu werden offene bzw. kurz geschlossene Stichleitungen verwendet, um den richtigen Impedanz bzw. Admittanzwert zu realisieren. Nach [19, S.14] stellen sich die Zusammenhänge zwischen der Länge l einer verlustfreien Stichleitung und den Eingangsadmittanzen Y_{in} bzw. Impedanzen Z_{in} wie folgt dar. Für die offene Stichleitung gilt:

$$Y_{\text{in}} = 1/Z_{\text{in}} = j \tan(kl)/Z_L.$$

Für die kurzgeschlossene Stichleitung folgt entsprechend:

$$Y_{\text{in}} = 1/Z_{\text{in}} = -jZ_L/\tan(kl),$$

wobei k die Wellenzahl und Z_L die Leitungsimpedanz repräsentiert.

4.5.4 Vergleich verschiedener Elementarten

Um die verschiedenen Arten der Netzwerkelemente zu vergleichen, wurden verschiedene Realisierungen für Kapazitätswerte von 2 pF und Induktivitätswerte von 3,9 nH bei 1 GHz simuliert und vermessen. Die Werte wurden so gewählt, dass die entsprechenden Größen der diskreten Elemente verfüg-

bar waren. Als Substratmaterial wurde RO3203⁵, mit einer Dielektrizitätskonstante von $\epsilon_r = 3,02$ und spezifizierten Verlusten von $\tan \delta = 0,0016$ verwendet. Die Schichtdicke des Substrates betrug 0,5 mm.

Abbildung 4.13 zeigt Fotos der realisierten Elemente. Auffällig sind die Größenunterschiede zwischen den verschiedenen Elementarten. Die verteilten Elemente sind deutlich größer als die quasi-diskreten Elemente. Die diskreten Elemente sind sehr klein, so dass die Zuleitungen und die Löt pads im Wesentlichen die Größe bestimmen.

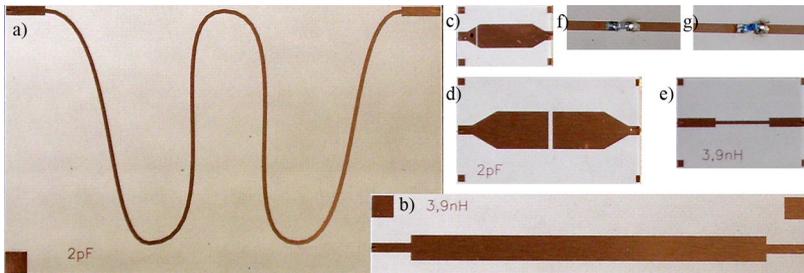


Abb. 4.13: Fotos der untersuchten Netzwerkelemente. Es wurden jeweils eine verteilte Kapazität (a) und Induktivität (b), zwei quasi-diskrete Kapazitäten (c & d) und eine Induktivität (e) sowie je eine diskrete Kapazität (f) und Induktivität (g) realisiert. Die quasi-diskreten Kapazitäten wurden einmal unsymmetrisch (c) und einmal symmetrisch (d) entworfen.

In Abbildung 4.14 sind die Simulations- und Messergebnisse für die Kapazitäten gegenübergestellt. Der Sollwert von 2 pF entspricht einer Admittanz von 0,013 S. Es zeigt sich, dass alle Messungen der verschiedenen Elemente recht gut mit den Erwartungen der Simulation übereinstimmen. Die kleinsten Abweichungen zum Sollwert weisen die quasi-diskreten Elemente auf. Der deutlichste Unterschied zwischen den verschiedenen Realisierungsarten tritt

⁵High-frequency laminates, Rogers Corporation, Rogers, CT, 2006

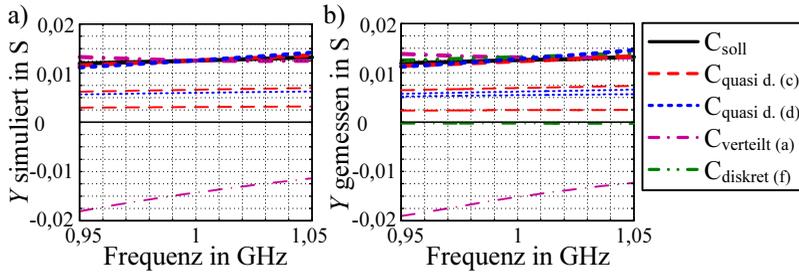


Abb. 4.14: Simulierte (a) und gemessene (b) Admittanzen Y der untersuchten Kapazitäten mit einem Sollwert von $C = 2 \text{ pF}$. Die Buchstaben im Namen kennzeichnen das Element in Abbildung 4.13. Die dicken Linien stellen die eigentlichen Elemente und die dünnen Linien die auftretenden Shuntelemente dar.

in den Shuntelementen zutage. Die Shuntelemente der diskreten Kapazität sind vernachlässigbar, während die Shuntelemente der verteilten Kapazität eine ähnliche Größenordnung wie das Längselement mit umgekehrten Vorzeichen aufweisen. Dieses Verhalten ist für beide Realisierungen typisch. Bei den quasi-diskreten Kapazitäten treten kleine Shuntkapazitäten auf, die durch den Spalt zwischen den Elektroden und der Massefläche erklärbar sind. Beim symmetrischen Aufbau sind beide Shuntelemente gleich groß, beim unsymmetrischen Aufbau ist hingegen ein Shuntelement kleiner, da die Durchkontaktierung induktiv wirkt.

Der Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen für die Induktivitäten ist in Abbildung 4.15 zu sehen. Auch hier stimmen die Simulationsergebnisse gut mit den gemessenen Werten überein. Der Sollwert von $3,9 \text{ nH}$ entspricht einer Admittanz von $-0,04 \text{ S}$. Auffällig ist hier die relativ große Abweichung des diskreten Elementes vom Sollwert, die allerdings noch knapp in der spezifizierten Toleranz von $\pm 20 \%$ liegt. Sowohl die diskrete als auch die quasi-diskrete Variante haben vernachlässigbar kleine Shuntelemente. Die

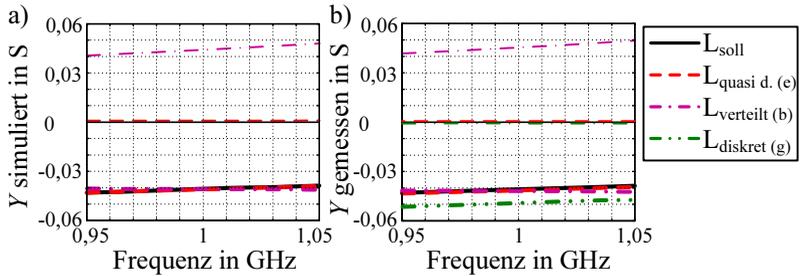


Abb. 4.15: Simulierte (a) und gemessene (b) Admittanzen Y der untersuchten Induktivitäten mit einem Sollwert von $L = 3,9$ nH. Die Buchstaben im Namen kennzeichnen das Element in Abbildung 4.13. Die dicken Linien stellen die eigentlichen Elemente und die dünnen Linien die auftretenden Shuntelemente dar.

verteilte Realisierung ist wieder durch Shuntelemente mit ähnlicher Größenordnung wie das Längselement und umgekehrten Vorzeichen gekennzeichnet.

Abbildung 4.16 zeigt die aus den Messdaten bestimmten Phasengüten der verschiedenen Elemente. Die verwendete Definition der Phasengüte nach [20, S. 46] ist als Kenngröße für Kapazitäten und Induktivitäten üblich. Es gilt:

$$Q_\varphi = \tan \varphi = \frac{\omega L}{R_L} = \frac{\omega C}{G_C},$$

wobei φ den Phasenwinkel zwischen den Strömen und den Spannungen charakterisiert. ω ist die Kreisfrequenz, L die Induktivität, R_L der Verlustwiderstand der Induktivität, C die Kapazität und G_C ist der Leitwert der Kapazität.

Beim Vergleich der Phasengüten mit den Strahlungsgüten der Antennen ist darauf zu achten, dass sich die Definitionen der Güten unterscheiden. Die Antennengüte ist definiert als $Q = \frac{\omega W_{\text{stored}}}{P}$ [3, S. 502] und gilt nur bei Resonanz: $W_{\text{stored}} = 2W_{e,\text{stored}} = 2W_{m,\text{stored}}$. Die Resonanz wird bei nicht resonanten Antennen durch ein ideales Element erzwungen. Die Pha-

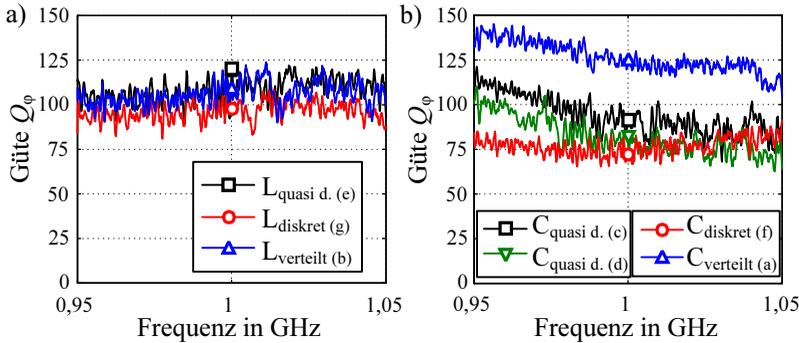


Abb. 4.16: Phasengüten Q_φ der gemessenen Induktivitäten (a) und Kapazitäten (b).

sengüte ist für reine magnetische bzw. elektrische Elemente definiert als $Q_\varphi = \frac{2\omega W_{\text{stored}}}{P}$ [20, S. 46], wobei $W_{\text{stored}} = W_{e,\text{stored}} = W_{m,\text{stored}}$ gilt. $W_{m,\text{stored}}$ und $W_{e,\text{stored}}$ kennzeichnen die magnetische bzw. elektrische gespeicherte Energie. Dem Gedankengang der Definition der Antennengüte folgend, lässt sich ein einzelnes Element mit der Phasengüte $Q_{1,\varphi} = Q_\varphi$ durch ein ideales Element $Q_{2,\varphi} = \infty$ in Resonanz bringen. Es ergibt sich mit [20, S. 15]

$$\frac{1}{Q_{K,\varphi}} = \frac{1}{Q_{1,\varphi}} + \frac{1}{Q_{2,\varphi}}$$

eine Kreisgüte von $Q_{K,\varphi} = Q_\varphi = 2Q$. Der Unterschied zwischen den beiden Definitionen ergibt in diesem Fall einen Faktor zwei. Bei einem Vergleich einer selbstresonanten Antenne mit einem Resonanzkreis bestehend aus zwei Elementen mit identischen Phasengüten $Q_{1,\varphi} = Q_{2,\varphi} = Q_\varphi$ ergibt sich eine Kreisgüte von $Q_{K,\varphi} = Q_\varphi/2 = Q$. Für dieses praxisnahe Beispiel sind die Ergebnisse beider Definitionen direkt vergleichbar.

Für die Bestimmung der Phasengüte aus den Zweitormessdaten wurde die Methode aus Abschnitt 3.3.2 verwendet, wobei eine gegenphasige Speisung über dem eigentlichen Element angelegt wurde, um dieses maximal anzure-

gen. Diese Bestimmungsmethode liefert realistische Werte, da die parasitären Shuntelemente mit berücksichtigt werden. Die Phasengüten der Induktivitäten betragen für die quasi-diskrete und die verteilte Realisierungsvariante etwa 110. Das diskrete Element ist mit 95 nur etwas schlechter. Bei den Kapazitäten ist das verteilte Element mit einer Phasengüte von 125 am besten. Deutlich schlechter sind die quasi-diskreten Elemente mit 80 bis 85 und die diskreten kommerziellen Kapazitäten mit etwa 75.

Aufgrund der großen parasitären Shuntelemente bei den verteilten Elementen wird die gespeicherte Energie unnötig erhöht, so dass trotz gleicher Phasengüten mehr Verluste eingebracht werden. Tatsächlich sind die gespeicherten Energien der verteilten Elemente etwa zwei bis dreimal größer als die der anderen Realisierungen.

Die realen Phasengüten, der in Abbildung 4.16 dargestellten Elemente, könnten aufgrund von Verlusten in der Messanordnung etwas besser sein als die bestimmten. Die Buchsen und Zuleitungen bis zu den gewünschten Referenzebenen wurden bei der Berechnung der Phasengüten als ideal angenommen, was sie praktisch nicht sind.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass im Frequenzbereich um 1 GHz die quasi-diskreten Elemente vorteilhaft sind. Sie bieten den besten Kompromiss zwischen Größe und Performance. Die diskreten Elemente funktionieren sehr gut, können aber nur schwerlich die benötigten Toleranzen einhalten und sind schwieriger zu simulieren. Die verteilten Elemente sind für höhere Frequenzen vorteilhaft, da die diskreten und quasi-diskreten Elemente ab etwa 5 GHz Eigenresonanzen aufweisen können und die technologischen Anforderungen der verteilten Elemente nicht so hoch sind. Ein Problem sind die großen Shuntelemente, die aufgrund des Leitungscharakters der verteilten Elemente unvermeidbar sind. Sie erhöhen die im Netzwerk gespeicherte Energie.

4.6 Realisierung eines Beispielnetzwerkes

In diesem Abschnitt wird die Realisierung eines Beispielnetzwerkes [125] für das Standardbeispiel aus Abschnitt 3.4.2, bestehend aus drei Monopolen mit einem Abstand von $\lambda/4$, beschrieben. Ziel dieses Abschnittes ist die Demonstration der einzelnen Realisierungsschritte. Ein planares Netzwerk soll die Antennenenelemente entkoppeln und an ein 50Ω System anpassen. Weiterhin sollen orthogonale Richtcharakteristiken geformt werden, die den Raum in drei Abschnitte unterteilen. Durch die Möglichkeit des einfachen Umschaltens der Richtcharakteristiken verspricht eine solche Anordnung Anwendungen in kleinen mobilen Systemen, in denen Platzmangel und Mangel an Rechenkapazität die Verwendung herkömmlicher Antennengruppen und komplexer Signalverarbeitung verhindert.

In Anlehnung an Abschnitt 4.2.2 wird die gewünschte Stromtransfermatrix $\tilde{T}_{i,\text{soll}}$ mit Hilfe der Polynomial-Methode von Schelkunoff [5, S. 342] abgeleitet, um Nullstellen in den Torrichtcharakteristiken bei $\theta = 0^\circ$ und 90° , 0° und 180° beziehungsweise bei 90° und 180° zu erhalten. Im nächsten Schritt kann die realisierbare Stromtransfermatrix \tilde{T}_i mit Hilfe der Gleichungen (4.9) und (4.10) berechnet werden. Jetzt lässt sich die Impedanzmatrix \tilde{Z}_n mit den Gleichungen (4.4) bis (4.7) bestimmen. Abbildung 4.17 zeigt die gewünschten und realisierbaren Torrichtdiagramme im Vergleich. Es ist zu erkennen, dass die Form relativ ähnlich bleibt, die Amplitude der mittleren Richtcharakteristik aber nur deutlich kleiner realisierbar ist.

Um zwischen Netzwerk und Antenne Leitungen mit einem Phasenwinkel φ_i einzufügen, die die physische Verbindung ermöglichen, können die folgenden Umrechnungsvorschriften verwendet werden. Die Elemente der neuen Streumatrix des Netzwerkes ergeben sich vereinfacht (verlustlos) mit

$$S_{ij,\text{neu}} = S_{ij,\text{alt}} e^{-j\varphi_i} e^{-j\varphi_j}$$

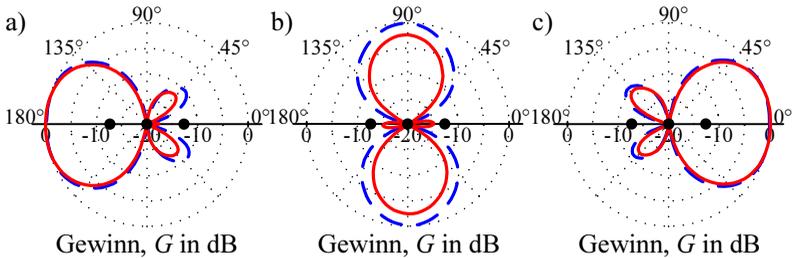


Abb. 4.17: Die Richtdiagramme des ersten (a), zweiten (b) und dritten (c) Tores gewünscht (gestrichelt) und realisierbar (durchgezogen) im Vergleich.

aus den alten Elementen. Die Umrechnung der Stromtransfermatrix ist etwas komplexer

$$\tilde{T}_{i,\text{neu}} = \left(\text{diag} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1 - e^{-j2\varphi_1}}{2Z_0 e^{-j\varphi_1}} \\ \frac{1 - e^{-j2\varphi_2}}{2Z_0 e^{-j\varphi_2}} \\ \frac{1 - e^{-j2\varphi_3}}{2Z_0 e^{-j\varphi_3}} \end{array} \right\} \tilde{Z}_{a,\text{alt}} + \text{diag} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1 + e^{-j2\varphi_1}}{2e^{-j\varphi_1}} \\ \frac{1 + e^{-j2\varphi_2}}{2e^{-j\varphi_2}} \\ \frac{1 + e^{-j2\varphi_3}}{2e^{-j\varphi_3}} \end{array} \right\} \right) \tilde{T}_{i,\text{alt}},$$

wobei $\text{diag} \{ \cdot \}$ Diagonalmatrizen kennzeichnet und $\tilde{Z}_{a,\text{alt}}$ die Impedanzmatrix der Antenne ohne Leitungen ist.

Die Elemente der Admittanzmatrix $\tilde{Y}_n = \tilde{Z}_n^{-1}$ führen wie bereits in Abschnitt 4.2.5 beschrieben auf ein Netzwerk mit 21 Elementen. Ein entscheidender Durchbruch bei der Realisierung des praktischen Netzwerkes war die Eliminierung von Netzwerkelementen, um die Komplexität des Netzwerkes zu verringern. Durch Ausnutzung verschiedener Freiheitsgrade konnten die acht Elemente eliminiert werden, welche die kleinsten Admittanzwerte besitzen. Weiterhin wurden die verbleibenden 13 Elemente hinsichtlich ihrer Toleranzen optimiert. Die verwendeten Freiheitsgrade waren die Länge dreier identisch langer Leitungen zwischen der Antenne und dem Netzwerk, sowie drei komplexe Phasen die jeweils mit einer Spalte der Spannungstransferma-

trix multipliziert wurden. Diese Manipulationen haben die Form der Richtdiagramme nicht verändert.

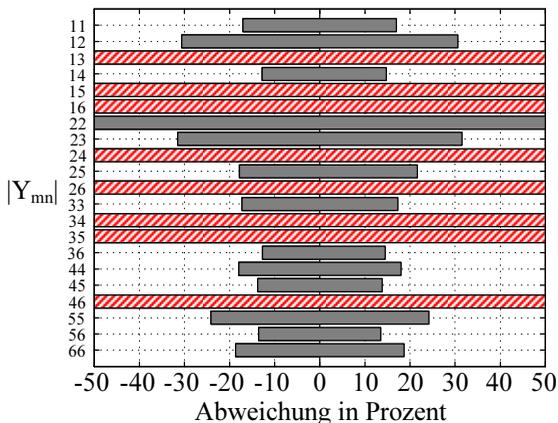


Abb. 4.18: Toleranzen der Netzwerkelemente nach der Optimierung. Die gestreiften Balken kennzeichnen die Toleranzen der Elemente, die eliminiert werden können.

Die Toleranzen der Netzwerkelemente nach der Optimierung sind in Abbildung 4.18 dargestellt. Die Kriterien für die Bestimmung der Toleranzen enthalten sowohl die Streuparameter als auch die Form der Richtcharakteristiken. Wenn alle Beträge der Streumatrix des gesamten Antennensystems besser als -20 dB und die Abweichung der Form der Richtcharakteristiken kleiner als 5% sind, gilt das System als funktionstüchtig. Die genaue Beschreibung der Bestimmung der Toleranzbereiche ist in Abschnitt 4.3 dargelegt. Die markierten Toleranzbereiche in Abbildung 4.18 kennzeichnen die Elemente, die eliminiert werden können. Es ist offensichtlich, dass diese Elemente unkritisch sind.

Das Netzwerk wurde mit den in Abschnitt 4.5.2 beschriebenen quasidiskreten Elementen entworfen. Die Shuntelemente wurden als offene beziehungsweise

kurzgeschlossene Stichleitungen realisiert. Für die Simulation und Optimierung des Netzwerkes wurde eine nicht kommerzielle grafische Oberfläche⁶ verwendet, die es ermöglicht selbst in C#⁷ geschriebene Objekte zu verwenden. So konnten parametrisierbare Netzwerkelemente erstellt und zu einem Netzwerk zusammengefügt werden. Die eigentliche Simulation wurde von der grafischen Oberfläche aus mit ADS Momentum⁸ im Kommandozeilenmodus durchgeführt. Die Simulationsergebnisse wurden mit einem Mathematica⁹-Skript in eine Admittanzmatrix umgewandelt. Über den direkten Zusammenhang zwischen der Admittanzmatrix und der Netzwerktopologie ließ sich erkennen, welches Netzwerkelement vom Sollwert abwich und wie es angepasst werden musste. Durch iterative Annäherung konnte die gewünschte Admittanzmatrix erreicht werden.

Die Herstellung des Netzwerkes erfolgte nach Umwandlung des Layouts in Gerberdaten mit einem Standard-PCB-Prozess¹⁰. Als Material wurde RO3203¹¹, mit einer Dielektrizitätskonstante von $\epsilon_r = 3,02$ und spezifizierten Verlusten von $\tan \delta = 0,0016$ verwendet. Die Schichtdicke des Substrates betrug 0,5 mm.

Abbildung. 4.19 zeigt eine Fotografie des Netzwerkes. Die Verbindungsleitungen zwischen Antenne und Netzwerk wurden mit semi-rigid Koaxialkabel mit einer Länge von etwa 70 mm realisiert. Diese Länge ist definiert durch die nötige elektrische Länge von 180° bei gleichzeitiger Berücksichtigung der elektrischen Länge der Buchsen von $20,6^\circ$ und der gedruckten 20° langen Leitungen auf dem Substrat.

⁶LayoutTool von Christian Volmer, TU Ilmenau, 2006

⁷Microsoft Visual C#.NET, Microsoft Corporation, 2003

⁸Agilent Advanced Design System, Agilent Technol., Palo Alto, CA, 2006.

⁹Mathematica 5, Wolfram Research Inc., 2005

¹⁰Dank an Dipl.-Ing. U. Genatis, Zentrum für Mikro- und Nanotechnologie (ZMN), TU Ilmenau

¹¹High-frequency laminates, Rogers Corporation, Rogers, CT, 2006

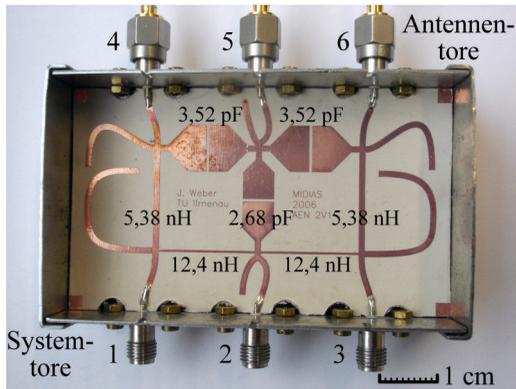


Abb. 4.19: Fotografie des Netzwerkes mit eingefügten Werten der Entkopplenelemente.

Die Ergebnisse des Standardbeispiels werden in Abschnitt 5.2 ausführlich diskutiert.

4.7 Zusammenfassung und Bewertung

In diesem Abschnitt wurde eine neue Methode für den Entwurf passiver AENs unter Verwendung der Impedanz- bzw. Admittanzmatrixbeschreibung vorgestellt. Die Methode ist allgemeingültig, in dem Sinn, dass sie die Kontrolle über alle möglichen Freiheitsgrade ermöglicht. Der Entwurf spezieller orthogonaler Torrichtcharakteristiken ist ein besonderer Vorteil der Methode. Entwurfsbeispiele demonstrieren die möglich gemachten Keulenformungseigenschaften der Netzwerke, die für praktische Diversitätsverfahren vorteilhaft sein können [108]. Gleichzeitig führt die Kontrolle über die Freiheitsgrade zum Entwurf verschiedener Netzwerktopologien, wodurch auch die vorgeschlagenen Methoden zur Reduktion der Netzwerkkomplexität ermöglicht werden.

Um praktisch optimale Realisierungen zu erreichen, wurde die Methode um die Beschreibung der Netzwerkverluste erweitert. Die Verluste in den Netzwerken können zu einer Verschlechterung der Anpassung und Entkopplung führen, die durch das vorgeschlagene iterative Verfahren korrigiert werden kann.

Die vorgestellte Sensitivitätsanalyse gibt Einsichten in die Empfindlichkeit der Netzwerke gegenüber Abweichungen der Werte der Netzwerkelemente vom Sollwert. Es zeigt sich eine deutliche Zunahme der Empfindlichkeit bei kleiner werdenden Abständen der Antennenelemente, was durch eine steigende Superdirektivität erklärbar ist. Die beschriebene Sensitivitätsoptimierung ermöglicht den Entwurf robust funktionierender Netzwerke und vermeidet Netzwerkentwürfe, die extrem kritisch sind.

Aufgrund der benötigten Genauigkeit der Werte der Netzwerkelemente war die Untersuchung der Eigenschaften verschiedener Realisierungsarten notwendig. Während diskrete Netzwerkelemente sehr kompakt sind, ermöglichen verteilte Strukturen Netzwerke bei hohen Frequenzen. Als besonders vorteilhaft für die exakte Realisierung bestimmter Werte in engen Toleranzen erweisen sich die quasi-diskreten Netzwerkelemente. Sie können sehr bequem simuliert werden, sind relativ kompakt und haben kleinere parasitäre Shuntelemente als die verteilten Elemente.

Alle Methoden zusammengenommen ermöglichen die Realisierung relativ komplexer AENs. Allerdings ist die Komplexität des Netzwerkes eine Begrenzung für die Anzahl der verwendeten Antennenelemente. Da der zusätzliche Diversitätsgewinn bei großen Antennenzahlen immer kleiner wird und gleichzeitig die Superdirektivität die Anzahl begrenzt, ist diese Grenze nur ein zweitrangiges Problem. Bei größeren Antennenzahlen werden auch Vereinfachungen in der Komplexität möglich, da nur die nächsten Nachbarn entkoppelt werden müssen.

5 Charakterisierung realisierter Antennensysteme

5.1 Einleitung und Übersicht

In diesem Kapitel werden verschiedene Realisierungen vorgestellt. Die Ergebnisse des Standardbeispiels, der Monopolgruppe mit $\lambda/4$ Elementeabstand, werden in Abschnitt 5.2 ausführlich diskutiert. Diese Diskussion soll dem Leser ein Urteil über die Aussagekraft der in diesem Kapitel verwendeten Ergebnisgrößen ermöglichen.

In Abschnitt 5.3 werden sechs verschiedene Netzwerkrealisierungen, zur Entkopplung einer dreielementigen Monopolgruppe mit $\lambda/10$ Elementeabstand, miteinander verglichen. Der kompakte Elementeabstand führt, wie in Abschnitt 3.4.3 bereits gezeigt, zu einer starken Fehlanpassung eines der Eigenmoden. Das Beispiel macht somit die Grenzen der Miniaturisierung und die damit verbundenen Probleme deutlich. Die Netzwerke variieren vor allem in den Torrichtcharakteristiken und den Netzwerktopologien, so dass die Frage nach den Unterschieden verschiedener Netzwerke beantwortet werden kann.

Die Realisierungen in Abschnitt 5.4 zielen auf praktische Anwendungen ab. Kompakte Bauformen, begrenzte Masseflächen, Bandbreiteerhöhung, Polarisationsdiversität und die Verwendung diskreter Netzwerkelemente werden thematisiert. Der verwendete Frequenzbereich liegt im praktisch relevanten ISM-Band um 2,45 GHz.

In Abschnitt 5.5.1 wird ein Keulenformungsnetzwerk mit verteilten Netzwerkelementen untersucht. Bei der verwendeten Frequenz von 5,2 GHz ist die

Verwendung diskreter und quasi-diskreter Elemente problematisch, so dass verteilte Netzwerke zum Einsatz kommen müssen.

Dieses Verhalten ist bei einer Frequenz von 20 GHz noch deutlicher. Um die Chancen und Probleme von Anpass- und Entkoppelnetzwerken (AENs) bei hohen Frequenzen zu verstehen, wurden in Abschnitt 5.5.2 zwei kompakte Zweiergruppen in *Low Temperature Cofired Ceramic* (LTCC) realisiert.

5.2 Ergebnisse des Standardbeispiels

Die Ergebnisse des in den Abschnitten 3.4.2 und 4.6 beschriebenen Antennensystems werden in diesem Abschnitt ausführlich diskutiert, um die Bedeutung der verwendeten Ergebnisgrößen zu zeigen.

Die Streuparameter sind neben den Richtcharakteristiken die wichtigsten Messgrößen von Antennen. Größen wie die Bandbreite und die Anpassungseffizienz können aus den Streuparametern ermittelt werden. Die Abbildungen 5.1a und b zeigen die gemessenen Streuparameter der Antenne ohne und mit AEN. Es ist zu erkennen, dass das Netzwerk die Antennengruppe bei der Zielfrequenz von 1 GHz entkoppelt und anpasst. Die 10 dB Bandbreite ist größer als 20 MHz. Die gemessenen Ergebnisse stimmten hierbei sehr gut mit den numerisch simulierten Daten überein.

Für miniaturisierte Antennengruppen ist die Angabe der Streuparameter aus zwei Gründen ungünstig. Erstens ist die Anzahl von n^2 Streuparametern relativ unübersichtlich und zweitens ist anhand der Streuparameter nicht direkt zu erkennen, wie ausgeprägt die größte Fehlanpassung der Antennengruppe ist. Tatsächlich kann diese deutlich größer ausfallen, als die größte Fehlanpassung der einzelnen Streuparameter. Zum Beispiel sind alle Streuparameter, außer die Kopplungen zwischen benachbarten Elementen mit -8 dB, kleiner als -10 dB und doch entspricht die größte Fehlanpassung mit einer Anpassungseffizienz von 28 % nur einem Reflexionsfaktor von -1,43 dB.

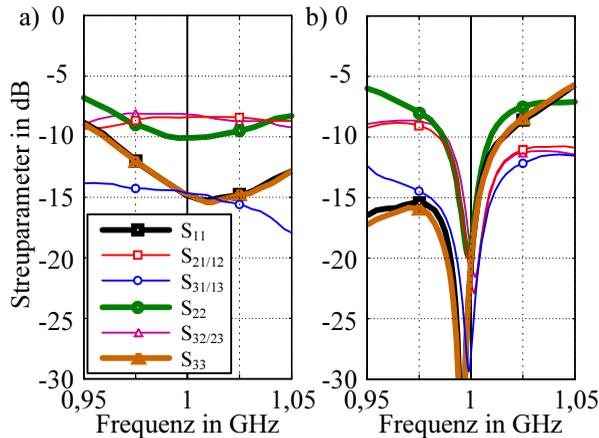


Abb. 5.1: Gemessene Frequenzantwort ohne (a) und mit (b) Netzwerk.

Es ist zweckmäßig die Anpassungseffizienzen der Antenneneigenmoden an Stelle der Streuparameter anzugeben. Der Mode höchster Ordnung entspricht dabei der größten Fehlanpassung. Abbildungen 5.2 zeigt die Anpassungseffizienzen der Eigenmoden mit und ohne Netzwerk. Die Wirkung des AENs ist zu erkennen. Während ohne AEN nur die beiden ersten Eigenmoden gut angepasst sind, wird durch das AEN auch der dritte Eigenmode angepasst. Die 3 dB-Bandbreiten sind alle größer als 100 MHz, nur der dritte Mode mit AEN ist mit 24 MHz schmalbandiger.

Für die praktische Anwendung einer miniaturisierten Gruppenantenne ist die abgestrahlte Leistung der Eigenmoden, also die Gesamteffizienz, entscheidend. Abbildung 5.3 gibt eine Übersicht über die beteiligten Tor- und Modeffizienzen der untersuchten Antennengruppe. Die Gesamteffizienz η_{all} ist das Produkt der Anpassungseffizienz η_{refl} und des Wirkungsgrades η_w . Sie lässt sich nach Gleichung (2.2) durch Integration des gemessenen Fernfeldes

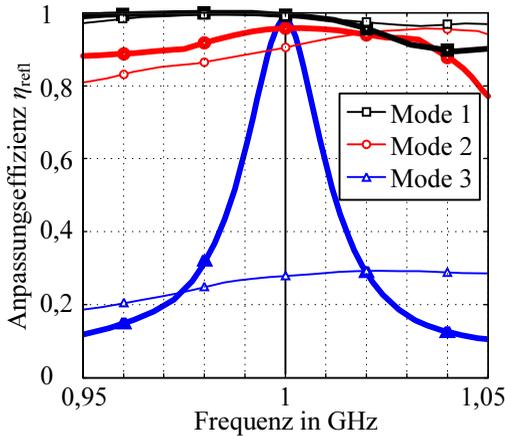


Abb. 5.2: Modeneffizienzen der Antenneneigenmoden mit (dick) und ohne (dünn) Netzwerk.

ermitteln. Die Anpassungseffizienz η_{ref} lässt sich über

$$\eta_{\text{ref}} = \frac{\vec{a}^H (\tilde{\mathbf{E}} - \tilde{\mathbf{S}}^H \tilde{\mathbf{S}}) \vec{a}}{\vec{a}^H \vec{a}} = \frac{\vec{a}^H \tilde{\mathbf{H}} \vec{a}}{\vec{a}^H \vec{a}} \quad (5.1)$$

für definierte Speisevektoren der Leistungswellen \vec{a} ermitteln. Hierbei ist $\tilde{\mathbf{E}}$ die Einheitsmatrix, $\tilde{\mathbf{S}}$ die gemessene Streumatrix und $\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{E}} - \tilde{\mathbf{S}}^H \tilde{\mathbf{S}}$ die Leistungsakzeptanzmatrix des Antennensystems. Der Wirkungsgrad lässt sich anschließend über $\eta_w = \eta_{\text{all}} / \eta_{\text{ref}}$ berechnen.

Für die dreielementige Monopolgruppe mit $\lambda/4$ Elementeabstand sind die Gesamteffizienzen bei Anregung der einzelnen Tore mit ca. 64 % etwa gleich. Nur das mittlere Element ohne Netzwerk ist, durch die Ankopplung beider Nachbarelemente, mit 52 % Wirkungsgrad etwas schlechter. Bei Trennung der Verlustanteile zeigt sich, dass ohne das Netzwerk die Anpassungsverluste stärker sind als mit, wohingegen die dissipativen Verluste mit Netzwerk

	η_{all}	η_{refl}	η_{w}
Tor 1 ohne AEN	0,63	0,79	0,80
Tor 2 ohne AEN	0,52	0,60	0,86
Tor 3 ohne AEN	0,65	0,78	0,83
Tor 1 mit AEN	0,64	0,98	0,65
Tor 2 mit AEN	0,64	0,97	0,66
Tor 3 mit AEN	0,65	0,98	0,66
Mode 1 ohne AEN	0,79	0,90	0,88
Mode 2 ohne AEN	0,80	0,99	0,81
Mode 3 ohne AEN	0,21	0,28	0,75
Mode 1 mit AEN	0,72	0,96	0,75
Mode 2 mit AEN	0,71	0,99	0,71
Mode 3 mit AEN	0,50	0,98	0,51

Abb. 5.3: Übersicht über die beteiligten Effizienzen.

größer sind. Dieser Sachverhalt ist plausibel, da das Netzwerk anpasst und entkoppelt, es aber nicht verlustfrei realisiert werden kann. Die Vergleichbarkeit zwischen den Toreffizienzen ohne und mit Netzwerk ist aber nicht wirklich gegeben, da sich die Formen der Richtcharakteristiken relativ stark unterscheiden. Aus diesem Grund ist ein Vergleich der Modeeffizienzen zu empfehlen. In diesem Fall sind die Richtcharakteristiken identisch. Es zeigt sich, dass sich die ohne Netzwerk schon ausreichend angepassten Moden durch die Verluste im Netzwerk von ca. 80 % auf ca. 72 % verschlechtern. Hingegen gewinnt der stark fehlangepasste dritte Mode deutlich durch das AEN. Er verbessert sich von 21 %, um mehr als einen Faktor 2, auf 50 %. Wegen der superdirektiven Natur des dritten Modes ist dessen Wirkungsgrad η_{w} im Vergleich zu den beiden ersten Moden kleiner.

Bei der Bestimmung der Effizienzen ist die korrekte Kalibrierung der Antennen mittels einer geeigneten Referenzantenne (*Standard-Gain-Horn*) zu beachten. Untersuchungen haben gezeigt, dass die gängige Genauigkeit der

Referenzantennen von $\pm 0,5$ dB zu einer Abweichung des Absolutwertes der Effizienz von bis zu ± 10 % führen können. Die Vergleichbarkeit verschiedener Messungen ist bei gleichem Messaufbau hingegen sehr gut.

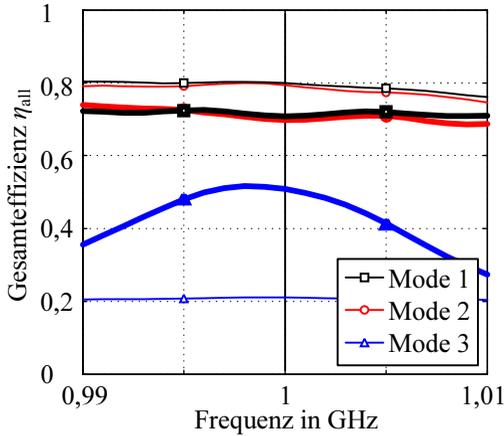


Abb. 5.4: Gesamteffizienzen der Eigenmoden in Abhängigkeit von der Frequenz mit (dick) und ohne (dünn) Netzwerk.

Abbildung 5.4 zeigt die Gesamteffizienzen der Eigenmoden in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Gesamteffizienzen der Eigenmoden sind das beste Bewertungskriterium für miniaturisierte Antennengruppen, da sie direkt den Zusammenhang zwischen gespeister und tatsächlich abgestrahlter Leistung angeben und gleichzeitig die gewichtete Anzahl der Freiheitsgrade der Antennengruppe enthalten.

Die gemessenen Torrichtdiagramme der Antennengruppe mit und ohne AEN sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Die Kreuzpolarisation bleibt für alle Richtungen 10 dB unter der Kopolarisation. Die Abbildung zeigt den positiven Effekt auf die Richtcharakteristiken an allen Toren. Die Torrichtdiagramme der entkoppelten Antennengruppe teilen wie gewünscht den Raum in drei

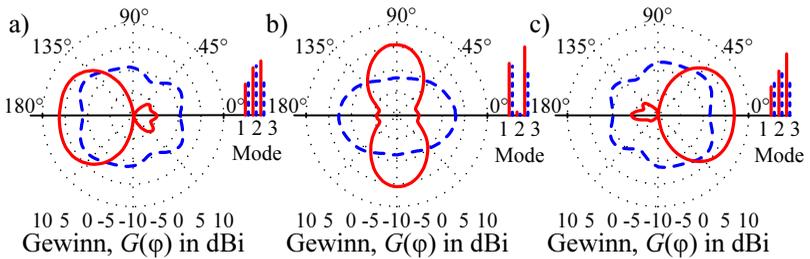


Abb. 5.5: Gemessene Torrichtdiagramme in Azimuth-Schnittebene bei einer Elevation von 30° . Die Richtdiagramme des ersten (a), zweiten (b) und dritten (c) Tores sind normiert auf einen verlustfreien Kugelstrahler. Die gestrichelten Linien stellen die jeweilige Richtcharakteristik ohne Netzwerk und die durchgezogenen Linien die mit Netzwerk dar. Die Kreuzpolarisation ist mehr als 10 dB kleiner als die Kopolarisation und wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit weggelassen. Die relativen Gewichte der Eigenmoden werden durch die Histogramme angedeutet.

Abschnitte und zeigen einen Gewinn von 3 dB gegenüber der nicht entkoppelten Antennengruppe in Hauptstrahlrichtung. Die relative Speisung der Eigenmoden wird durch die Histogramme angedeutet. Es zeigt sich, dass im Fall der Raumaufteilung der kritische dritte Mode dominiert. Die erreichte Nebenkeulendämpfung ist größer 10 dB. Eine Untersuchung des Frequenzverhaltens des Systems zeigte, dass die Form der Richtcharakteristiken über eine Bandbreite von 100 MHz nahezu gleich bleibt. Allerdings verringert sich der Gewinn außerhalb der Entwurfsfrequenz. Bei 0,99 GHz, verringert sich der maximale Gewinn um etwa 1 dB, und bei 1,01 GHz um etwa 0,5 dB.

Um den Grad der Korrelation ρ_{lm} zwischen den Richtcharakteristiken der Tore l und m zu bestimmen, wurde nach Gleichung (2.10) über die gemessenen Richtdiagramme integriert. Es ist üblich, das Betragsquadrat der Korrelation anzugeben:

	$ \rho_{12} ^2$	$ \rho_{23} ^2$	$ \rho_{13} ^2$
ohne AEN	0,13	0,15	0,06
mit AEN	0,02	0,03	0,01

Es wird sichtbar, dass das AEN die Torrichtcharakteristiken effektiv dekorreliert.

Einen noch direkteren Vergleich zwischen dem Strahlungsverhalten der Antennengruppe ohne und mit Netzwerk liefert die Darstellung der Richtcharakteristiken der Eigenmoden in Abbildung 5.6. Der Vorteil hierbei ist, dass beide Sätze von Richtcharakteristiken die gleiche Form besitzen und alle Richtcharakteristiken untereinander orthogonal sind. Es ist zu erkennen, dass das AEN die beiden ersten Moden aufgrund der Netzwerkverluste leicht verschlechtert, aber den dritten Mode um mehr als 3 dB verbessert.

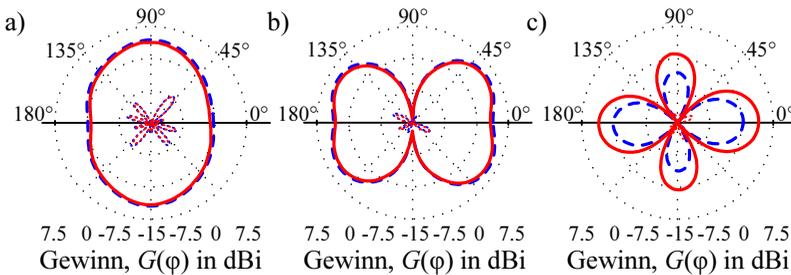


Abb. 5.6: Bestimmte Modenrichtdiagramme in Azimuth-Schnittebene bei einer Elevation von 30°. Die Richtdiagramme des ersten (a), zweiten (b) und dritten (c) Modes sind normiert auf einen verlustfreien Kugelstrahler. Die gestrichelten Linien stellen die jeweilige Richtcharakteristik ohne Netzwerk und die durchgezogenen Linien die mit Netzwerk dar. Die dünnen Linien kennzeichnen die Abstrahlung der kreuzpolarisierten Komponente.

Um die Funktion verschiedener Antennengruppen in Diversitäts- und MIMO-Anwendungen zu beurteilen, ist der Diversitätsgewinn gegenüber einer Ein-

zelantenne das geeignete Instrument. Der nach der in Abschnitt 2.4 vorgestellten Methode ermittelte Diversitätsgewinn für eine Ausfallwahrscheinlichkeit von 0,5 % beträgt für die in diesem Abschnitt vorgestellte Antenne ohne Netzwerk 15,4 dB und mit Netzwerk 16,3 dB. Diese Werte wurden direkt aus den Gesamteffizienzen der Eigenmoden bestimmt. Beide Werte ordnen sich zwischen den Werten der idealen Zweiergruppe mit 13,2 dB und der idealen Dreiergruppe mit 18,3 dB ein. Der Gewinn durch das Netzwerk beträgt 0,89 dB. Dieser Wert könnte zum Beispiel genutzt werden, um die Sendeleistung bei gleich bleibender Ausfallwahrscheinlichkeit um 18,5 % zu senken. Dieses Ergebnis zeigt das Potential der vorgestellten Diversitätsantenne auf.

Des Weiteren wurde die hier diskutierte Antennengruppe hinsichtlich ihrer Eigenschaften in realistischen MIMO-Szenarien untersucht [126]. Hierzu

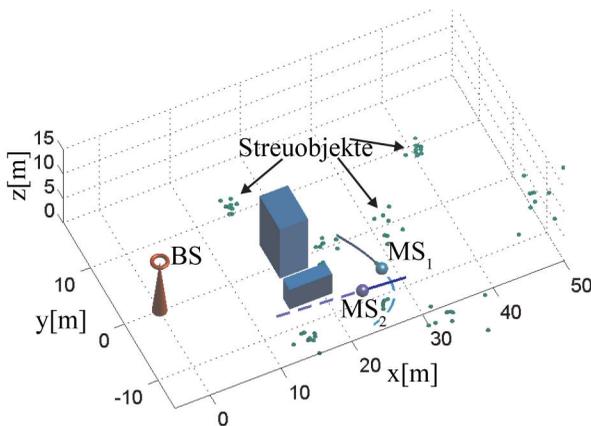


Abb. 5.7: Szenario der Simulation mit Ilmpop. Als Basisstation BS dient eine 16-elementige UCA. Zwei mobile Nutzer (MS_1 und MS_2) bewegen sich durch das Szenario. Zwei Gebäude verursachen Abschattung während mehrere Cluster von Objekten das Signal streuen.

wurde mit Hilfe von IlmProp [109, 134] ein realistisches Szenario modelliert und analysiert. IlmProp ist ein geometriebasiertes MIMO-Kanalmodellierungsprogramm. Als Basisstation BS dient hierbei ein 16-elementiges *Uniform Circular Array* (UCA). Die untersuchte Antennengruppe wird von zwei mobilen Nutzern (MS_1 und MS_2) verwendet, die sich durch das Szenario bewegen. Zwei Gebäude verursachen teilweise Abschattung des Signals, während mehrere Cluster von Objekten das Signal streuen. Abbildung 5.7 zeigt das verwendete Szenario.

Ohne die Ergebnisse im Detail wiederholen zu wollen, lässt sich festhalten, dass die Antennengruppe mit AEN etwa fünf bis zehn Prozent besser als die ohne Netzwerk ist. Dieses Verhalten lässt sich auch für eine Verbesserung der Bitfehlerrate ausnutzen. Abbildung 5.8 zeigt die bestimmten mittleren Bitfehlerraten in Abhängigkeit des mittleren SNRs. Es ist zu erkennen, dass das Netzwerk die mittlere Bitfehlerrate verringert. Die Details zu dieser Untersuchung sind in [126] nachzulesen.

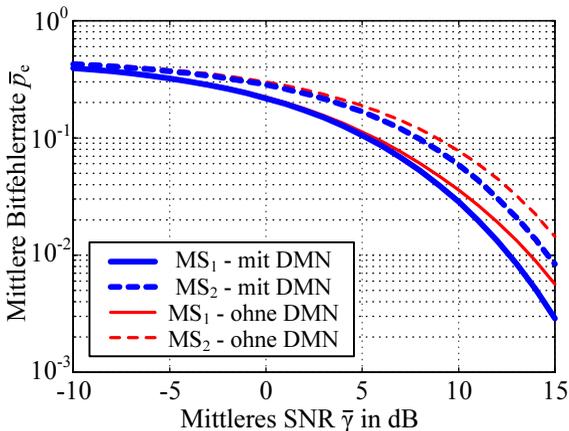


Abb. 5.8: Mittlere Bitfehlerraten in Abhängigkeit des mittleren SNRs.

Wichtig ist festzuhalten, dass eine Verbesserung der Eigenmodegesamteffizienzen zu einer Verbesserung des Diversitätsgewinnes und letztendlich auch zu einer Verbesserung der Eigenschaften in realistischen Diversitäts- und MIMO-Szenarien führt. Diese Aussage wird auch durch die Messungen in [127] gestützt.

5.3 Vergleich verschiedener Netzwerktopologien

Für den Vergleich verschiedener Netzwerktopologien wurde die Monopolgruppe aus Abschnitt 3.4.3 verwendet. Es wurde gezeigt, dass ein Elementenabstand von $\lambda/10$ bei einer linearen polarisationsreinen Dreiergruppe zu einer sehr starken Fehlanpassung im dritten Mode führt. Die Ergebnisse dieses Abschnittes zeigen somit die Grenzen der Miniaturisierung sowie der Anpassung und Entkopplung auf. Auch die hier präsentierte Antennengruppe und alle dafür entworfenen Netzwerke wurden für eine Frequenz von 1 GHz entworfen. Weiterhin wurde die Länge der Monopole für eine maximale Modeanpassung zu 70 mm gewählt.

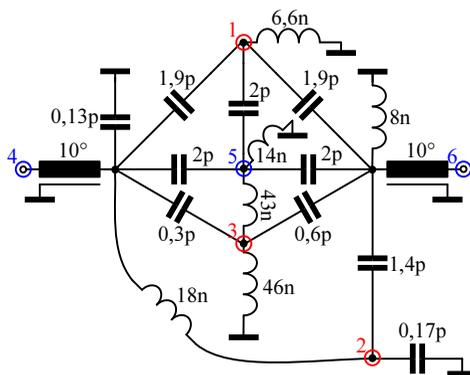


Abb. 5.9: Die Schaltung des Eigenmoden-Speisenetzwerkes.

5.3.1 Eigenmoden-Speisenetzwerk

Das Eigenmoden-Speisenetzwerk regt bei Speisung jeweils eines Tores einen der Antenneneigenmoden an. Ein wesentlicher Vorteil dieses Netzwerkes ist die große Bandbreite der Entkopplung. Die Anpassungsbandbreite ist abhängig von der Strahlungsgüte des jeweiligen Modes.

Für den Entwurf eines Eigenmoden-Speisenetzwerkes wird im ersten Schritt eine Eigenwertzerlegung der Leistungsakzeptanzmatrix \tilde{H} nach Gleichung (2.14) durchgeführt, um die Eigenmodenspeisevektoren $\tilde{T}_a = \tilde{U}\tilde{\Lambda}^{-\frac{1}{2}}$ zu erhalten. Hierbei stellen die Matrix \tilde{U} die Eigenvektoren und die Diagonalmatrix $\tilde{\Lambda}$ die Eigenwerte dar. Die Matrix \tilde{T}_a transformiert die gespeisten Leistungswellen zu den Leistungswellen an den Antennentoren. Durch Umrech-

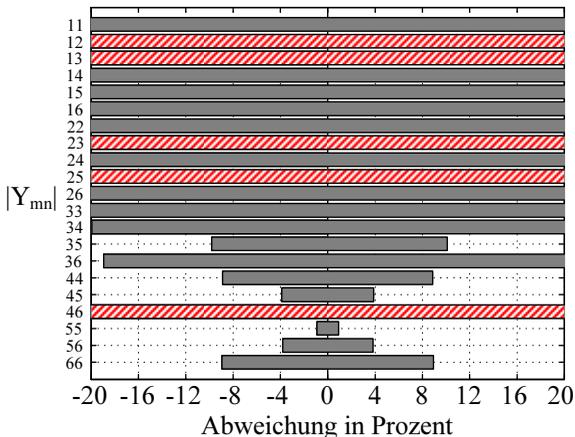


Abb. 5.10: Darstellung der Toleranzbereiche der einzelnen Netzwerkelemente des Eigenmoden-Speisenetzwerkes. Die schraffierten Balken kennzeichnen die eliminierten Netzwerkelemente.

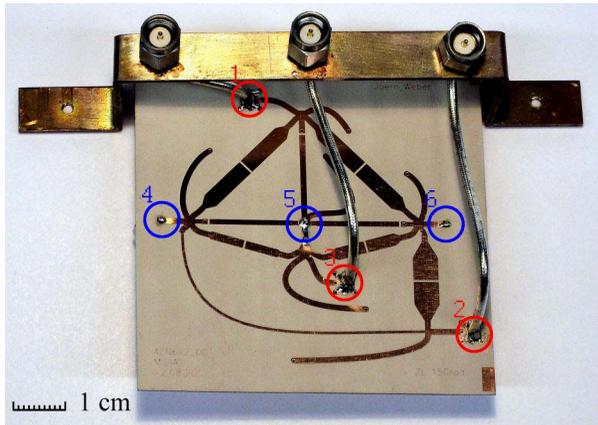


Abb. 5.11: Foto der praktischen Realisierung des Eigenmoden-Speisenetzwerkes.

nung in eine Spannungstransfermatrix

$$\tilde{T}_u = 2 \left(\tilde{E} + \tilde{Y}_a Z_0 \right)^{-1} \tilde{T}_a,$$

kann mit Hilfe der Gleichungen (4.15) bis (4.18) die Admittanzmatrix des Netzwerkes und somit die Netzwerktopologie bestimmt werden. \tilde{E} kennzeichnet die Einheitsmatrix, \tilde{Y}_a die Admittanzmatrix der Antennengruppe und Z_0 die charakteristische Impedanz.

Eine Eigenschaft der Eigenmodenspeisung ist die Entstehung einer rein diagonalen Blockmatrix $\tilde{Y}_{n,11}$, so dass die Netzwerkelemente NE_{12} , NE_{13} und NE_{23} identisch Null sind. Aufgrund der Eigenschaft des zweiten Modes, das mittlere Antennenelement nicht anzuregen, ist auch das Netzwerkelement NE_{25} gleich Null. Die absoluten Phasen der Speisevektoren wurden weiterhin für die Eliminierung des Elementes NE_{46} und die Optimierung der Toleranzen der Netzwerkelemente nach Abschnitt 4.3 verwendet.

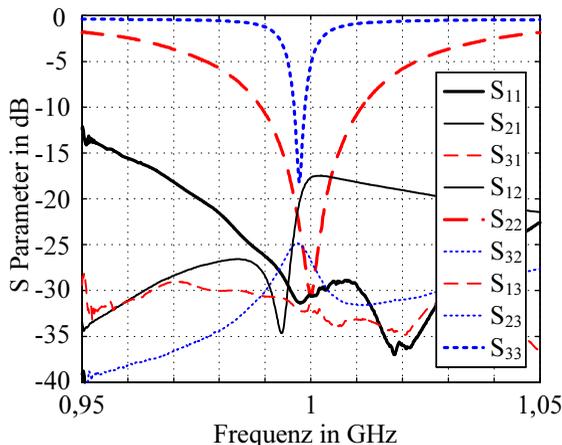


Abb. 5.12: Gemessene S-Parameter des Eigenmoden-Speisenetzwerkes.

Die Abbildung 5.9 zeigt die resultierende Schaltung aus 16 Netzwerkelementen und Abbildung 5.10 deren Toleranzbereiche. Die schraffierten Balken kennzeichnen die eliminierten Netzwerkelemente. Es ist zu erwähnen, dass die Shuntelemente in den Schaltplänen die theoretischen Elemente darstellen. Praktisch ergeben sich andere Werte aufgrund der nicht idealen Natur der Querelemente. Die realisierten Stichleitungen kompensieren sozusagen entstehende parasitäre Shuntelemente.

Alle Netzwerke in diesem Abschnitt wurden mit quasi-diskreten Netzwerkelementen für einen Standard-PCB-Prozess auf Ro3203¹ entworfen. Eine diskrete SMD-Induktivität² wurde in diesem Netzwerk verwendet, um die relativ große Induktivität von 43 nH auf kleinem Raum zu realisieren. In Abbildung 5.11 ist ein Foto des realisierten Netzwerkes zu sehen. Die Abmessungen des Netzwerkes betragen (6×6) cm².

¹High-frequency laminates, Rogers Corporation, Rogers, CT, 2006

²muRata homepage, <http://www.murata.com>

Wie in Abbildung 5.12 zu sehen ist, bleiben in der Frequenzbandbreite von 100 MHz alle Koppelparameter deutlich unterhalb von -15 dB. Diese extrem große Entkoppelbandbreite zeichnet die Eigenmoden als physikalisch vorteilhaft aus. Sie erleichtert nicht nur den Netzwerkentwurf, was sich in relativ vielen unempfindlichen Netzwerkelementen äußert, sondern ermöglicht auch die Verwendung von Breitbandanpassnetzwerken (siehe Abschnitt 5.4.3). Die erkennbar stark unterschiedlichen Bandbreiten der Eingangsreflexionen spiegeln die unterschiedlichen Strahlungsgüten der Antennenmoden wider.

5.3.2 Blockmatrixnetzwerk

Bei diesem Netzwerk wurde die in Abschnitt 4.4.1 vorgestellte Methode zur Reduktion der Netzwerkkomplexität durch das Diagonalisieren der Diagonalblockmatrizen umgesetzt. Die große Anzahl der reduzierten Netzwerkelemente führt zu der Realisierung mit den kleinsten Abmessungen bei theoretisch idealer Entkopplung.

Mit Hilfe der komplexen Antennenadmittanzmatrix $\tilde{Y}_a = \tilde{G}_a + j\tilde{B}_a$, der Referenzadmittanz Y_0 und einer geeignet gewählten Blockmatrix \tilde{B}_{22n} lässt

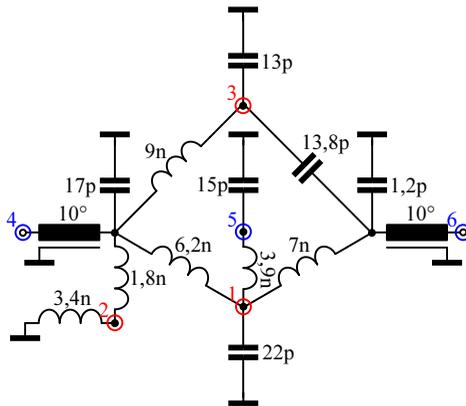


Abb. 5.13: Die Schaltung des Blockmatrixnetzwerkes.

sich die Spannungstransfermatrix über

$$\tilde{D} = \mathfrak{C} \{ \tilde{G}_a \}^{T^{-1}} \left(\tilde{B}_a + \tilde{B}_{22n} \right) \mathfrak{C} \{ \tilde{G}_a \}^{-1} \tag{5.2}$$

$$\tilde{T}_u = \left(\mathfrak{C} \{ \tilde{G}_a \} \right)^{-1} \left(\tilde{D} + j\tilde{E} \right) \tilde{U}_D \tilde{\Lambda}_D^{\frac{1}{2}} Y_0^{\frac{1}{2}} \tag{5.3}$$

bestimmen, wobei \tilde{U}_D die Eigenvektoren von $\left[\tilde{D}\tilde{D} + \tilde{E} \right]^{-1}$ als Spalten enthält, $\tilde{\Lambda}_D$ eine Diagonalmatrix mit den entsprechenden Eigenwerten, \tilde{E} die Einheitsmatrix und $\mathfrak{C} \{ \cdot \}$ die Kennzeichnung der Cholesky-Zerlegung ist. Bei dieser Methode werden die Netzwerkelemente NE₁₂, NE₁₃ und NE₂₃ immer identisch null. Durch die Wahl einer Diagonalmatrix als \tilde{B}_{22n} werden weiterhin die Elemente NE₄₅, NE₄₆ und NE₅₆ null. Die Diagonalelemente der Matrix können zudem für eine Toleranzoptimierung oder der Eliminierung weiterer Elemente genutzt werden. Mit einer entsprechenden Optimierung konnten die Elemente NE₂₅, NE₂₆ und NE₃₅ verkleinert und trotz eines Feh-

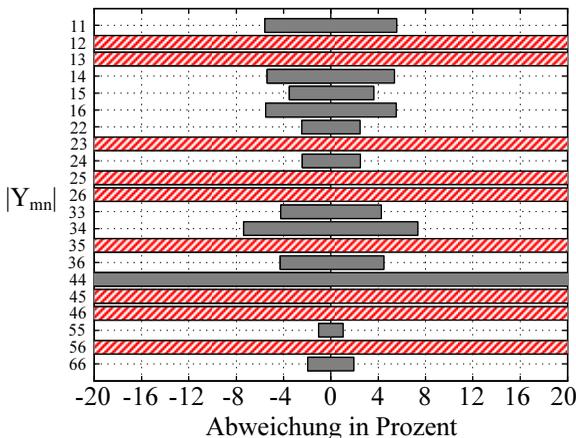


Abb. 5.14: Darstellung der Toleranzbereiche der einzelnen Netzwerkelemente des Blockmatrixnetzwerkes. Die schraffierten Balken kennzeichnen die eliminierten Netzwerkelemente.

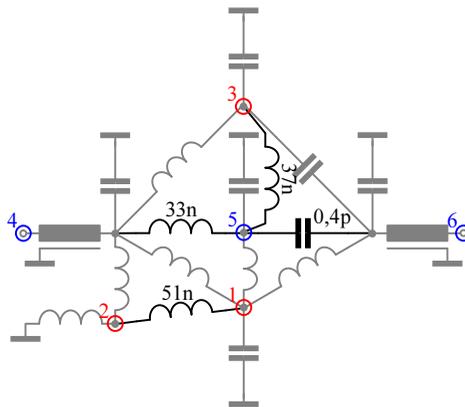


Abb. 5.15: Schaltbild der erwünschten (grau) und parasitären (schwarz) Elemente.

lers eliminiert werden. Um diesen Fehler zu korrigieren wurde eine nachträgliche Optimierung der verbleibenden Elemente mit ADS³ durchgeführt.

Die Abbildung 5.13 zeigt die Schaltung aus den verbleibenden 12 Elementen und die Abbildung 5.14 deren Toleranzen. Nach dem ersten Entwurf mit quasi-diskreten Elementen und dessen Simulation in ADS Momentum waren die Ergebnisse nicht zufriedenstellend. Die Verluste im Netzwerk und vor allem parasitäre Elemente, hervorgerufen durch die kompakte Bauform, führten zu einer unbefriedigenden Funktion. Durch Extraktion der Informationen über die Verluste und die parasitären Elemente konnte mit Hilfe von ADS eine Korrektur der Werte der Netzwerkelemente bestimmt und diese in einem neuen Entwurf umgesetzt werden. Abbildung 5.15 zeigt die größten parasitären Elemente. Große Kapazitäten und kleine Induktivitäten entsprechen einer starken Kopplung. Auffällig sind die parasitären Kopplungen besonders ausgehend von Tor fünf, was durch die eng geführte Stichleitung zu

³Agilent Advanced Design System, Agilent Technol., Palo Alto, CA, 2006.

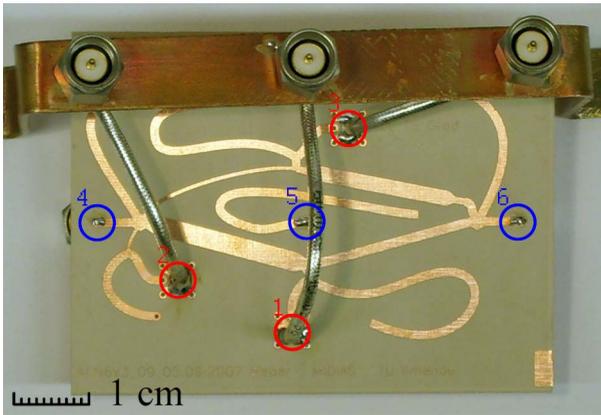


Abb. 5.16: Foto der praktischen Realisierung des Blockmatrixnetzwerkes.

erklären ist. Nachdem für diesen Entwurf deutlich bessere Eigenschaften aus der Simulation zu erwarten waren, wurde er realisiert.

In Abbildung 5.16 ist das aufgebaute Netzwerk abgebildet, das mit Abmessungen von $(6 \times 4) \text{ cm}^2$ das kleinste der untersuchten Netzwerke ist.

5.3.3 Netzwerk maximaler Torbandbreiten

Mit diesem Netzwerk wird untersucht, ob eine Speisung maximaler Torbandbreiten Vorteile bringt. Maximale Torbandbreiten ergeben sich durch geeignete Überlagerung der Eigenmoden. Die Torbandbreiten werden maximal, wenn sie alle etwa gleich sind. Sie sind dann größer als die kleinste Modebandbreite, aber wesentlich kleiner als die größte einzeln erreichbare Modebandbreite.

Um die orthogonale Speisung mit den größten Torbandbreiten zu ermitteln, müssen die Freiheitsgrade des orthogonalen Basissystems optimiert werden. Diese Freiheitsgrade stecken in der unitären Matrix $\tilde{\zeta}$ die für die Bestimmung der Spannungstransfermatrix \tilde{T}_u verwendet wird:

$$\tilde{T}_u = (\mathbf{e} \{ \tilde{G}_a \})^{-1} \tilde{\zeta} Y_0^{\frac{1}{2}},$$

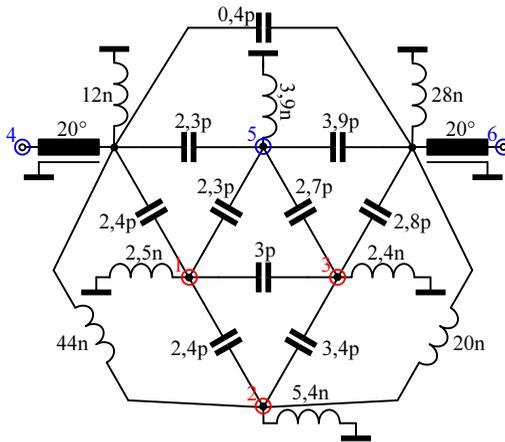


Abb. 5.17: Die Schaltung des Netzwerkes maximaler Torbandbreiten.

wobei wieder \tilde{G}_a der Realteil der Antennenadmittanzmatrix, Y_0 die Referenzadmittanz und $\mathcal{C}\{\cdot\}$ die Kennzeichnung der Cholesky-Zerlegung darstellt. Eine unitäre 3×3 Matrix hat neun Freiheitsgrade, die mit Hilfe der folgenden Matlab⁴-Funktion in die unitäre Matrix umgewandelt wurden.

```
function H=Hcalc(x);
%Bestimmen einer durch 9 Freiheitsgrade
%definierten komplexen unitären Matrix
v = [cos(x(1))+cos(x(2))+exp(i*x(3))
      sin(x(1))+cos(x(2))+exp(i*x(4))
      sin(x(2))+exp(i*x(5))];
H_ = [v null(v')];
H_2=cos(x(6))*exp(i*x(7))*H_(:,2)+sin(x(6))*exp(i*x(8))*H_(:,3);
H_3=conj(cross(v,H_2)).*exp(i*x(9));
H=[v H_2 H_3];
```

Die Gedankengänge, die zu dieser Programmstruktur führten, bauen darauf auf, die unitäre Matrix aus drei aufeinander senkrecht stehenden komplexen

⁴Matlab V7 R14, MathWorks Inc., 2004

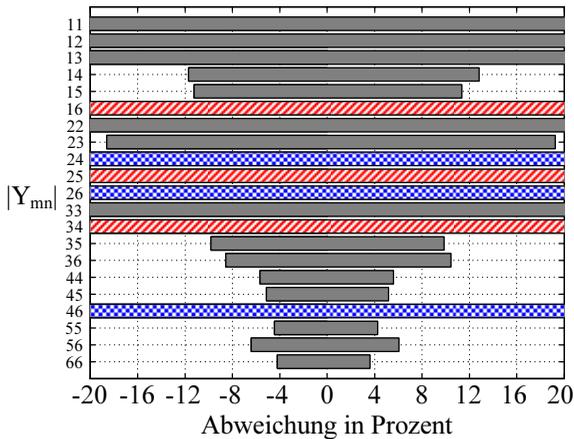


Abb. 5.18: Darstellung der Toleranzbereiche der einzelnen Netzwerkelemente des Netzwerkes maximaler Torbandbreiten. Die schraffierten Balken kennzeichnen die eliminierten Netzwerkelemente und die karierten die äußeren drei Elemente.

Vektoren zu realisieren. Die Freiheitsgrade bestimmen deren Ausrichtung im Raum und die komplexen Drehzeiger ihrer Komponenten.

Als Zielfunktion für die Optimierung wurde die 10 dB-Torbandbreite bestimmt und maximiert. Aus der optimierten Spannungstransfermatrix lässt sich mit den Gleichungen (4.15) bis (4.18) eine Admittanzmatrix und somit eine Netzwerktopologie bestimmen. Mit den Freiheitsgraden in den Phasen der Richtcharakteristiken konnten die Netzwerkelemente NE_{16} , NE_{25} und NE_{34} eliminiert werden. Hierzu wurde die in Abschnitt 4.4.2 dargelegte Methode verwendet.

Abbildung 5.17 zeigt die Schaltung des Netzwerkes. Die Anzahl der Netzwerkelemente beträgt 18. Auffällig sind die neun zentralen ähnlich großen Kapazitäten. Die drei äußeren Elemente sind relativ unkritisch, wie an den karierten Toleranzbalken in Abbildung 5.18 zu erkennen ist. Die schraffierten

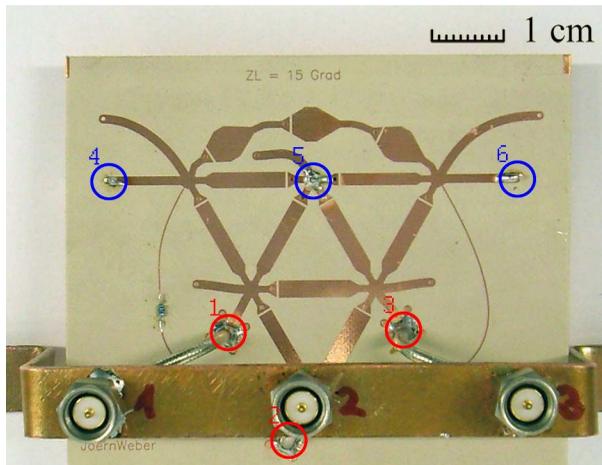


Abb. 5.19: Foto der praktischen Realisierung des Netzwerkes maximaler Torbandbreiten.

Balken kennzeichnen die eliminierten Netzwerkelemente. Die Toleranzbereiche dieses Netzwerkes sind etwas breiter als die der anderen Netzwerke. Die Ursache für diesen Effekt sind die größeren Torbandbreiten, da durch die Änderung eines Elementes häufig der Frequenzbereich der Anpassung und Entkopplung verschoben wird und bei breiteren Bandbreiten das Ausfallkriterium von -20 dB nicht so schnell überschritten wird.

Die Netzwerkstruktur ist für eine Realisierung günstig, so dass trotz relativ vieler Netzwerkelemente die parasitären Elemente sehr klein bleiben. Abbildung 5.19 zeigt ein Foto der praktischen Realisierung. Die in Abbildung 5.20 dargestellten S-Parameter zeigen etwa 7 MHz als die Bandbreite, in der alle S-Parameter besser als -10 dB sind. Eine bessere Einhaltung der Werte der Netzwerkelemente hätte eine breitere Bandbreite zur Folge, da die Anpassungsbereiche der einzelnen Parameter gegeneinander verschoben sind. Die Bandbreite des schmalbandigsten Parameters beträgt etwa 10 MHz. Im Vergleich zur 10 dB-Bandbreite von 5 MHz des dritten Modes ist zu erkennen,

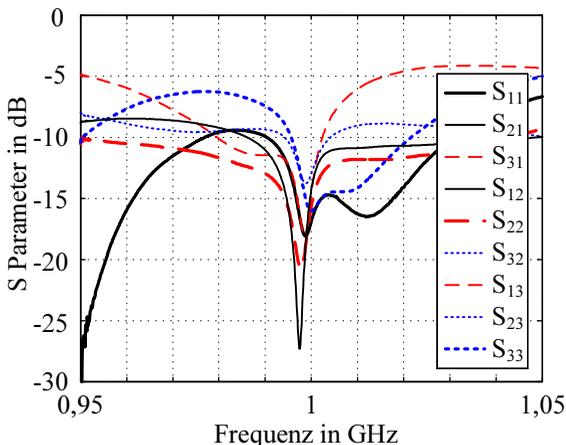


Abb. 5.20: Gemessene S-Parameter des Netzwerkes maximaler Torbandbreiten.

dass eine breitere Torbandbreite als die des höchsten Modes für alle Parameter möglich ist. Diese bleibt allerdings bedeutend kleiner als die Bandbreiten der Moden niedrigerer Ordnung (21 MHz und >100 MHz).

5.3.4 Keulenformungsnetzwerk 1

Das Keulenformungsnetzwerk soll drei in verschiedene Richtungen zeigende Hauptkeulen der Torrichtcharakteristiken erzeugen. Hierzu wurde diejenige Überlagerung der Torrichtcharakteristiken bestimmt, die Nullstellen in $\phi = 0^\circ, 90^\circ$, $\phi = 0^\circ, 180^\circ$ bzw. $\phi = 90^\circ, 180^\circ$ erzeugt. Da die neuen Richtcharakteristiken nicht orthogonal sind, müssen sie mit Hilfe von Gleichung (4.10) orthogonalisiert werden. Änderungen der Amplituden der einzelnen Sollrichtcharakteristiken führen zu leicht unterschiedlichen orthogonalen Richtcharakteristiken. Bei diesem Beispiel wurde versucht, die Ausprägung der Nullstellen sowie die Symmetrie der gewünschten Torrichtcharakteristiken zu erhalten. Die Spannungstransfermatrix \tilde{T}_{11} ergibt sich aus der

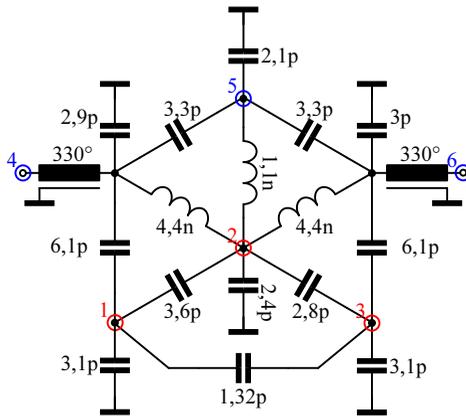


Abb. 5.21: Die Schaltung des Keulenformungsnetzwerkes 1.

gewünschten Spannungstransfermatrix $\tilde{T}_{u,\text{soll}}$ zu:

$$\tilde{T}_u = (\mathfrak{C} \{ \tilde{G}_a \})^{-1} \mathfrak{C} \left\{ \left(\tilde{T}_{u,\text{soll}} \tilde{T}_{u,\text{soll}}^H \right)^{-1} \right\} \tilde{T}_{u,\text{soll}} Y_0^{\frac{1}{2}},$$

wobei \tilde{G}_a der Realteil der Antennenadmittanzmatrix, Y_0 die Referenzadmittanz ist und $\mathfrak{C} \{ \cdot \}$ die Cholesky-Zerlegung kennzeichnet.

Die Abbildung 5.21 zeigt die Schaltung und die Abbildung 5.22 die Toleranzen der enthaltenen Netzwerkelemente. Ohne eine größere Verzerrung der gewünschten Richtcharakteristiken zu erzeugen, konnten fünf Elemente (NE_{15} , NE_{16} , NE_{34} , NE_{35} und NE_{46}) eliminiert werden. Weiterhin wurden die verbleibenden 16 Elemente durch Variieren der Längen der Zuleitungen und der komplexen Phasen der einzelnen Spalten der Spannungstransfermatrix nach Abschnitt 4.3.3, hinsichtlich ihrer Toleranzen optimiert. Die Netzwerkelemente haben eine durchschnittliche Toleranz von etwa 6 %. Das Shuntelement an Tor fünf ist mit einer Toleranz von nur 1 % sogar als kritisch einzustufen. Die markierten Toleranzen kennzeichnen die unkritischen Elemente, die eliminiert werden konnten.

In Abbildung 5.23 ist das (5×7) cm² große AEN abgebildet. Es ist zu erkennen, dass die Komplexität relativ groß ist. Die 330° langen Zuleitungen an den Toren vier und fünf sind auffällig. Die elektrische Länge der in dieser Bauform verwendeten Anschlussbuchsen beträgt 20° und ist somit etwas länger als die 15° langen Buchsen der anderen Beispiele in diesem Abschnitt.

Die gemessenen Torrichtcharakteristiken (Abbildung 5.24) teilen den Raum in drei Abschnitte. Die erreichte Keulenform ist nicht ideal. Zum Einen sind dafür die Verluste und die Abweichungen der Netzwerkelemente vom Sollwert verantwortlich. Zum Anderen ist zu erwähnen, dass die Ausprägung der Nullstelle der mittleren Keule und das Vor-/Rückverhältnis der seitlichen Keulen schon nach der Orthogonalisierung nicht mehr als 10 dB unterhalb der Hauptkeule lagen. Die Effizienzen ergeben sich bei Speisung der einzelnen Tore zu $\eta_1 = 53\%$, $\eta_2 = 49\%$ und $\eta_3 = 60\%$. Die Effizienz des mittleren

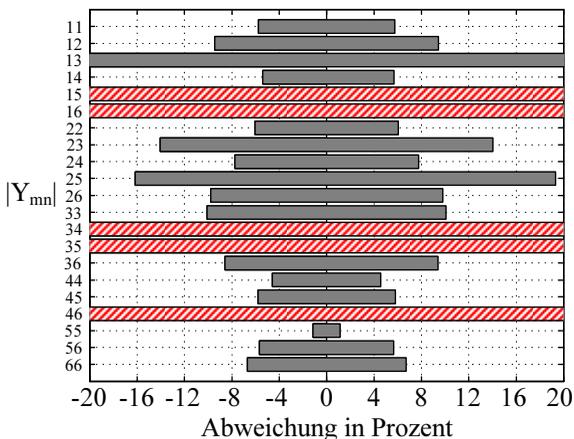


Abb. 5.22: Darstellung der Toleranzbereiche der einzelnen Netzwerkelemente des Keulenformungsnetzwerkes 1. Die schraffierten Balken kennzeichnen die eliminierten Netzwerkelemente.

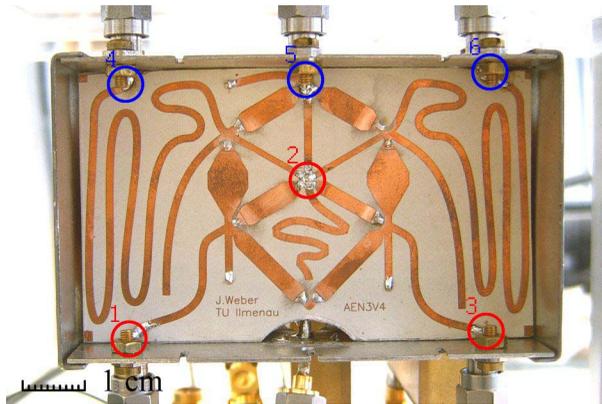


Abb. 5.23: Foto der praktischen Realisierung des Keulenformungsnetzwerkes 1.

Tores fällt kleiner als die der anderen aus, was ein Zeichen für eine höhere Superdirektivität der entsprechenden Richtcharakteristik ist.

Die Keulenformungsnetzwerke erzielen durch die höhere Richtwirkung einen Gewinn, wenn nur auf das stärkste Signal umgeschaltet wird (*Selection Combining (SC)*) und die eintreffenden Signale eine Vorzugsrichtung aufweisen. Die Keulenformung ist demzufolge aufgrund der einfachen Realisierung des SC und bei beliebig orientierten Mobilgeräten praktisch besonders relevant. Bei komplexeren Diversitätsverfahren, wie *Maximum Ratio Combining (MRC)* und *Equal Gain Combining (EGC)*, sind alle Netzwerke über den Diversitätsgewinn vergleichbar. Weiterhin führt ein exakt gleichverteiltes Eintreffen von Signalen aus allen Raumrichtungen dazu, dass der Vorteil der Keulenformung nicht zum Tragen kommt.

Ein direkter Vergleich zwischen diesem Antennensystem und dem Standardbeispiel mit $\lambda/4$ Elementabstand wurde in [128] veröffentlicht. Das größere Antennensystem ist effizienter als das kleinere. Der durch das Netzwerk erzielte Gewinn ist allerdings bei der $\lambda/10$ -Gruppe größer.

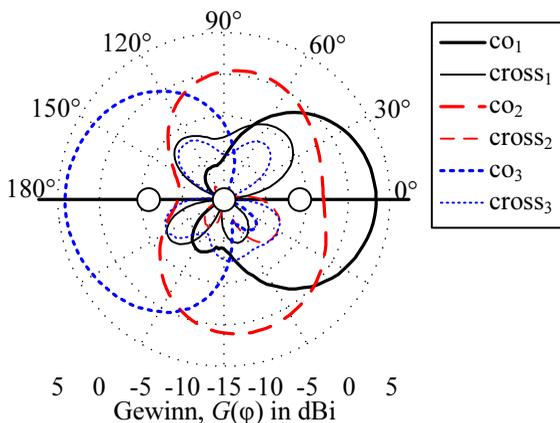


Abb. 5.24: Gemessene Torrichtdiagramme des Keulenformungsnetzwerkes 1 in Azimuth-Schnittebene bei einer Elevation von 30° . Die dargestellte Dynamik beträgt 20 dB.

5.3.5 Keulenformungsnetzwerk 2

Das in diesem Abschnitt vorgestellte Keulenformungsnetzwerk soll, wie das vorhergehende Netzwerk, drei in verschiedene Richtungen zeigende Hauptkeulen der Torrichtcharakteristiken erzeugen. Im Unterschied zum vorherigen Beispiel wurden hier die Leitungen zwischen Netzwerk und Antennengruppe so kurz wie möglich realisiert. Weiterhin wurde die *Broadside*-Keule von Tor 2 durch geringere Ausprägung der Nullstellen weniger stark superdirektiv entworfen. Dies führt zu einem effizienteren und weniger empfindlichen Verhalten an diesem Tor.

Die Methode der Netzwerkgenerierung wurde analog zu Keulenformungsnetzwerk 1 durchgeführt. Danach wurden mit den Freiheitsgraden in den Phasen der Richtcharakteristiken die Netzwerkelemente NE_{15} , NE_{16} , NE_{34} und NE_{35} eliminiert. Anschließend wurde ein Netzwerk mit entsprechender Solladmittanzmatrix entworfen. Aufgrund von Verlusten und parasitären Ele-

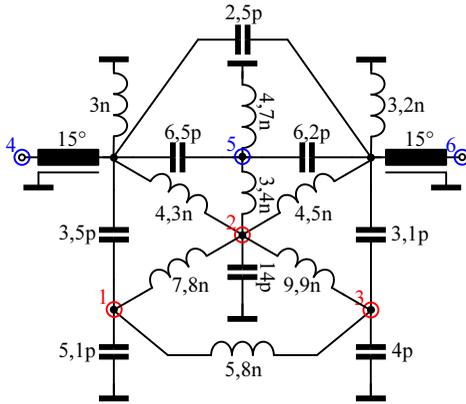


Abb. 5.25: Die Schaltung des Keulenformungsnetzwerkes 2.

menten war das Verhalten des Netzwerkes noch nicht zufriedenstellend und so wurde es mit Hilfe der iterativen Methode von Abschnitt 4.2.5 angepasst.

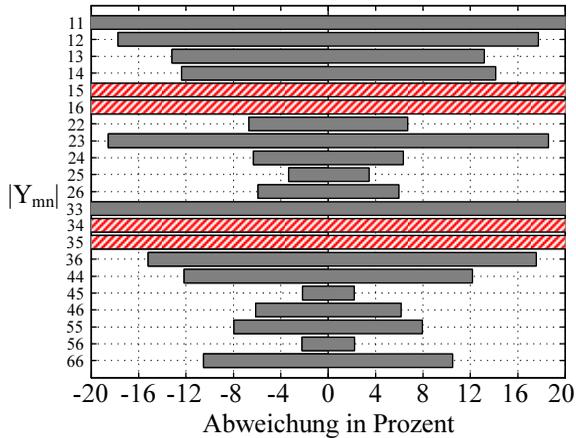


Abb. 5.26: Darstellung der Toleranzbereiche der einzelnen Netzwerkelemente des Keulenformungsnetzwerkes 2. Die schraffierten Balken kennzeichnen die eliminierten Netzwerkelemente.

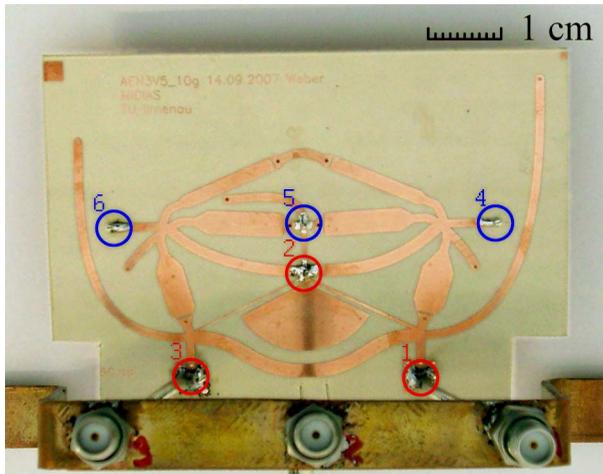


Abb. 5.27: Foto der praktischen Realisierung des Keulenformungsnetzwerkes 2.

Nach zwei Durchläufen war das Verhalten laut Simulation verbessert und der Netzwerkentwurf konnte für die Realisierung vorbereitet werden.

Die Abbildung 5.25 zeigt die Schaltung des Netzwerkes und die Abbildung 5.26 die Toleranzbereiche der enthaltenen Netzwerkelemente. An den schraffierten Balken sind die vier eliminierten Netzwerkelemente zu erkennen. Die Eliminierung von Netzwerkelementen erlaubt die Realisierung des Netzwerkes in einem zweilagigen PCB-Prozess. In Abbildung 5.27 ist die praktische Realisierung des Netzwerkes zu sehen, dessen Abmessungen $(5 \times 7) \text{ cm}^2$ betragen. Die in Abbildung 5.28 dargestellten Richtcharakteristiken zeigen die gewünschten Hauptkeulen nach links, vorne und rechts. Im Unterschied zum ersten Keulenformungsnetzwerk sind die maximalen realisierten Gewinne der drei Keulen in Hauptstrahlrichtung etwa gleich. Die Effizienzen der Torrichtcharakteristiken betragen $\eta_1 = 42\%$, $\eta_2 = 81\%$ und $\eta_3 = 49\%$. Die Effizienz

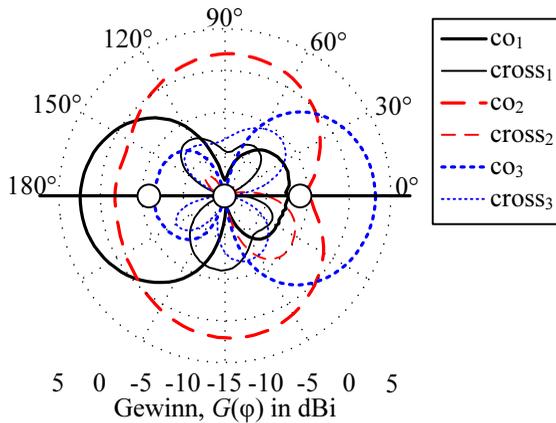


Abb. 5.28: Gemessene Torrichtdiagramme des Keulenformungsnetzwerkes 2 in Azimuth-Schnittebene bei einer Elevation von 30° . Die dargestellte Dynamik beträgt 20 dB.

des mittleren Tores ist deutlich größer als im vorherigen Beispiel. Der Grund liegt in der geringeren Superdirektivität der mittleren Richtcharakteristik.

5.3.6 Nicht ideales Entkoppelnetzwerk

Um die Anzahl der Netzwerkelemente zu reduzieren, ist auch eine nicht ideale Entkopplung möglich. Hierbei müssen zwei Faktoren berücksichtigt werden. Zum Einen sind nur besonders kleine Verkopplungen zwischen den Toren vernachlässigbar. In diesem Beispiel wurde die Verkopplung zwischen den beiden äußeren Toren vernachlässigt.

Zum Anderen ist die Kopplung im Allgemeinen komplex, so dass nicht nur Blindelemente zwischen den Toren ausreichen. Eine relativ gute Entkopplung kann trotzdem durch Optimierung der Leitungslängen zwischen den Antennen und den Querelementen erreicht werden.

Für den Entwurf dieses Netzwerkes wurde eine direkte Optimierung gewählt. Die Topologie wurde mit dem Ziel gewählt, um anschließend eine Optimie-

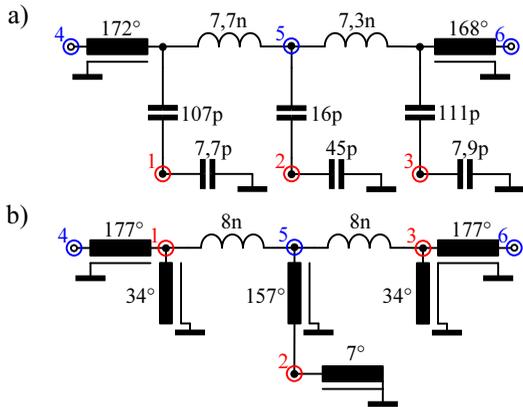


Abb. 5.29: Die Schaltung des nicht idealen Netzwerkes.

rung der Eigenmodeanpassung durchzuführen. Überraschenderweise ließen sich in einem schmalen Frequenzband alle Moden besser als 10 dB anpas-

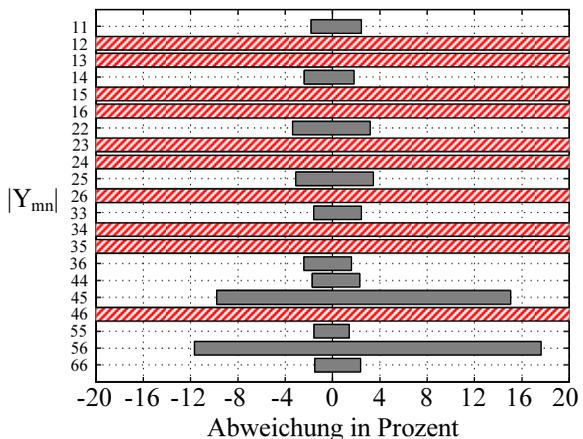


Abb. 5.30: Darstellung der Toleranzbereiche der einzelnen Netzwerkelemente des nicht idealen Entkoppelnetzwerkes. Die schraffierten Balken kennzeichnen die nicht vorhandenen Netzwerkelemente.

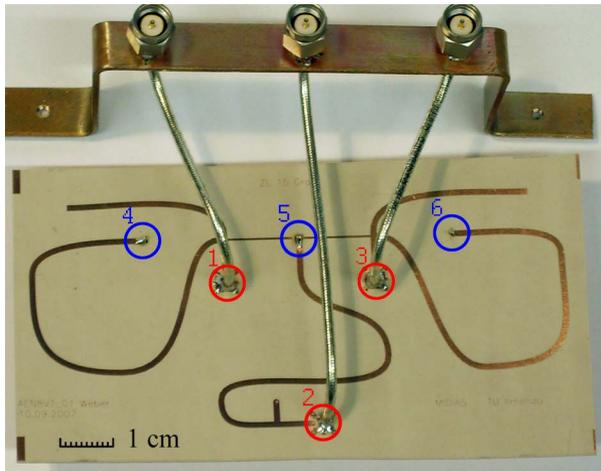


Abb. 5.31: Foto der praktischen Realisierung des nicht idealen Entkopplungsnetzwerkes.

sen, so dass die Kopplung zwischen den äußeren Elementen, die in der Netzwerktopologie keine Berücksichtigung findet, scheinbar vernachlässigbar ist. Die nach der Optimierung in Matlab⁵ erhaltene Schaltung ist in Abbildung 5.29a dargestellt. Die korrespondierenden Toleranzen der Netzwerkelemente zeigt Abbildung 5.30. Hierbei musste die Toleranzgrenze von -20 dB auf -10 dB angehoben werden, da nicht alle S-Parameter unterhalb -20 dB lagen.

Nach der Optimierung in Matlab wurden zum Teil diskrete Elemente durch Leitungen ersetzt, um die Realisierung weiter zu vereinfachen. Die Nachoptimierung und Simulation des so entstandenen und in Abbildung 5.29b dargestellten Netzwerkes wurde mit Hilfe von ADS⁶ durchgeführt.

Die Umsetzung des Netzwerkes ist in Abbildung 5.31 zu sehen. Durch die zum Teil recht langen Leitungen betragen die Abmessungen des Netzwerkes

⁵Matlab V7 R14, MathWorks Inc., 2004

⁶Agilent Advanced Design System, Agilent Technol., Palo Alto, CA, 2006.

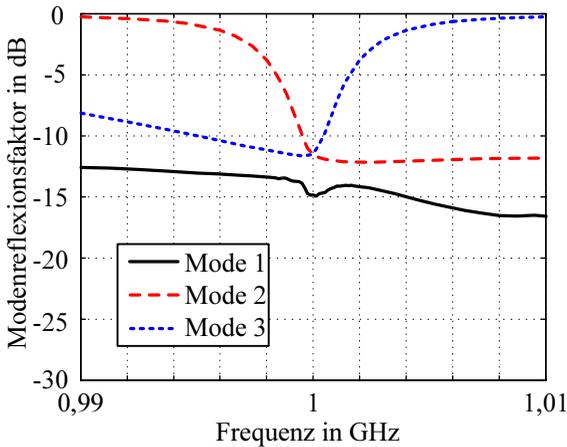


Abb. 5.32: Frequenzgang der Modenanpassung nach Optimierung.

kes (5×10) cm². Abbildung 5.32 zeigt den optimierten Frequenzgang der Modenanpassung. Besonders interessant ist der Verlauf der sich kreuzenden Moden zwei und drei. Es scheint, dass nur durch diesen Effekt eine gute Anpassung aller Moden möglich ist.

5.3.7 Vergleich der Netzwerke

Im Folgenden werden die sechs realisierten Netzwerke verglichen, um Aussagen über mögliche Entwurfsstrategien abzuleiten. Für diesen Vergleich werden ihre Eigenschaften bei Speisung der Antenneneigenmoden untersucht. Hierfür wurden die Streuparameter der Antennengruppe \tilde{S}_a , der Netzwerke \tilde{S}_n sowie der Antennensysteme \tilde{S}_s bestimmt. Anschließend konnten die Speisungen an den Toren des Antennensystems ermittelt werden, die zu einer Speisung der Antennenmoden führen.

Mit Gleichung (5.1) wurde im nächsten Schritt die Anpassungseffizienz der Antennenmoden bestimmt. Des Weiteren wurden die Torrichtcharakteristiken in einer Antennenmesskammer gemessen. Durch entsprechende Überla-

gerung der Torrichtcharakteristiken wurden anschließend die Richtcharakteristiken der Antenneneigenmoden bestimmt. Die zugehörige Gesamteffizienz η_{all} lässt sich durch Integration der Felddaten nach Gleichung (2.2) berechnen.

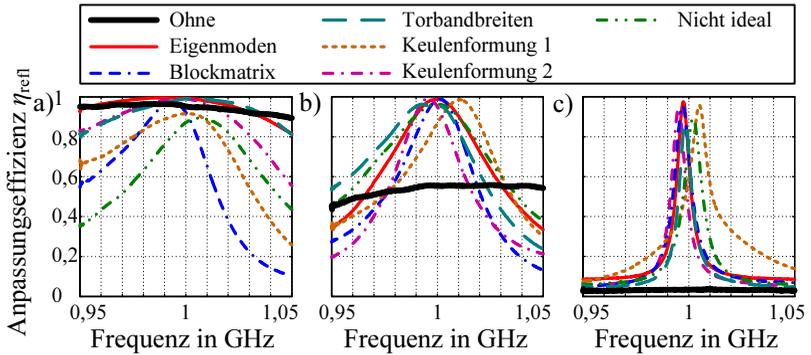


Abb. 5.33: Leistungsanpassung des ersten (a), zweiten (b) und dritten (c) Modes.

Die Anpassungseffizienzen der drei charakteristischen Antenneneigenmoden sind für die verschiedenen Netzwerke in Abbildung 5.33 gegenüber gestellt. Es ist zu erkennen, dass die Anpassung der Antenneneigenmoden ohne Netzwerk mit zunehmender Ordnung des Modes stark abnimmt. Dieses Verhalten stimmt mit den Erwartungen aus Abschnitt 3.4.3 überein. Alle Ergebnisse mit AENs zeigen eine deutliche Verbesserung der Anpassung der höheren Moden. Es sei daran erinnert, dass eine Anpassung der Antenneneigenmoden einer Anpassung und Entkopplung der Netzwerktore entspricht. Weiterhin ist die Abnahme der Bandbreite der Anpassung mit steigender Ordnung der Moden festzustellen. Dieses Verhalten wird auch von den in Tabelle 5.1 aufgelisteten 3 dB-Bandbreiten bestätigt.

Netzwerk	B_1	B_2	B_3
Eigenmoden	>100 MHz	70,6 MHz	7,9 MHz
Blockmatrix	>66 MHz	48,3 MHz	9,9 MHz
Torbandbreiten	>100 MHz	79,9 MHz	7,6 MHz
Keulenformung 1	>83 MHz	64,8 MHz	13,9 MHz
Keulenformung 2	>100 MHz	45,4 MHz	8,5 MHz
Nicht ideal	87,6 MHz	91,9 MHz	10,8 MHz
Durchschnitt	>90 MHz	66,8 MHz	9,8 MHz

Tabelle 5.1: 3 dB-Bandbreiten der Anpassung der drei Antenneneigenmoden für die realisierten Netzwerke.

Für die Anwendung einer Antenne ist entscheidend, wie viel Leistung abgestrahlt wird. Aus diesem Grund ist die Gesamteffizienz ein besonders wichtigstes Bewertungskriterium. Abbildung 5.34 zeigt die aus den Fernfelddaten bestimmten Gesamteffizienzen. Die 3 dB-Bandbreiten entsprechen in etwa denen der Anpassungseffizienz. Die Maximalwerte liegen auf einem deutlich niedrigeren Niveau. Es wird auch deutlich, dass die Effizienzen in Abhängigkeit der Ordnung der Eigenmoden abnehmen. Die physikalische Ursache ist die zunehmende Strahlungsgüte. Die Strahlungsgüte des dritten Eigenmodes beträgt nach Abschnitt 3.4.3 etwa 400. Bei einer Güte der Netzwerkelemente von etwa 100 (Abschnitt 4.5.4) kann der mit Gleichung (2.9) bestimmte maximale Wirkungsgrad des dritten Eigenmodes nicht besser als 20 % werden.

In Tabelle 5.2 sind die Gesamteffizienzen η_{all} und Wirkungsgrade $\eta_w = \eta_{\text{ant}} \eta_{\text{met}}$ der realisierten Antennensysteme gegenübergestellt. Während die beiden ersten Eigenmoden ähnliche Effizienzen aufweisen, fällt der dritte Eigenmode deutlich ab. Auch hier wird deutlich, dass, unabhängig von der Art des Netzwerkes, der Grad der Superdirektivität des Antennenmodes das Verhalten dominiert. Es muss auch erwähnt werden, dass der Absolutwert der Effizienz aufgrund der begrenzten Kalibrierengenauigkeit bis zu $\pm 10\%$ abwei-

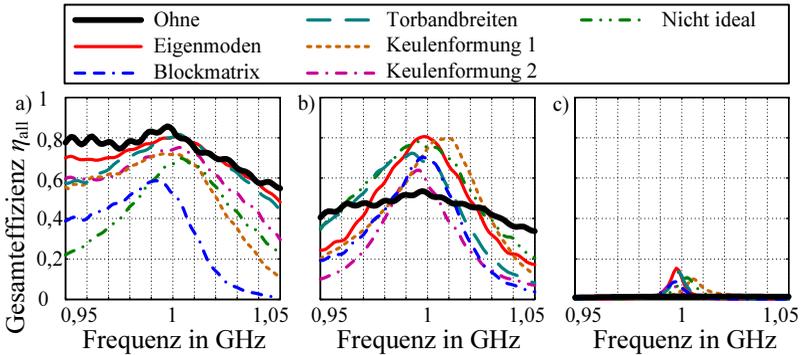


Abb. 5.34: Gesamteffizienz des ersten (a), zweiten (b) und dritten (c) Modes.

chen kann. Die Vergleichbarkeit der Netzwerke ist davon nicht beeinträchtigt, da alle Antennensysteme mit der gleichen Methode kalibriert wurden.

Um einen Eindruck der Wirkung der Netzwerke für die Feldabstrahlung zu bekommen, lohnt ein Blick auf die in Abbildung 5.35 dargestellten Eigenmodenrichtcharakteristiken. Es ist zu erkennen, dass der erste Mode etwa unverändert bleibt, der zweite Mode einen Gewinn von bis zu 3 dB und der dritte Mode bis zu 10 dB gegenüber der Antennengruppe ohne Netzwerk aufweist.

Netzwerk	$\eta_{all,1}$	$\eta_{all,2}$	$\eta_{all,3}$	$\eta_{w,1}$	$\eta_{w,2}$	$\eta_{w,3}$
Eigenmoden	79,8 %	80,4 %	15,4 %	80,3 %	81,7 %	15,8 %
Blockmatrix	55,5 %	70,5 %	8,7 %	58,2 %	73,1 %	9,2 %
Torbandbreiten	79,9 %	68,0 %	13,6 %	80,7 %	72,1 %	15,8 %
Keulenformung 1	70,5 %	79,0 %	10,2 %	77,4 %	83,5 %	10,6 %
Keulenformung 2	73,6 %	63,9 %	7,7 %	74,2 %	64,5 %	8,1 %
Nicht ideal	69,1 %	74,9 %	10,8 %	78,0 %	78,2 %	12,2 %
Durchschnitt	71,4 %	72,38 %	11,07 %	74,8 %	75,5 %	11,96 %
ohne Netzwerk	85,1 %	53,3 %	1,5 %	89,1 %	96,2 %	45,6 %

Tabelle 5.2: Gesamteffizienzen η_{all} und Wirkungsgrade $\eta_w = \eta_{ant} \eta_{net}$ der realisierten Antennensysteme für die drei Antenneneigenmoden.

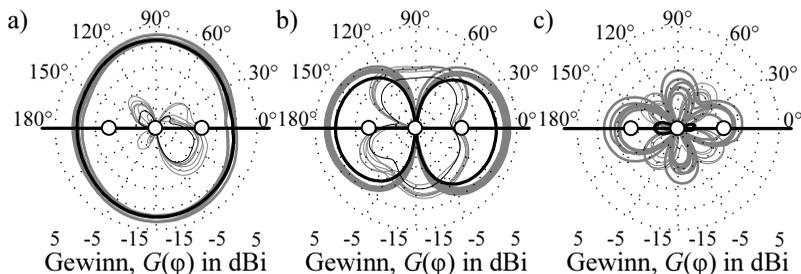


Abb. 5.35: Gemessene Modenrichtdiagramme in Azimuth-Schnittebene bei einer Elevation von 30° . Die Richtdiagramme des ersten (a), zweiten (b) und dritten (c) Modes sind normiert auf einen verlustfreien Kugelstrahler. Die schwarzen Linien stellen die jeweilige Richtcharakteristik ohne Netzwerk und die grauen Linien die mit Netzwerk dar. Die dünnen Linien kennzeichnen die Kreuzpolarisation.

Die in Tabelle 5.3 angegebenen Diversitätsgewinne DG ermöglichen einen direkten Vergleich der verschiedenen Netzwerkrealisierungen. Der Diversitätsgewinn ist der übergeordnete Leistungsparameter und wurde direkt aus den Gesamteffizienzen der Moden für eine Ausfallwahrscheinlichkeit von 0,5 % bestimmt. Der Diversitätsgewinn der Antennengruppe ohne Netzwerk beträgt 12,2 dB. Als bestes Netzwerk im Sinne des Diversitätsgewinnes erweist sich das Eigenmodenspeisenetzwerk [129] mit einem Diversitätsgewinn, der mit 15,1 dB fast 3 dB Verbesserung bezüglich der Antenne ohne Netzwerk erreicht. Dieses Ergebnis zeigt, dass bei Verwendung des AENs die Sendeleistung nahezu halbiert werden kann und dabei die Wahrscheinlichkeit unter ein bestimmtes SNR zu fallen, also die Übertragungsqualität, gleich bleibt.

Vergleichende CDF-Kurven zwischen der Antenne ohne und mit dem Eigenmodenspeisenetzwerk sind in Abbildung 2.2 dargestellt. Wichtig ist, dass das kompakte Antennensystem ohne AEN schlechter funktioniert als eine ideale Zweiergruppe. Das kompakte Antennensystem mit AEN ist hingegen deutlich besser als die ideale Zweiergruppe. Unter dem Aspekt, dass eine reale

Netzwerk	DG	DG _{Netz}	A _{Netz}	N _{Netz}
Eigenmoden	15,1 dB	2,86 dB	36 cm ²	16
Blockmatrix	13,6 dB	1,38 dB	24 cm ²	12
Torbandbreiten	14,7 dB	2,45 dB	35 cm ²	18
Keulenformung 1	14,3 dB	2,13 dB	28 cm ²	16
Keulenformung 2	13,7 dB	1,53 dB	35 cm ²	17
Nicht ideal	14,3 dB	2,05 dB	50 cm ²	11/8
Durchschnitt	14,2 dB	2,04 dB	34,7 cm ²	15
ohne Netzwerk	12,2 dB	-	-	-

Tabelle 5.3: Diversitätsgewinn DG und Gewinn gegenüber der Antennen-
gruppe ohne Netzwerk DG_{Netz} für eine Ausfallwahrscheinlich-
keit von 0,5 %. Weitere Vergleichsgrößen sind der Flächenbedarf
des Netzwerkes A_{Netz} sowie die Anzahl der benötigten Netzwer-
kelemente N_{Netz}.

Zweiergruppe der gleichen Größe nicht ideal wäre, lohnt sich das dritte Ele-
ment, wenn ein AEN die Fehlanpassungen korrigiert.

Das zweitbeste Netzwerk ist das Netzwerk maximaler Torbandbreiten mit
einem Diversitätsgewinn von 14,6 dB. Durchschnittliches Verhalten zeigen
das Keulenformungsnetzwerk 1 und das nicht ideale Entkoppelnetzwerk. Am
schlechtesten schneiden das Keulenformungsnetzwerk 2 und das Blockma-
trixnetzwerk ab. Bei Betrachtung der Netzwerke zeigt sich, dass diejenigen
Netzwerke besonders schlecht sind, die viele Netzwerkelemente auf klei-
nem Raum enthalten. Bei diesen Netzwerken entstehen parasitäre Elemente,
die zwar kompensiert werden können, die aber als zusätzlicher Energiespei-
cher wirken und die Strahlungsgüte erhöhen. Dieser Effekt, der auch an den
schmaleren Bandbreiten der betroffenen Netzwerke zu erkennen ist, führt zu
schlechteren Strahlungseffizienzen und somit zu einer Verkleinerung des Di-
versitätsgewinnes. Lange Leitungen zwischen Netzwerk und Antenne führen

zu ähnlichen Effekten, wie an den durchschnittlich funktionierenden Netzwerken mit den längeren Leitungen zu erkennen ist.

Als Fazit lässt sich ableiten, dass die theoretische Erhöhung des Diversitätsgewinnes durch Anpass- und Entkoppelnetzwerke für alle beschriebenen Netzwerke nahezu gleich ist. Bei der Realisierung muss beachtet werden, dass möglichst kurze Leitungen zwischen Netzwerk und Antenne verwendet und unerwünschte zusätzliche Energiespeicher in Form von parasitären Elementen vermieden werden. Als besonders günstig haben sich die Netzwerke herausgestellt, die einen mittleren Flächenbedarf haben und deren Topologie es ermöglicht hat, die Netzwerkelemente wenig parallel anzuordnen.

Die speziellen Vorteile der einzelnen Realisierungen, wie zum Beispiel die große Entkoppelbandbreite der Eigenmodenspeisung, wurden in den entsprechenden Abschnitten diskutiert und können für spezielle Anwendungen selbstverständlich ein zusätzliches Entscheidungskriterium sein.

5.4 Anwendungsorientierte Fragestellungen

Dieser Abschnitt befasst sich mit der Realisierung anwendungsorientierter Antennensysteme im freien ISM-Band um 2,45 GHz. Dieser Frequenzbereich findet Verwendung in aktuellen Standards wie WLAN und Bluetooth. Diese Standards werden zukünftig die Verwendung von Diversitäts- und MIMO-Verfahren unterstützen, so dass für die Verwendung mobiler Geräte kompakte Antennengruppen benötigt werden.

Die Probleme bei Verwendung kleiner Masseflächen, die in kompakten Geräten unvermeidlich sind, werden im Folgenden diskutiert. Es wird untersucht, in wie weit sich sehr kleine Netzwerke mit kommerziell erhältlichen diskreten Induktivitäten und Kapazitäten realisieren lassen. Des Weiteren wird betrachtet, wie mehrstufige Anpassnetzwerke verwendet werden können, um spezifi-

zierte Bandbreiten zu erreichen. Und es wird eine kompakte Antennengruppe vorgestellt, die Polarisations- und Raumdiversität kombiniert.

Die Bestimmung der Eigenmoden wird im Folgenden unter Verwendung der Gleichungen (2.12) und (2.13) direkt aus den gemessenen Fernfelddaten bestimmt. Diese Methode hat den Vorteil, dass die getrennte Messung des Netzwerkes nicht nötig ist. Der Nachteil ist das Fehlen der Information über die Netzwerkeffizienz. Bei einigen der in diesem Abschnitt untersuchten Antennensystemen ist die separate Messung des Netzwerkes nicht möglich.

5.4.1 Antennengruppe für Handheld-Geräte

Für die Anwendung von miniaturisierten Antennengruppen in mobilen Handheldgeräten, wie zum Beispiel in Mobiltelefonen und PDAs, lassen sich die in den vorherigen Abschnitten vorgestellten Monopolgruppen nur bedingt einsetzen. Um die Nutzbarkeit miniaturisierter Antennengruppen für solche Anwendungen nachzuweisen wurde eine dreielementige Antennengruppe aus *inverted-F* Antennen realisiert. *Inverted-F* Antennen werden aufgrund ihres geringen Volumenbedarfs häufig in mobilen Geräten verwendet [1, S. 635], [110]. Die Abmessungen der Antennengruppe sind mit $(30 \times 90 \times 10) \text{ mm}^2$ vergleichbar mit den Abmessungen von Mobiltelefonen. Der Abstand der Antennenelemente beträgt $0,15 \lambda$. Abbildung 5.36b zeigt ein Foto der Antennengruppe.

Abbildung 5.36a zeigt das realisierte AEN. Es wurde mit dem nicht idealen Entkoppelansatz aus Abschnitt 5.3.6 entworfen, um möglichst kleine Abmessungen realisieren zu können. Dieser Ansatz wurde durch eine geringe Verkopplung zwischen den äußeren Antennenelementen möglich. Als Entkoppelelemente reichen somit zwei Kapazitäten zwischen den direkt benachbarten Antennenelementen aus.

Die kompakte Massefläche ist für die Charakterisierung der Antennengruppe problematisch, da Mantelwellen auf den Messleitungen entstehen können.

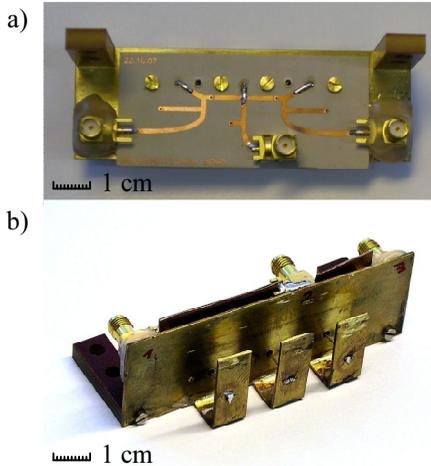


Abb. 5.36: Fotos des Netzwerkes (a) und der *inverted-F* Antenne (b).

Um die Massefläche möglichst ruhig zu halten, wurden sowohl die Quersals auch die Längsabmessungen zu einem ungeradzahligem Vielfachen von $\lambda/4$ gewählt. Die begrenzte Massefläche führt weiterhin zur Anregung von kreuzpolarisierten Feldern. In Diversitätsanwendungen sind diese nicht unerwünscht, da sie zu einer Verringerung der destruktiven Überlagerungen superdirektiver Speisungen führen.

Die Gesamteffizienzen der Antenneneigenmoden mit und ohne AEN sind in Abbildung 5.37 gegenüber gestellt. Zwei der Eigenmoden weisen auch ohne Entkoppelnetzwerk Effizienzen von ca. 70 % auf. Der dritte Mode hingegen fällt mit einer maximalen Gesamteffizienz von 12,6 % deutlich ab. Durch das AEN wird die Gesamteffizienz des dritten Modes deutlich auf 48,1 % erhöht. Die 3 dB-Bandbreite des dritten Modes mit AEN beträgt 37,5 MHz. Der Diversitätsgewinn für eine Ausfallwahrscheinlichkeit von 0,5 % wurde durch das Netzwerk von 14,4 dB auf 15,9 dB verbessert, was einer effektiven Verbesserung von 1,5 dB entspricht.

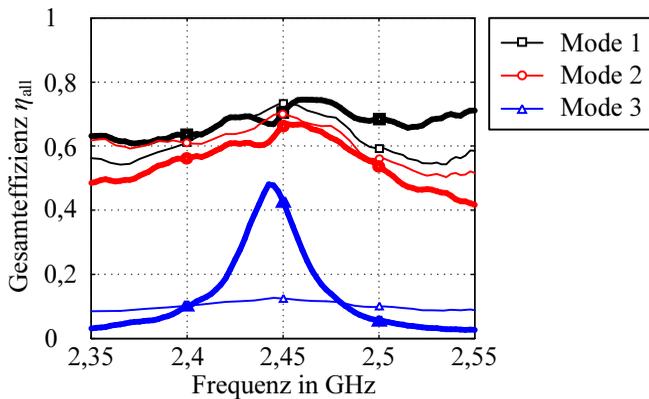


Abb. 5.37: Frequenzgang der Modengesamteffizienzen mit (dick) und ohne (dünn) Netzwerk.

Die relativ niedrigen gemessenen Effizienzen der Antennengruppe könnten durch den Messaufbau verursacht worden sein. Feldanteile die in Richtung des Positionierers abgestrahlt werden, müssen mit Absorbermaterial gedämpft werden, um Überlagerungen der reflektierten Signale mit den Messsignalen anderer Richtungen zu unterbinden. Diese Problematik kann die gemessene Effizienz im Vergleich zur tatsächlichen Effizienz verschlechtert haben.

Die in diesem Beispiel vorgestellte Antennengruppe beweist durch die kompakten Bauformen der Antennengruppe und des Netzwerkes, dass der in dieser Arbeit beschriebene Ansatz der Entkopplung und Anpassung in kompakten Mobilgeräten umsetzbar ist.

5.4.2 Symmetrische Dreiergruppe mit diskreten Netzwerkelementen

Im Gegensatz zur linearen Dreiergruppe ist der dritte Eigenmode bei einer zirkularen Anordnung so groß wie der Zweite. Die Ursache hierfür ist die Ausnutzung der zweiten Raumdimension, so dass für den zweiten und für

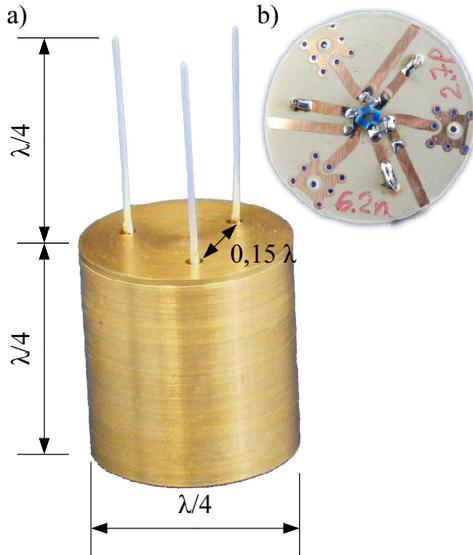


Abb. 5.38: Fotos der dreielementigen UCA-Antenne (a) und des überwiegend diskret aufgebauten Anpass- und Entkoppelnetzwerkes(b).

den dritten Eigenmode Quadrupol-Ladungsverteilungen entstehen. Dementsprechend haben dreielementige UCAs auch bei relativ kleinen Elementabständen eine moderate superdirektive Überlagerung im Feld.

Abbildung 5.38a zeigt die realisierte dreielementige UCA-Antenne, mit $0,15 \lambda$ voneinander entfernten $\lambda/4$ Monopolen als Einzelstrahler. Die Massefläche ist mit einem Durchmesser von $\lambda/4$ sehr klein, und wurde durch eine ebenfalls $\lambda/4$ lange Verlängerung künstlich vergrößert. Mit dieser Maßnahme konnten Mantelwellen auf den Messleitungen effektiv unterdrückt werden. Das AEN kann innerhalb des so entstandenen Gehäuses untergebracht und so vor Feldeinstreuung geschützt werden.

Aufgrund der Symmetrie der Antennenengruppe lässt sich ein relativ einfaches AEN entwerfen, das außer Leitungen (bzw. entsprechenden Längsele-

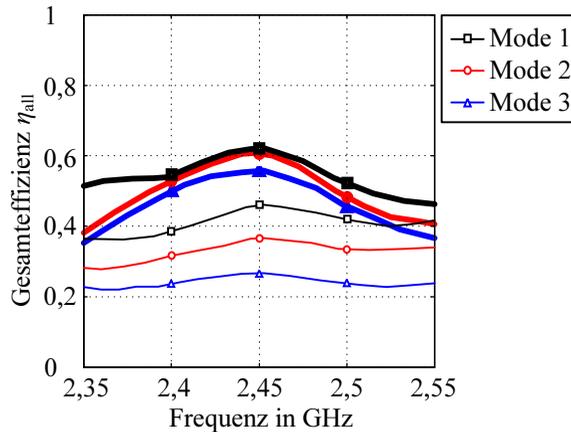


Abb. 5.39: Frequenzgang der Modengesamteffizienzen mit (dick) und ohne (dünn) Netzwerk.

menten) zwischen Antennengruppe und Netzwerk nur ein Entkoppelelement zwischen benachbarten Toren benötigt, um theoretisch ideal zu entkoppeln [111, 112], [133, S. 97]. Abbildung 5.38b zeigt das realisierte Netzwerk. Drei diskrete 6,2 nH große Induktivitäten⁷ entkoppeln die Einzelstrahler. Die Anpassung der Tore erfolgt durch drei diskrete 2,7 pF große Kapazitäten⁸ sowie drei kapazitiv wirkende Stichleitungen.

In Abbildung 5.39 sind die aus gemessenen Fernfelddaten bestimmten Gesamteffizienzen der Eigenmoden dargestellt. Die dünnen Linien kennzeichnen die Effizienzen ohne und die dicken Linien die Effizienzen mit Netzwerk. Bei der Mittenfrequenz von 2,45 GHz ist eine deutliche Verbesserung der Gesamteffizienzen in allen drei Moden zu erkennen. Die 3 dB-Bandbreiten aller Moden mit und ohne Netzwerk sind größer als 200 MHz. Der Diversitäts-

⁷muRata homepage, <http://www.murata.com>

⁸Dielectric Laboratories homepage, <http://www.dilabs.com>

gewinn der Antennengruppe wurde durch das Netzwerk von 13,74 dB auf 15,96 dB um 2,22 dB verbessert.

Für die relativ niedrige erreichte Gesamteffizienz von etwa 60 % kommen zwei Ursachen in Frage. Erstens tragen die diskreten Netzwerkelemente mit Güten von unter 100 zu einer Verschlechterung der Effizienz bei. Die exakte Trennung der Netzwerkeffizienz von der Gesamteffizienz war nicht möglich, da das Netzwerk nicht getrennt gemessen werden konnte. Zweitens können Feldanteile, die wegen der kleinen Massefläche in Richtung des Positionierers strahlen, nicht gemessen werden. Um Feldverzerrungen in die Hauptstrahlrichtung zu vermeiden war Absorbermaterial am Positionierer angebracht.

Das Beispiel zeigt, dass bei nicht zu sensitiven Anordnungen kommerziell verfügbare diskrete Elemente bis zu einer Frequenz von 2,5 GHz verwendet werden können.

5.4.3 Zweiergruppe mit Breitbandanpassung

In diesem Abschnitt wird untersucht, in wie weit sich mehrstufige Anpassnetzwerke für die Vergrößerung der Bandbreite verwenden lassen. Hierzu wurde die in Abbildung 5.40a abgebildete zweielementige Monopolgruppe für 2,45 GHz mit einem Elementeabstand von $\lambda/10$ verwendet. Die Länge der Monopole beträgt $\lambda/10$. Die Massefläche hat einen Durchmesser von $3\lambda/4$. Für die Entkopplung wurde ein 180° -Koppler aus quasi-diskreten Elementen verwendet, um durch die Speisung der Eigenmoden eine breite Entkoppelbandbreite zu erhalten. Zur Anpassung des gleichphasigen Modes wurde eine einfache Stichleitung verwendet. Die Anpassung des gegenphasigen Eigenmodes wurde mit drei verschiedenen Varianten umgesetzt. Als Vergleichsmöglichkeit wurde eine Anpassung durch eine einfache Stichleitung realisiert, für die eine relativ schmale Bandbreite zu erwarten ist. Des Weiteren wurde ein mehrstufiges Anpassnetzwerk entworfen, das eine möglichst große 10 dB-Bandbreite ermöglicht. Die dritte Variante ist ein mehrstufiges Netz-

werk, das möglichst gute Anpassung über eine Bandbreite von 100 MHz erzielen soll. Abbildung 5.40b zeigt beispielhaft das Netzwerk der dritten Variante.

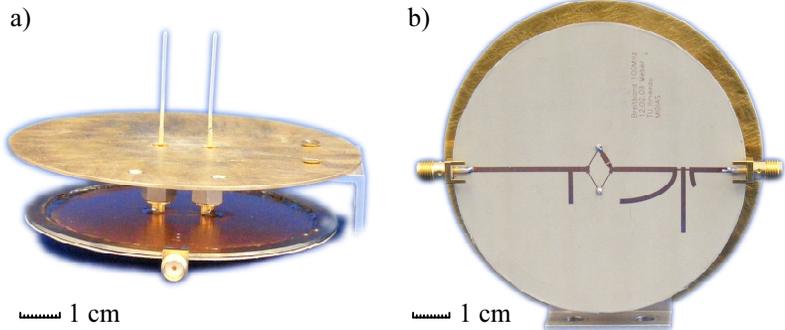


Abb. 5.40: Fotos der zweielementigen Monopol-Antennengruppe (a) und eines der realisierten breitbandigen Anpass- und Entkoppelnetzwerke (b).

Die Untersuchung mehrstufiger Anpassnetzwerke wurde innerhalb einer Kooperation⁹ im Rahmen des Europäischen Exzellenznetzwerkes NEWCOM¹⁰ initiiert. Die Topologie der mehrstufigen Anpassung besteht aus drei Stichleitungen, die durch zwei quasi-diskrete Induktivitäten verbunden werden. Die Netzwerke wurden mit Hilfe von ADS Momentum¹¹ simuliert und optimiert. Abbildung 5.41a zeigt die erreichten Reflexionsfaktoren am Tor mit gegenphasiger Speisung für die drei realisierten AENs. Die Anpassung mittels einfacher Stichleitung verwirklicht eine 10 dB-Bandbreite von 22 MHz. Das mehrstufige Anpassnetzwerk mit optimierter 10 dB-Bandbreite erreicht

⁹Dank an Dr. Metin Sengül, ISIK UNIVERSITY, Büyükdere Cad. 34398, Maslak - Istanbul, Türkei

¹⁰NEWCOM, Network of Excellence in Wireless Communications, funded through the EC 6th Framework Programme

¹¹Agilent Advanced Design System, Agilent Technol., Palo Alto, CA, 2006.

38,9 MHz. Das Netzwerk mit einer Bandbreite über 100 MHz erreicht eine Anpassung besser als $-5,5$ dB.

Die in Abbildung 5.41b dargestellten Gesamteffizienzen ermöglichen eine Bewertung der Breitbandanpassung. Die einfache Stichleitung erreicht den größten Gewinn im gegenphasigen Mode gegenüber der Antenne ohne Netzwerk. Die mit mehrstufiger Anpassung verbreiterte 10 dB-Bandbreite des zweiten Beispiels zahlt sich nicht aus. Die größeren Verluste durch die vergrößerte gespeicherte Energie im Netzwerk verschlechtert die Gesamteffizienz unter das Niveau der einfachen Anpassung für alle Frequenzen. Die dritte Variante verbreitert die Bandbreite der Verbesserung der Gesamteffizienz gegenüber dem gegenphasigen Mode ohne Netzwerk um etwa 35 %. Der Betrag der Verbesserung ist durchschnittlich etwa halb so groß wie die maximale Verbesserung durch die einfache Stichleitung.

Die Verbesserung des Diversitätsgewinnes beträgt für die einfache Stichleitung maximal 2 dB und für die breitbandige mehrstufige Variante 1,5 dB. Die Bandbreite bei einer Verbesserung des Diversitätsgewinnes um 1 dB beträgt

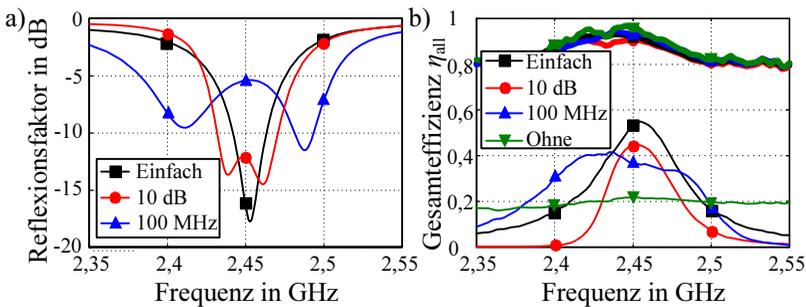


Abb. 5.41: a) Reflexionsfaktoren des Tores gegenphasiger Speisung für verschiedene Anpassungsnetzwerke. b) Gesamteffizienzen der Eigenmoden unterschiedlicher Realisierungen. Die dicken Linien entsprechen dem gleichphasigen Eigenmode, die dünnen dem gegenphasigen Mode.

für die Stichleitung 50 MHz und für die Breitbandanpassung etwa 80 MHz. Dieses Ergebnis zeigt, dass es innerhalb der Grenzen des Bode-Fano Kriteriums (Gleichung (2.8)) möglich ist, die Bandbreite der entkoppelten Tore zu verbreitern und damit den Diversitätsgewinn über eine größere Bandbreite zu erhöhen. Da die Bandbreite neben der Effizienz die praktischen Grenzen der Miniaturisierung definiert, ist die Möglichkeit der breitbandigen Anpassung von besonderer praktischer Relevanz. Der Entwurf mehrstufiger Anpassnetzwerke kann auch für die Realisierung einer Multibandanpassung verwendet werden [113, 114], was die praktische Anwendbarkeit kompakter Antennengruppen verbessert.

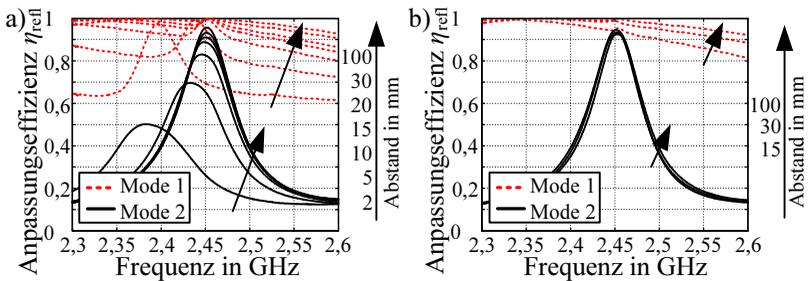


Abb. 5.42: Eigenmodeanpassungen der Antennengruppe für eine Annäherung eines kleinen metallischen Zylinders (a) und einer großen metallischen Kugel (b). Die verschiedenen Kurven repräsentieren verschiedene Abstände der Objekte.

Anhand der Variante mit der einfachen Anpassung durch eine Stichleitung wurde die Empfindlichkeit der Anordnung gegenüber leitenden Objekten in der Nähe der Antennengruppe untersucht. Abbildung 5.42 zeigt verschiedene Eigenmodeanpassungen für unterschiedliche Objekte in verschiedenen Abständen zur Antennengruppe. In Abbildung 5.42a wurde ein 5 cm hoher metallischer Zylinder mit einem Durchmesser von 4,5 cm den Monopolen angehängt. Es ist zu erkennen, dass für Abstände unter 15 mm (etwa $0,12 \lambda$) die

Anpassung schlechter wird. Gleichzeitig verschiebt sich die Mittenfrequenz um bis zu 75 MHz bei 2 mm Abstand. Die Frequenzverschiebung wirkt sich bei schmalen Bandbreiten besonders negativ aus, so dass höhere Strahlungsgüten zu empfindlicherem Verhalten führen. Diese Tatsache ist für Einzelantennen genauso gültig wie für die Eigenmoden von Antennengruppen.

Eine große metallische Kugel mit einem Durchmesser von 26 cm (größer als 2λ) wurde bis auf 15 mm an die Antenne angenähert. Abbildung 5.42b zeigt, dass die Kugel trotz ihrer Größe kaum einen Einfluß auf die Anpassung der Eigenmoden hat. Dieses Verhalten zeigt, dass die Nähe des leitenden Objektes, nicht dessen Größe, über den Einfluß auf die Anpassung entscheidet. Die Krümmung der Kugel verhindert ein dichtes Heranführen an die Monopole, wie es im Fall des Zylinders möglich war.

Die durchgeführten Betrachtungen der Sensitivität gegenüber Objekten in der Nähe der Antennengruppe mit AEN zeigen, dass die Anpassung und Entkopplung nicht aufgehoben wird. Die Untersuchungen in [115] bestätigen diese Aussage und weisen eine Verbesserung der Strahlungseigenschaften trotz einer Annäherung einer entkoppelten Antennengruppe an den Kopf eines Mobiltelefonnutzers nach.

5.4.4 Kombinierte Polarisations- und Raumdiversität

Die in diesem Abschnitt beschriebene Antennengruppe verbindet Polarisations- und Raumdiversität. Sie deckt nur eine Raumhälfte ab, so dass sie für Anwendungen mit Vorzugsrichtung besonders gut geeignet ist. Die Anzahl der Antennenelemente ist mit vier Elementen höher als die der meisten untersuchten Antennengruppen. Als Einzelstrahler werden $\lambda/2$ Dipole über einer Massefläche verwendet, die über eine Symmetrierungsstruktur nach [12, S. 808, Abb. 23-6a] gespeist werden. In jeder der beiden Polarisationsrichtungen befinden sich zwei $0,15 \lambda$ entfernte Einzelstrahler. Abbildung 5.43a zeigt ein Foto der Antennengruppe.

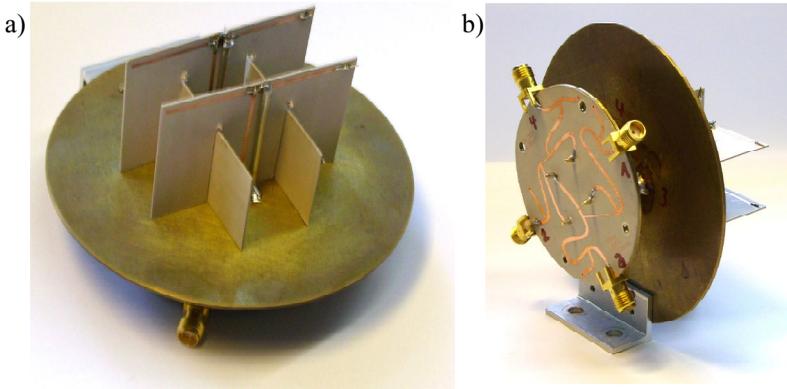


Abb. 5.43: a) Foto der vierelementigen Dipol-Antennengruppe mit kombinierter Polarisations- und Raumdiversität. b) Foto des Anpass- und Entkoppelnetzwerkes an der Antenne.

Es wurden ein AEN mit einer nicht idealen Entkopplung der in einer Polarisation befindlichen Elemente entworfen. In Abbildung 5.43b ist das Netzwerk abgebildet.

Abbildung 5.44 zeigt die Gesamteffizienzen der Antennengruppe mit und ohne Netzwerk. Es zeigt sich, dass die Entkopplung nur zwischen den Elemente gleicher Polarisation nicht ausreicht, da nur drei der vier Moden gut angepasst sind. Der vierte Mode ist mit etwa 7 % schlechter als die beiden schlechten Moden ohne Netzwerk. Bemerkenswert ist die Tatsache, dass alle Streuparameter kleiner als -9,5 dB sind und trotzdem die schlechteste Speisung stark fehlangepasst ist. Die Ursache für die verbleibende Kopplung liegt in Nahfeldkopplungen der kreuzpolarisierten Antennenelemente. Der Diversitätsgewinn wird durch das Netzwerk von 18 dB auf 18,5 dB verbessert. Die magere Ausbeute von 0,5 dB Verbesserung ist aufgrund des schlechten vierten Modes zu erwarten gewesen.

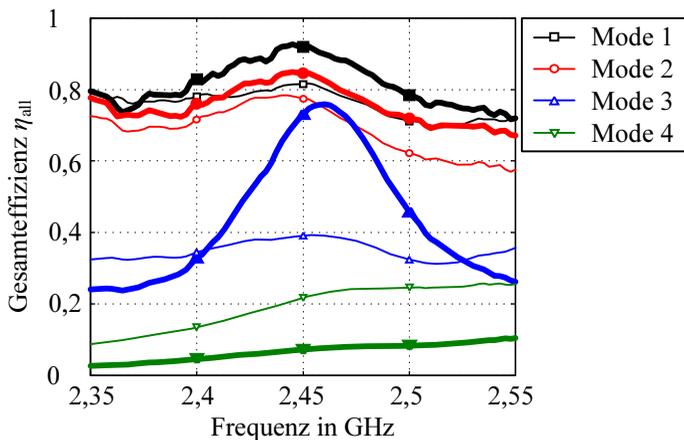


Abb. 5.44: Frequenzgang der Modengesamteffizienzen der Antennengruppe mit Polarisations- und Raumdiversität mit (dick) und ohne (dünn) Netzwerk.

Das vorgestellte Beispiel zeigt zum Einen die Möglichkeit des Entwurfs kompakter Antennengruppen mit größerer Elementanzahl durch Verwendung der Polarisationsdiversität auf. Zum Anderen treten aber auch die Probleme der Nahfeldkopplung zutage. Es ist problematisch, viele Antennen auf kleinem Raum unterzubringen, auch wenn diese theoretisch nahezu orthogonale Felder erzeugen. Als Konsequenz daraus, müsste die Antennengruppe mit einem komplexeren Netzwerk entkoppelt werden.

Die Verwendungsmöglichkeiten einer solchen Antennengruppe sind vielseitig. Sie ist aufgrund der vier möglichen Moden und der Abdeckung eines Halbraumes hervorragend für MIMO-Szenarien wie bei WLAN geeignet. Sie könnte aber auch Anwendung in der mobilen Satellitenkommunikation finden. Die Satellitenkommunikation kann besonders durch die Verwendung von Polarisationsdiversität profitieren [116]. Die zusätzliche Raumdiversität

bei gleichzeitiger Ausrichtung auf die Vorzugsrichtung könnte die Übertragungsqualität im mobilen Satellitenrundfunk entscheidend verbessern.

5.5 Anpass- und Entkoppelnetzwerke über 5 GHz

5.5.1 Keulenformungsnetzwerk mit verteilten Elementen

Diese Antennengruppe wurde für eine Frequenz von 5,2 GHz entworfen, um den Einfluss einer höheren Frequenz auf die Realisierbarkeit einer miniaturisierten Antennengruppe zu untersuchen. Quasi-diskrete und diskrete Netzwerkelemente sind bei dieser Frequenz aufgrund von Eigenresonanzen nicht geeignet. Für die Realisierung des Netzwerkes wurden deshalb verteilte Elemente verwendet. Dieser Ansatz lässt sich auch für noch höhere Frequenzen verwenden, insofern die technologischen Anforderungen erfüllt werden können.

In Abbildung 5.45a ist die Antennengruppe mit dem Elementeabstand von $\lambda/5$ abgebildet. Die Monopollänge wurde zu $0,23\lambda$ festgelegt. Die Abmes-

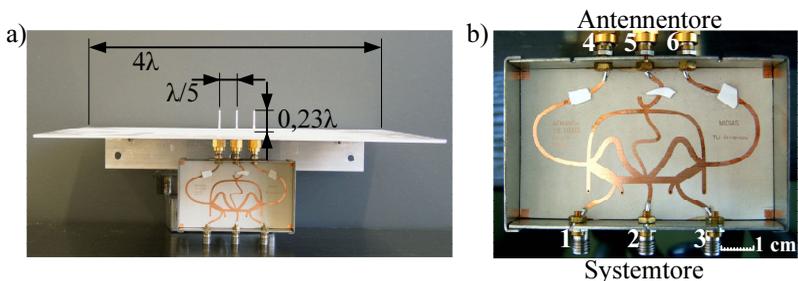


Abb. 5.45: Fotos der Antennengruppe für 5,2 GHz (a) und des Entkoppelnetzwerkes (b).

sungen der Massefläche betragen $4 \lambda \times 4 \lambda$. Die große Massefläche wurde zur Vereinfachung der Messungen gewählt. Das in Abbildung 5.45b abgebildete Netzwerk wurde mit den gleichen Methoden wie das Standardbeispiel entworfen. Die Realisierung verteilter Elemente wurde in Abschnitt 4.5.3 diskutiert.

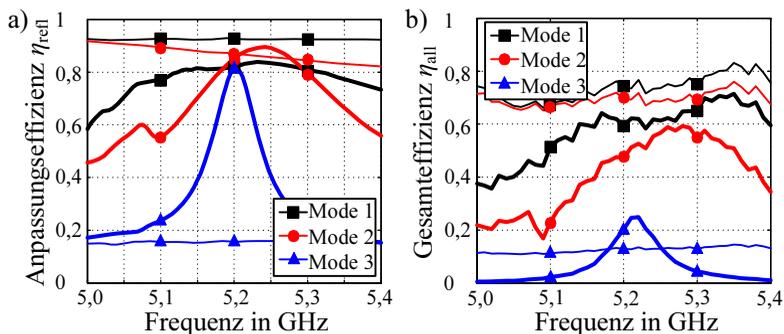


Abb. 5.46: Anpassungseffizienz (a) und Gesamteffizienz (b) der Antennengruppe mit (dick) und ohne (dünn) Netzwerk.

Abbildung 5.46a zeigt die gemessenen Anpassungseffizienzen der Antenne ohne und mit AEN. Es ist zu erkennen, dass das Netzwerk die Antennengruppe bei der Zielfrequenz anpasst. Dem ist entgegengesetzt, dass die Entkopplung und Anpassung weniger präzise gelungen ist, als bei den niedrigeren Frequenzen. Die Ursache hierfür ist im empfindlicheren Verhalten der verteilten Leitungen begründet, deren nicht ideale Realisierung zu höheren Abweichungen der Elementewerte führt als bei den quasi-diskreten Elementen. Die 3 dB-Bandbreite des dritten Modes beträgt etwa 80 MHz während die anderen größer als 400 MHz sind. Keramikplättchen mit einer Dielektrizitätskonstante von 9,6 auf den Zuleitungen zur Antenne korrigieren kleine Frequenzverschiebungen von unter 10 MHz.

Die Darstellung der Gesamteffizienzen in Abbildung 5.46b lässt erkennen, dass durch die Anpassung des dritten Eigenmodes dessen Gesamteffizienz verbessert wurde. Der Wirkungsgrad in diesem Mode mit AEN beträgt etwa 30 %. Die Wirkungsgrade der beiden anderen Moden liegen etwas über 60 %. Die Ursachen für den niedrigen Wirkungsgrad des Netzwerkes sind die relativ langen Verbindungsleitungen von bis zu 600° und die verteilten Netzwerkelemente. Diese bewirken durch die zusätzlichen Energiespeicher der Shuntelemente im äquivalenten Pi-Ersatzschaltbild eine Erhöhung der gespeicherten Energie und durch ihre elektrisch große Ausdehnung auch größere Verluste. Der relativ schlechte Wirkungsgrad des Netzwerkes und die nicht ideale Anpassung führen zu einem mit etwa 14,8 dB gleich bleibenden Diversitätsgewinn und nicht zu einer Verbesserung durch das Netzwerk.

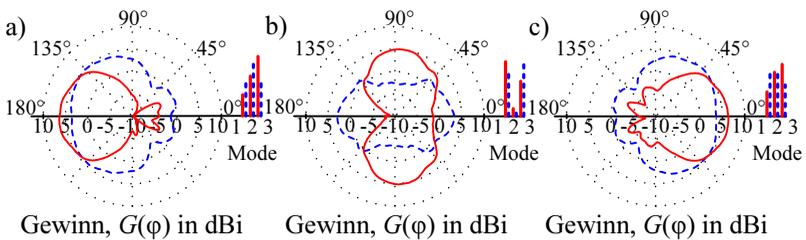


Abb. 5.47: Gemessene Richtdiagramme des Antennensystems in Azimut-Schnittebene bei einer Elevation von 30° . Die relativen Gewichte der Eigenmoden werden durch die Histogramme angedeutet. Die Richtdiagramme des ersten (a), zweiten (b) und dritten (c) Tores sind normiert auf einen verlustfreien Kugelstrahler. Die gestrichelten Linien stellen die jeweilige Richtcharakteristik ohne Netzwerk und die durchgezogenen Linien mit Netzwerk dar. Die Polarisation ist vertikal und die dargestellte Dynamik beträgt 20 dB.

Die Funktion als Keulenformungsnetzwerk ist in Abbildung 5.47 zu sehen. Die Torrichtdiagramme der entkoppelten Antennengruppe teilen den Raum in drei Abschnitte und zeigen einen Gewinn in Hauptstrahlrichtung von et-

wa 2 dB gegenüber der nicht entkoppelten Antennengruppe. Die relativen Speisegewichte der Eigenmoden werden durch die Histogramme angedeutet. Aufgrund der angestrebten Raumaufteilung ergibt sich ein ähnliches Modenspektrum wie im Beispiel von Abschnitt 5.2. Die nicht ideale Realisierung der Elementewerte äußert sich auch in den nicht ideal ausgeprägten Nullstellen bei Speisung von Tor zwei.

5.5.2 Antennensysteme in LTCC Multilagentechnologie

Die folgenden Antennengruppen wurden mit dem Ziel entworfen die Möglichkeiten und Probleme der Entkopplung bei hohen Frequenzen näher zu beleuchten. Sie wurden für 20 GHz in LTCC realisiert, da dessen Eigenschaften in vielen Anwendungen, wie zum Beispiel in Satelliten, viel versprechend erscheinen. Als Substratmaterial wurde DP951¹² mit einer Dielektrizitätskonstante von 7,5 bei 20 GHz verwendet.

In einer dieser Promotionsschrift zugeordneten Studienarbeit [136], wurde eine Patchantenne und ein Dipol über Masse für die Eignung als Einzelstrahler in LTCC untersucht. Der inhaltliche Schwerpunkt lag dabei in der Unterdrückung von Substratmoden im Dielektrikum. Als Ergebnis dieser Arbeit wurde sowohl eine Dipol- als auch eine Patchantenne realisiert und miteinander verglichen. Es zeigte sich, dass beide Varianten ähnliche Bandbreiten und Richtcharakteristiken besitzen und für eine Verwendung in Antennengruppen in Frage kommen.

Anschließend wurden jeweils zweielementige Antennengruppen ohne und mit AEN entworfen. Der Abstand der in der H-Ebene angeordneten Einzelstrahler beträgt $0,2 \lambda$. Die Entkoppelnetzwerke bestehen aus 180° -Hybridkopplern wie in [120] vorgeschlagen. Die Verwendung von Hybridkopplern

¹²DuPont Microcircuit Materials, DuPont (UK) Limited, Coldharbour Lane, Bristol BS16 1QD, England

bietet sich bei hohen Frequenzen besonders an, da deren Entkopplung sehr robust gegen Herstellungstoleranzen ist. Für die Anpassung wurden einfache Stichleitungen verwendet.

Im Gegensatz zu den Patchantennen müssen die Dipole symmetrisch gespeist werden. Für Anwendungen in rein symmetrischen Systemen könnte die Dipolgruppe Vorteile aufweisen, so dass die komplette Entkopplung und Anpassung mit symmetrischen Leitungen realisiert wurde. Hierzu wurden in $96 \mu\text{m}$ vertikalem Abstand Leitungsstrukturen als Zweidrahtleitungen verwendet. Für die Messung wurden weitere 180° -Hybride als Symmetrierglieder verwendet. Die unsymmetrischen Messleitungen wurden über Mini-SMP Stecker kontaktiert.

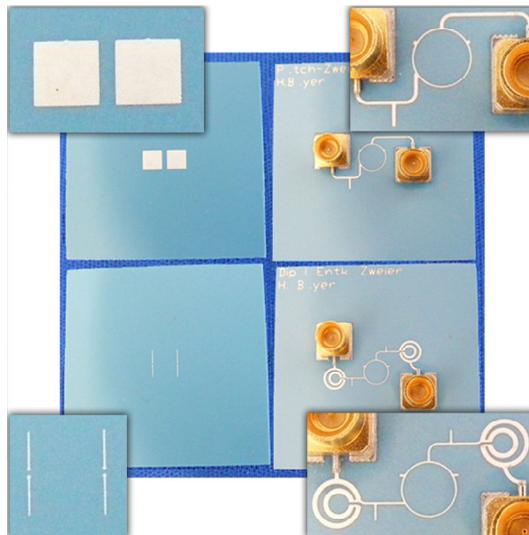


Abb. 5.48: Fotos der Antennengruppen und der Anpass- und Entkoppelnetzwerke. Die Größe der Kacheln im Hintergrund beträgt $(2 \times 2) \text{ cm}^2$. Zur Erhöhung der Übersichtlichkeit wurden wichtige Funktionsbereiche vergrößert im Vordergrund dargestellt.

Abbildung 5.48 zeigt die realisierten¹³ Antennengruppen mit AEN und Abbildung 5.49 die aus gemessenen Fernfelddaten bestimmten Gesamteffizienzen. Die Modeeffizienzen bei 20 GHz betragen für die Patchgruppe mit AEN 52 % bzw. 45 % und ohne AEN 59 % bzw. 19 %. Für die Dipolgruppe ergeben sich mit AEN Modeeffizienzen von 49 % bzw. 19 % und ohne AEN 62 % bzw. 20 %. Es zeigt sich, dass zum Einen die ersten Moden ohne Netzwerk etwa um 10 % besser als mit Netzwerk sind. Zum Anderen ist eine etwas schlechtere Effizienz der Dipolgruppe mit AEN im Vergleich zur Patchgruppe mit AEN erkennbar. Die Anpassung des zweiten Eigenmodes der Patchgruppe mit AEN führt zu einer Effizienzsteigerung um mehr als das Doppelte. Auch der zweite Eigenmode der Dipolgruppe mit AEN ist besser als -10 dB angepasst, verbessert aber die Gesamteffizienz nicht. Das symmetrische Netzwerk der Dipolgruppe scheint eine deutlich geringere Effizienz als das Netzwerk der Patchgruppe zu besitzen. Weiterhin führt die zusätzliche Umsetzung von symmetrischen auf unsymmetrische Leitungen zu Verlusten. Diese Verluste wären in rein symmetrischen Systemen nicht vorhanden.

Eine weitere Erklärung für die geringere Effizienz der Dipolgruppen könnten die Strahlungseigenschaften der Antennenelemente liefern. Die Feldverteilungen beider Antennentypen sind sehr ähnlich und das Patch verhält sich in manchen Aspekten wie ein breiterer Dipol. Es ist bekannt, dass die Strahlungseigenschaften eines Dipoles mit zunehmender Dicke besser werden. Wie in Abschnitt 3.2.1 gezeigt wurde, ist die Effizienz des Einzelstrahlers für die Anpassung und Entkopplung ausschlaggebend.

Der erzielte zusätzliche Diversitätsgewinn durch das Netzwerk beträgt bei der Patchgruppe 1,6 dB. Für die Dipolgruppe ergibt sich eine Verringerung des Diversitätsgewinnes um 0,7 dB durch das Netzwerk.

¹³Dank an Dr. K.-H. Drüe, Zentrum für Mikro und Nanotechnologie (ZMN), TU Ilmenau

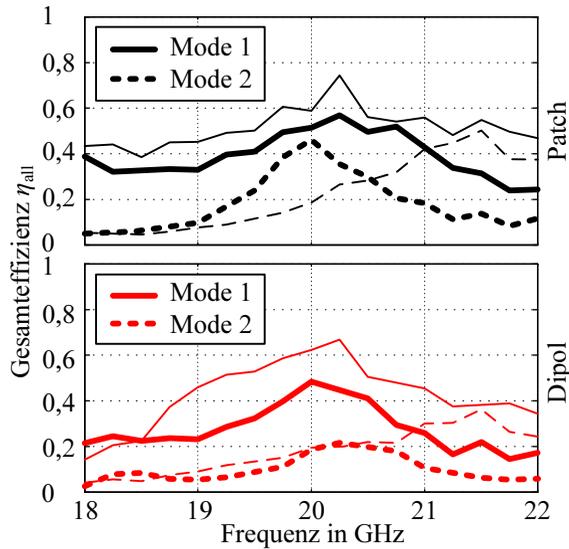


Abb. 5.49: Gesamteffizienzen der Eigenmoden der Patchgruppe (oben) und der Dipolgruppe (unten). Die Gruppen mit Anpass- und Entkopplnetzwerk sind durch dicke Linien und ohne durch dünne Linien gekennzeichnet.

In Abbildung 5.50 sind die Richtdiagramme der Patch- und der Dipolgruppe bei 20 GHz vergleichend gegenübergestellt. Die Tore in Abbildung 5.50b, die einer gegenphasigen Speisung entsprechen, weisen die charakteristische Nullstelle bei einer Elevation von 90° auf. Bemerkenswert ist die Ähnlichkeit der Form der Richtcharakteristiken, die auch bei den Einzelelementen beobachtet wurde. Die kleinere Effizienz des gegenphasigen Tores der Dipolgruppe ist zu erkennen.

Die dargestellten Richtcharakteristiken mit AEN weisen Korrelationen deutlich unter 1 % auf, sie sind praktisch orthogonal. Ohne Netzwerke betragen

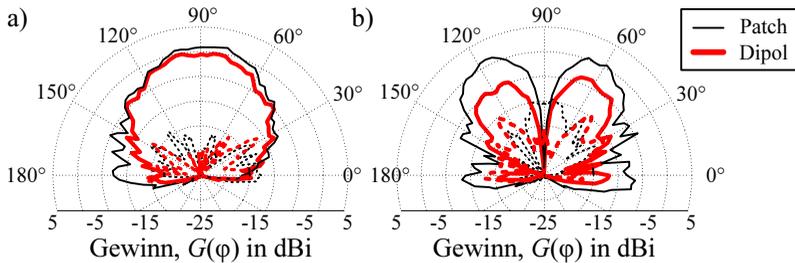


Abb. 5.50: Gemessene Torrichtdiagramme einer Patch- und einer Dipolgruppe mit Anpass- und Entkoppelnetzwerk in der H-Schnittebene. Die Richtdiagramme des ersten (a) bzw. zweiten (b) Tores entsprechen einer gleichphasigen bzw. gegenphasigen Speisung und sind normiert auf einen verlustfreien Kugelstrahler. Die gestrichelten Linien kennzeichnen die Kreuzpolarisation.

die Korrelationen 27 %, d. h. die Funktion des Netzwerkes zur Dekorrelation der Richtcharakteristiken konnte nachgewiesen werden.

Aus diesen Untersuchungen können die folgenden Schlussfolgerungen gezogen werden. Zum Einen lassen sich die Richtcharakteristiken durch ein AEN effektiv dekorrelieren. Zum Anderen ist es bei hohen Frequenzen schwierig, die geforderten Effizienzen zu realisieren, die nötig sind, um eine wirkungsvolle Erhöhung des Diversitätsgewinnes zu erzielen. Das Ergebnis der Patchgruppe zeigt aber, dass ein Gewinn auch bei hohen Frequenzen möglich ist.

5.6 Diskussion und Zusammenfassung

Die große Zahl der realisierten und in diesem Kapitel vorgestellten Antennensysteme zeigt, dass die praktische Umsetzbarkeit kompakter Diversitätsantennen der zentrale Schwerpunkt dieser Arbeit ist. Dieses Kapitel dient als Funktionsnachweis der Entwurfsstrategien der vorangegangenen Kapitel. Gleichzeitig wurden praktische Grenzen, wie zum Beispiel die Effizienz, näher be-

leuchtet. Leider lassen sich nicht alle Erfahrungen und Detailkenntnisse, die bei der Realisierung der praktischen Demonstratoren gewonnen wurden, innerhalb dieser Arbeit schriftlich niederlegen. Trotzdem wurde versucht alle wichtigen Aussagen durch Beispiele zu belegen.

Nach der Diskussion der Ergebnisse des Standardbeispiels aus den vorherigen Kapiteln wurden sechs verschiedene Netzwerkrealisierungen für eine Monopolgruppe mit $\lambda/10$ Elementabstand verglichen. Die Ergebnisse zeigen die Grenzen der Miniaturisierung auf. Der dritte Eigenmode, der nach Abschnitt 3.4.3 eine Güte von etwa 400 aufweist, ist schwer effizient anzupassen. Es wurde gezeigt, dass neben den schmalen Bandbreiten auch die Effizienz den Grad der Miniaturisierung begrenzt. Die Gesamteffizienz des hochgütigen dritten Modus wird von 1,5 % ohne AEN selbst für die zwei besten Anpassnetzwerke nur auf 15,8 % erhöht. Trotz dieser relativ kleinen Effizienz des dritten Modus erhöht sich der Diversitätsgewinn durch das Netzwerk deutlich um 2,86 dB und wird dadurch besser als eine so kompakt nicht realisierbare ideale Zweiergruppe.

Um die Änderung des Diversitätsgewinnes besser bewerten zu können, soll der Unterschied zwischen *Maximum Ratio Combining* (MRC) und *Selection Combining* (SC) vergleichend betrachtet werden. MRC erreicht den maximal möglichen Diversitätsgewinn ist aber sehr aufwendig zu realisieren. SC ist zwar leicht zu implementieren aber dafür nicht ideal. Für eine dreielementige ideale Antennengruppe ergibt sich ein Unterschied im Diversitätsgewinn von 2,6 dB [3, S. 568] für Ausfallwahrscheinlichkeiten unter 0,5 %. Ein AEN kann also eine größere Verbesserung im Diversitätsgewinn erzielen, als die Verwendung der deutlich komplizierter zu implementierenden Kombinationsmethode.

Der Vergleich der verschiedenen Netzwerke hat weiterhin gezeigt, dass es theoretisch nicht entscheidend ist, welche orthogonalen Richtcharakteristiken als Basis an den Systemtoren erzeugt werden. Wichtig ist es, zusätzliche re-

aktive Energiespeicher durch den Netzwerkentwurf zu vermeiden, da diese zu einer unerwünschten Erhöhung der Strahlungsgüten und somit zu schlechteren Effizienzen und schmaleren Bandbreiten führen.

In Abschnitt 5.4 wurden verschiedene kompakte Bauformen realisiert und die Wirkung kleiner Masseflächen untersucht. Kleine Masseflächen führen zwar zu Schwierigkeiten bei der Charakterisierung der Antennen, eignen sich aber für die praktische Anwendung. Die Anregung kreuzpolarisierter Feldanteile durch eine kleine Massefläche verringert die Strahlungsgüte und verbessert somit die Strahlungseigenschaften der Antennengruppe.

Es wurde die Verwendbarkeit kommerziell erhältlicher diskreter Netzwerkelemente für nicht zu kritische Antennensysteme nachgewiesen. Weiterhin wurde die Möglichkeit zur Bandbreitenerhöhung durch mehrstufige Anpassnetzwerke gezeigt. Diese Methode lässt sich auch erweitern, um Multibandanwendungen zu ermöglichen [113, 114].

Die Verwendung von Raum- und Polarisationsdiversität verspricht kompaktere Bauformen bei moderaten Güten. Anhand einer vierelementigen Dipolgruppe wurde nachgewiesen, dass Nahfeldkopplungen in praktischen Realisierungen im Widerspruch zu diesem vereinfachten Zusammenhang stehen. Die Konsequenz aus den Ergebnissen dieses Beispiels ist, dass auch unvermeidliche Nahfeldkopplungen durch ein AEN korrigiert werden müssen.

In Abschnitt 5.5 werden AENs für Frequenzen über 5 GHz untersucht. Es zeigte sich, dass verteilte Netzwerke möglich sind. Die erreichten Effizienzen zeigen, dass sich eine starke Miniaturisierung nur in sehr speziellen Fällen lohnen wird. Es konnte allerdings selbst bei 20 GHz eine effektive Dekorrelation der Torrichtdiagramme durch ein AEN nachgewiesen werden.

Des Weiteren wurde gezeigt, dass ein AEN komplett aus symmetrischen Leitungen realisierbar ist, was symmetrische Komplettsysteme ermöglicht.

Schließlich zeigt die Gesamtheit aller realisierten Antennensysteme, dass die vorgestellten Methoden praktikabel sind und zu echten Verbesserungen ihres Verhaltens führen.

6 Zusammenfassung

In realen Anwendungen mobiler Datenübertragung führt Mehrwegeausbreitung zu stark schwankenden Stärken des empfangenen Signals. Dieses so genannte Fading führt zu steigenden Bitfehlerraten oder sogar zu Signalunterbrechungen, wenn die Fehlerkorrekturverfahren versagen. In der modernen Mobilkommunikation soll die Verwendung von Mehrantennensystemen die Übertragungsqualität verbessern. Zukünftig wird die Mehrwegeausbreitung sogar genutzt werden, um die Datenraten zu erhöhen. So könnten auf verschiedenen Signalwegen unterschiedliche Daten parallel übertragen werden. Das ursprüngliche Problem der Mehrwegeausbreitung würde sich in eine beachtliche Verbesserung der Datenraten umwandeln.

Um die Mehrwegeausbreitung vorteilhaft zu nutzen, werden Antennengruppen in den mobilen Geräten benötigt. Je mehr Freiheitsgrade (Antennen) eine solche Antennengruppe besitzt, desto mehr Signalpfade lassen sich trennen. Aus Platzgründen ist es nicht möglich viele Antennenelemente in einem mobilen Gerät, wie zum Beispiel einem Mobiltelefon oder einem PDA, unterzubringen. Bei Vergrößerung der Anzahl der Antennenelemente und gleich bleibender Größe erhöht sich unweigerlich die Verkopplung der einzelnen Elemente. Eine Verkopplung der Antennenelemente führt zu Problemen bei der Trennung der verschiedenen Signalpfade. Deshalb ist es wünschenswert, möglichst kompakte aber unverkoppelte Antennengruppen zu realisieren.

Die vorliegende Arbeit stellt einen Beitrag zur Realisierung kompakter Antennengruppen dar. Dabei stehen die Optimierung der eigentlichen Antennengruppen und deren Anpassung und Entkopplung durch passive Netzwerke im Vordergrund. Eine neuartige Methode der Analyse kompakter Antennengruppen auf Basis der Strahlungsgüten ihrer Eigenmoden ermöglicht deren Optimierung und Bewertung hinsichtlich physikalischer Grenzen. Die Realisie-

Die Realisierung geeigneter passiver Netzwerke ermöglicht die Anpassung und Entkopplung der bei kleinen Abständen zwingend verkoppelten Antennenelemente. Die entwickelte Entwurfsmethode ermöglicht erstmals die Realisierung allgemeiner Anpass- und Entkoppelnetzwerke (AENs) und eröffnet dadurch vielfältige Freiheitsgrade im Entwurfsprozess.

Ausgangspunkt war dabei die grundlegende Analyse der Eigenschaften und Beschreibungsgrößen von Antennengruppen in Kapitel 2. Das für die starke Verkopplung eng benachbarter Antennenelemente verantwortliche physikalische Phänomen der Superdirektivität wurde erläutert. Zudem leistet die hier präsentierte Arbeit einen Beitrag zur Weiterentwicklung der Beschreibung von Antennengruppen mit Hilfe ihrer Eigenmoden. Die Gesamteffizienzen der Eigenmoden charakterisieren die Funktionsfähigkeit der Antennengruppe. Sie können zur Bestimmung des Diversitätsgewinnes verwendet werden, der eine direkte Vergleichbarkeit verschiedener Realisierungen ermöglicht.

Die geforderten Eigenschaften verwendeter Einzelstrahler wurden im ersten Teil des 3. Kapitels diskutiert. Es wurde gezeigt, dass ihre Strahlungseffizienz darüber entscheidet, wie viel Gewinn ein Anpass- und Entkoppelnetzwerk bringen kann. Größere Einzelantennen strahlen in der Regel effizienter als kleine, können aber zu einer zusätzlichen Nahfeldkopplung beitragen. Es ist also notwendig einen Kompromiss zwischen Größe und Strahlungseffizienz zu finden. Als Faustregel gilt dabei: je weniger Metall, desto besser. Diese zusätzliche Forderung an Einzelstrahler kompakter Antennengruppen ist für Einzelantennen oder Gruppen mit großen Elementabständen nicht notwendig.

Ein weiterer Schwerpunkt des 3. Kapitels war die Beantwortung der Frage nach den physikalischen Grenzen kompakter Antennengruppen. Es konnte anhand einer Zerlegung allgemeiner Strahlungsfelder in Multipolfelder (sphärische Harmonische) gezeigt werden, wie die Strahlungsgüten mit sinkender Antennengröße und steigender Ordnung der sphärischen Harmoni-

schen ansteigen. Die physikalische Ursache ist eine zunehmend destruktive Feldüberlagerung.

Die fundamentalen Grenzen der Multipolfelder zeigen die Möglichkeiten einer Nutzung der Polarisationsfreiheitsgrade auf. Im Grenzfall elektrisch kleiner Antennengruppen mit einem Durchmesser kleiner als ein Zehntel der Wellenlänge lassen sich sechs orthogonale Moden mit der Strahlungsgüte eines Dipolfeldes (sphärische Harmonische erster Ordnung) anregen. Drei senkrecht zueinander stehende elektrische Dipole und drei orthogonal angeordnete Ringstrahler bilden eine solche Anordnung. Anhand praktischer Untersuchungen wurde gezeigt, dass die Verwendung effizienterer, d. h. größerer, Einzelstrahler zu Verkopplungen führt, die die Zahl der Polarisationsfreiheitsgrade auf drei reduziert. Die Kombination der Polarisationsfreiheitsgrade mit einer räumlichen Trennung verschiedener Einzelstrahler verspricht eine optimale Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Volumens in kleinen Geräten.

Im letzten Teil des 3. Kapitels wurde die eingangs gestellte Frage nach einer effektiven Analyse und Optimierung kompakter Antennengruppen diskutiert. Hierzu kann die Anpassung oder die Güte der Antenneneigenmoden verwendet werden. Um die Güte der Eigenmoden aus Mess- oder Simulationsdaten bestimmen zu können, wurde eine Näherungsgleichung zur Bestimmung der Güte einer Einzelantenne aus ihrer Antennenimpedanz für die Anwendung auf Gruppenantennen erweitert. Diese Werkzeuge ermöglichen eine effektive Analyse von Antennengruppen. Die Optimierung der Antennengruppen anhand der Anpassung ihrer Eigenmoden ist numerisch einfach und für gut angepasste Einzelstrahler zielführend. Die Optimierung mit Hilfe der Güten ihrer Eigenmoden ist auch für fehlangepasste Einzelstrahler geeignet. In den meisten der untersuchten Antennengruppen ergab sich der triviale Zusammenhang einer sinkenden Strahlungsgüte bei größer werdenden Abmessungen.

Das 4. Kapitel beantwortete die auf die Realisierung von Anpass- und Entkoppelnetzwerken gerichteten Forschungsfragen drei und vier. Hierzu wurde eine neue Methode für den Entwurf von Anpass- und Entkoppelnetzwerken vorgestellt. Diese Methode ist allgemeingültig, d. h. sie berücksichtigt alle möglichen Freiheitsgrade des Entwurfes. Diese Freiheitsgrade entsprechen allen Basissystemen, die an allen Eingangstoren orthogonale Richtcharakteristiken erzeugen. Die dargelegte Methode ermöglicht es, gewünschte Formen der Richtcharakteristiken näherungsweise zu realisieren. Hierzu werden die gewünschten Richtcharakteristiken orthogonalisiert. Die Methode wurde erweitert, um Verluste in den Netzwerken berücksichtigen zu können. Die durch Verluste entstehende Fehlfunktion kann so korrigiert werden.

Den zweiten Schwerpunkt des 4. Kapitels stellt die praktische Realisierung der Netzwerke dar. Die Reduktion der Netzwerkkomplexität, die Bestimmung und Optimierung der Toleranzen der Netzwerkelemente und die Betrachtung und Diskussion verschiedener Realisierungsarten der Netzwerkelemente sind von großem technischen Interesse, ermöglichen doch erst sie die praktische Umsetzung der theoretischen Methode. Anhand eines Beispiels wurde gezeigt, wie die gewonnen Erkenntnisse und Methoden für die Implementierung eines AENs zielführend sind.

In Kapitel 5 wurden die Ergebnisse von mehr als 15 realisierten Antennensystemen dargelegt und diskutiert. Die in der Einleitung gestellte Frage nach dem durch ein Anpass- und Entkoppelnetzwerk erzielbaren Diversitätsgewinn lässt sich nur differenziert beantworten. Er ist stark von der Effizienz der Einzelstrahler und der Effizienz des Netzwerkes abhängig. Dementsprechend konnten für höhere Frequenzen als 5 GHz, bei denen die Verluste größere Probleme bereiten, kaum noch Gewinne erzielt werden. Bei niedrigeren Frequenzen konnte eine Erhöhung des Diversitätsgewinnes um bis zu 2,86 dB bei einer Ausfallwahrscheinlichkeit von 0,5 % nachgewiesen werden. Realis-

tisch erreichbare Gewinne durch ein Netzwerk liegen also zwischen zwei und drei Dezibel.

Eine umfangreiche Untersuchung verschiedener Anpass- und Entkoppelnetzwerke beantwortet die Forschungsfrage sechs nach einem optimalen Netzwerk. Sie zeigt, dass es theoretisch unbedeutend ist, welche orthogonale Basis von Richtcharakteristiken verwendet wird. Bei der praktischen Umsetzung der Netzwerke ist jedoch auf eine hohe Effizienz und möglichst minimale parasitäre Energiespeicher zu achten. Verschiedene Realisierungen weisen durch ihre topologischen Unterschiede verschiedene Effizienzen auf.

Spezielle Netzwerkrealisierungen haben zusätzliche Vorteile. Die Eigenmodenspeisung durch das Netzwerk resultiert in einer breitbandigen Entkopplung und ermöglicht eine größere Bandbreite durch mehrstufige Anpassung. Es wurde gezeigt, dass eine solche Verbreiterung der Bandbreite in gewissen Grenzen möglich ist, auch wenn sie zu Lasten des maximal möglichen Diversitätsgewinnes geht. Keulenformungsnetzwerke versprechen Vorteile in praktischen Anwendungen mit einfachem *Selection Combining* (SC) als Diversitätsverfahren und nicht idealen Ausbreitungskanälen.

In der vorliegenden Arbeit wurden die Möglichkeiten und Grenzen des Entwurfes miniaturisierter Antennengruppen aufgezeigt. Die vorgestellten Konzepte und Methoden ermöglichen den Entwurf und die Optimierung der Antennengruppen einschließlich der Anpass- und Entkoppelnetzwerke.

Als Fazit lässt sich festhalten, dass eine Optimierung der kompakten Antennengruppe und deren Anpassung und Entkopplung für ein optimales Ergebnis unverzichtbar sind. Es erscheint sinnvoll, die Polarisationsfreiheitsgrade auszunutzen. Sie ermöglichen effizientere kompakte Antennengruppen und können bei vorhandenen Reflexionen direkt zur Erhöhung der Übertragungskapazität ausgenutzt werden [87]. Der Entwurf von Antennen mit effektiver Polarisationsausnutzung ist trotz theoretischer Vorteile nicht trivial. Es wurde

gezeigt, dass Nahfeldkopplungen die Effizienz der Freiheitsgrade reduzieren können. Eine Kombination von Raum- und Polariationsdiversität verspricht die größten Erfolgchancen [1, S. 629], besonders wenn Nahfeldkopplungen eliminiert oder durch ein AEN kompensiert werden können.

In der häufig vom Preisdruck geprägten Antennenfertigung wird aber die Zukunft zeigen, ob komplexe Anpass- und Entkoppelnetzwerke Anwendung finden oder ob auf eine verbesserte Leistungsfähigkeit verzichtet wird. Ein Anknüpfungspunkt für eine effektive Verwertung der gewonnenen Ergebnisse ist die Optimierung der Antennensysteme hinsichtlich der Anforderungen spezieller Anwendungen. Die Kosten sind dann sicherlich ein wichtiges Optimierungskriterium.

Die Anwendungsmöglichkeiten kompakter Antennengruppen sind vielschichtig. In allen mobilen Geräten, sei es die klassische Mobilkommunikation, die Satellitenkommunikation oder drahtlose Netzwerke, können kompakte Diversitätsantennen eine Verbesserung der Datenübertragung ermöglichen. Moderne Konzepte wie *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) und *Body Area Networks* [117] werden durch miniaturisierte Antennengruppen einem breiten Markt zugänglich. Selbst für die Ortung von Transpondern in RFID-Systemen könnten kompakte Antennengruppen Anwendung finden.

Die räumliche Filterung ist auch bei niedriger Effizienz und Bandbreite relativ kleiner Antennengruppen möglich. Ortungsaufgaben aller Art könnten demzufolge gut mit kompakten Antennengruppen ausgeführt werden. Die konsequente Ausnutzung der räumlichen Filterung mit kompakten Antennengruppen könnte in drahtlosen Netzwerken zu einer deutlichen Verringerung der Sendeleistungen führen. Die Störsignale anderer Nutzer könnten unterdrückt und das Fading des Nutzsignales verringert werden. Die Verringerung der Sendeleistung führt wieder zu einer kleineren Störung für andere Nutzer. Im Gesamtsystem ist eine deutliche Effizienzsteigerung zu erwarten und

nebenbei würde die Belastung der Umwelt durch elektromagnetische Felder reduziert.

Die vorgestellte Methode zum Entwurf allgemeiner Anpass- und Entkoppelnetzwerke liefert auch einen neuen Ansatz für eine Verbesserung des Verhaltens phasengesteuerter Gruppenantennen für Radaranwendungen. Fehlanpassungen führen dort zu „blinden“ Richtungen in denen die Detektion von Radarsignalen eingeschränkt ist [118, 119].

Die in dieser Arbeit präsentierten Ergebnisse haben ein breites Anwendungspotential. Kleine Antennengruppen, die effizient arbeiten, sind gefragt und ermöglichen eventuell Anwendungen die heute noch nicht absehbar sind.

Anhang

A Matrizengrundlagen

A.1 Die Beschreibungsmatrizen

Die Impedanzmatrix \tilde{Z} und die Admittanzmatrix \tilde{Y} sind wie folgt definiert, wobei \vec{u} der Spannungsvektor und \vec{i} der Stromvektor ist:

$$\vec{u} = \tilde{Z} \cdot \vec{i}$$

$$\vec{i} = \tilde{Y} \cdot \vec{u}.$$

Die Admittanzmatrix ist somit die Inverse der Impedanzmatrix.

$$\tilde{Y} = \tilde{Z}^{-1}$$

Die Streumatrix \tilde{S} wird über den hinlaufenden \vec{a} und den reflektierten \vec{b} Leistungswellenvektor definiert:

$$\vec{b} = \tilde{S} \cdot \vec{a}.$$

Die Zusammenhänge zwischen den Leistungswellen und den Spannungen und Strömen ergeben sich zu:

$$\vec{a} = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} \left(\vec{u} + Z_0 \vec{i} \right) \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{b} = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} \left(\vec{u} - Z_0 \vec{i} \right) \quad (\text{A.2})$$

$$\vec{u} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \left(\vec{a} - \vec{b} \right) \quad (\text{A.3})$$

$$\vec{i} = \sqrt{Z_0} \left(\vec{a} + \vec{b} \right) \quad (\text{A.4})$$

Die Umrechnung zwischen der Streumatrix und der Impedanz- bzw. Admittanzmatrix wird wie folgt vorgenommen:

$$\tilde{Z} = (\tilde{E} + \tilde{S}) (\tilde{E} - \tilde{S})^{-1} \quad (\text{A.5})$$

$$\tilde{S} = (\tilde{Z} + \tilde{E})^{-1} (\tilde{Z} - \tilde{E}) \quad (\text{A.6})$$

$$\tilde{Y} = (\tilde{E} - \tilde{S}) (\tilde{E} + \tilde{S})^{-1} \quad (\text{A.7})$$

$$\tilde{S} = (\tilde{E} + \tilde{Y})^{-1} (\tilde{E} - \tilde{Y}) \quad (\text{A.8})$$

A.1.1 Zusammenschalten von Impedanzmatrizen

Im Folgenden wird das Zusammenschalten einer Antennenimpedanzmatrix mit einem Speisetzwerk untersucht. Abbildung 4.1 (siehe Kapitel 4.2.1) zeigt das Blockschaltbild einer solchen Anordnung. Es gilt

$$\vec{u}_a = \tilde{Z}_a \vec{i}_a \quad (\text{A.9})$$

$$\vec{u}_a = \vec{u}_{2n} \quad (\text{A.10})$$

$$\vec{i}_a = -\vec{i}_{2n} \quad (\text{A.11})$$

So ergibt sich für die Netzmatrixbeziehung:

$$\begin{pmatrix} \vec{u} \\ \vec{u}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{Z}_{11n} & \tilde{Z}_{21n} \\ \tilde{Z}_{12n} & \tilde{Z}_{22n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{i} \\ -\vec{i}_a \end{pmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Als Gleichungssystem ausgeschrieben entspricht das:

$$\vec{u} = \tilde{Z}_{11n} \cdot \vec{i} - \tilde{Z}_{21n} \cdot \vec{i}_a \quad (\text{A.13})$$

$$\vec{u}_a = \tilde{Z}_{12n} \cdot \vec{i} - \tilde{Z}_{22n} \cdot \vec{i}_a \quad (\text{A.14})$$

Aus den Gleichungen (A.9) und (A.14) ergibt sich:

$$\tilde{Z}_a \cdot \vec{i}_a = \tilde{Z}_{12n} \cdot \vec{i} - \tilde{Z}_{22n} \cdot \vec{i}_a \quad (\text{A.15})$$

$$\vec{i}_a = \left(\tilde{Z}_a + \tilde{Z}_{22n} \right)^{-1} \tilde{Z}_{12n} \cdot \vec{i} \quad (\text{A.16})$$

Mit diesem Ergebnis wird eine Stromtransfermatrix \tilde{T}_i definiert zu:

$$\tilde{T}_i = \left(\tilde{Z}_a + \tilde{Z}_{22n} \right)^{-1} \tilde{Z}_{12n} \quad (\text{A.17})$$

Durch Einsetzen von Gleichung (A.16) in Gleichung (A.13) lässt sich der folgende Zusammenhang ermitteln.

$$\vec{u} = \left(\tilde{Z}_{11n} - \tilde{Z}_{21n} \left(\tilde{Z}_a + \tilde{Z}_{22n} \right)^{-1} \tilde{Z}_{12n} \right) \vec{i} \quad (\text{A.18})$$

Mit Hilfe dieser Beziehung lässt sich die Impedanzmatrix des Gesamtsystems \tilde{Z}_s angeben:

$$\tilde{Z}_s = \tilde{Z}_{11n} - \tilde{Z}_{21n} \left(\tilde{Z}_a + \tilde{Z}_{22n} \right)^{-1} \tilde{Z}_{12n} \quad (\text{A.19})$$

$$= \tilde{Z}_{11n} - \tilde{Z}_{21n} \tilde{T}_i \quad (\text{A.20})$$

A.1.2 Zusammenschalten von Admittanzmatrizen

Im Folgenden wird analog Abschnitt A.1.1 das Zusammenschalten einer Antennenadmittanzmatrix mit einem Speisennetzwerk untersucht. Es gilt

$$\vec{i}_a = \tilde{Y}_a \vec{u}_a \quad (\text{A.21})$$

$$\vec{u}_a = \vec{u}_{2n} \quad (\text{A.22})$$

$$\vec{i}_a = -\vec{i}_{2n} \quad (\text{A.23})$$

So ergibt sich für die Netzmatrixbeziehung:

$$\begin{pmatrix} \vec{i} \\ -\vec{i}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{Y}_{11n} & \tilde{Y}_{21n} \\ \tilde{Y}_{12n} & \tilde{Y}_{22n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{u} \\ \vec{u}_a \end{pmatrix} \quad (\text{A.24})$$

Als Gleichungssystem ausgeschrieben entspricht das:

$$\vec{i} = \tilde{Y}_{11n} \cdot \vec{u} + \tilde{Y}_{21n} \cdot \vec{u}_a \quad (\text{A.25})$$

$$-\vec{i}_a = \tilde{Y}_{12n} \cdot \vec{u} + \tilde{Y}_{22n} \cdot \vec{u}_a \quad (\text{A.26})$$

Aus den Gleichungen (A.21) und (A.26) ergibt sich:

$$-\tilde{Y}_a \cdot \vec{u}_a = \tilde{Y}_{12n} \cdot \vec{u} + \tilde{Y}_{22n} \cdot \vec{u}_a \quad (\text{A.27})$$

$$\vec{u}_a = -\left(\tilde{Y}_a + \tilde{Y}_{22n}\right)^{-1} \tilde{Y}_{12n} \cdot \vec{u} \quad (\text{A.28})$$

Mit diesem Ergebnis wird die Spannungstransfermatrix \tilde{T}_u definiert zu:

$$\tilde{T}_u = -\left(\tilde{Y}_a + \tilde{Y}_{22n}\right)^{-1} \tilde{Y}_{12n} \quad (\text{A.29})$$

Durch Einsetzen von Gleichung (A.28) in Gleichung (A.25) lässt sich der folgende Zusammenhang ermitteln.

$$\vec{i} = \left(\tilde{Y}_{11n} - \tilde{Y}_{21n} \left(\tilde{Y}_a + \tilde{Y}_{22n}\right)^{-1} \tilde{Y}_{12n}\right) \vec{u} \quad (\text{A.30})$$

Mit Hilfe dieser Beziehung lässt sich die Impedanzmatrix des Gesamtsystems \tilde{Z}_s angeben:

$$\tilde{Y}_s = \tilde{Y}_{11n} - \tilde{Y}_{21n} \left(\tilde{Y}_a + \tilde{Y}_{22n}\right)^{-1} \tilde{Y}_{12n} \quad (\text{A.31})$$

$$= \tilde{Y}_{11n} + \tilde{Y}_{21n} \tilde{T}_u \quad (\text{A.32})$$

A.2 Herleitungen und Nachweise

A.2.1 Nachweis der Gleichheit der Verlustfreiheitsbedingungen für Streu- und Impedanzmatrizen

Die Bedingung der Verlustfreiheit lässt sich mathematisch wie folgt erfassen. Ist ein durch Streuparameter beschriebenes elektrisches Netzwerk reziprok, und dementsprechend seine Streumatrix \tilde{S} bezüglich der Hauptdiagonale symmetrisch, lässt sich die Verlustfreiheit durch Bedingung (A.33) nachweisen.

$$\tilde{S} \tilde{S}^H = \tilde{E} \quad (\text{A.33})$$

Hierbei ist \tilde{E} die Einheitsmatrix und \tilde{S}^H die hermitesch transponierte Streumatrix. Durch Einsetzen der Umrechnungsvorschrift (A.6) zwischen der Streumatrix und der äquivalenten Impedanzmatrix \tilde{Z} in diese fundamentale Beziehung, lässt sich die Bedingung für Verlustfreiheit im Fall der Impedanzmatrix ableiten:

$$\tilde{S} \cdot \tilde{S}^H = \tilde{E} \quad (\text{A.34})$$

$$= (\tilde{Z} + \tilde{E})^{-1} (\tilde{Z} - \tilde{E}) \left[(\tilde{Z} + \tilde{E})^{-1} (\tilde{Z} - \tilde{E}) \right]^H \quad (\text{A.35})$$

$$= (\tilde{Z} + \tilde{E})^{-1} (\tilde{Z} - \tilde{E}) (\tilde{Z}^H - \tilde{E}) (\tilde{Z}^H + \tilde{E})^{-1} \quad (\text{A.36})$$

Woraus folgt:

$$(\tilde{Z} + \tilde{E}) (\tilde{Z}^H + \tilde{E}) = (\tilde{Z} - \tilde{E}) (\tilde{Z}^H - \tilde{E}) \quad (\text{A.37})$$

$$\tilde{Z} \tilde{Z}^H - \tilde{Z} - \tilde{Z}^H + \tilde{E} = \tilde{Z} \tilde{Z}^H + \tilde{Z} + \tilde{Z}^H + \tilde{E} \quad (\text{A.38})$$

$$-\tilde{Z} - \tilde{Z}^H = \tilde{Z} + \tilde{Z}^H \quad (\text{A.39})$$

Es ergibt sich die folgende äquivalente Bedingung für Verlustlosigkeit:

$$\tilde{Z} + \tilde{Z}^H = \tilde{0} \quad (\text{A.40})$$

Hier ist $\tilde{0}$ die Nullmatrix und \tilde{Z}^H die hermitesch transponierte Impedanzmatrix. Für reziproke Netzwerke wird diese Bedingung immer nur dann erfüllt, wenn die Matrix \tilde{Z} rein imaginär ist. Der Realteil \tilde{R} der Impedanzmatrix $\tilde{Z} = \tilde{R} + j\tilde{X}$ muss also im verlustfreien Fall identisch null sein.

A.2.2 Nachweis der Reziprozitätsbedingung

Die Bedingungen für eine reziproke Impedanzmatrix \tilde{Z}_n sind:

$$\tilde{X}_{11n} = \tilde{X}_{11n}^T \quad (\text{A.41})$$

$$\tilde{X}_{12n} = \tilde{X}_{21n}^T \quad (\text{A.42})$$

$$\tilde{X}_{22n} = \tilde{X}_{22n}^T \quad (\text{A.43})$$

Im ersten Schritt soll gezeigt werden, dass Bedingung (A.41) erfüllt ist, wenn die beiden Bedingungen (A.42) und (A.43) erfüllt sind. Aus Gleichung (A.19) folgt:

$$\tilde{Z}_s = \tilde{X}_{11n} - \tilde{X}_{21n} \left(\tilde{Z}_a + \tilde{X}_{22n} \right)^{-1} \tilde{X}_{12n}$$

Umgestellt nach \tilde{X}_{11n} ergibt sich:

$$\tilde{X}_{11n} = \tilde{Z}_s + \tilde{X}_{21n} \left(\tilde{Z}_a + \tilde{X}_{22n} \right)^{-1} \tilde{X}_{12n}$$

Eingesetzt in Bedingung (A.41) $\tilde{X}_{11n} = \tilde{X}_{11n}^T$ folgt:

$$\tilde{Z}_s + \tilde{X}_{21n} \left(\tilde{Z}_a + \tilde{X}_{22n} \right)^{-1} \tilde{X}_{12n} = \tilde{Z}_s^T + \tilde{X}_{12n}^T \left(\tilde{Z}_a^T + \tilde{X}_{22n}^T \right)^{-1} \tilde{X}_{21n}^T$$

Wenn gilt $\tilde{X}_{12n} = \tilde{X}_{21n}^T$, $\tilde{X}_{22n} = \tilde{X}_{22n}^T$, $\tilde{Z}_s = \tilde{Z}_s^T$ und $\tilde{Z}_a = \tilde{Z}_a^T$, dann ist diese Gleichheit und somit auch Bedingung (A.41) erfüllt. Im Folgenden wird gezeigt, dass die beiden Bedingungen (A.42) und (A.43) erfüllt sind, wenn Bedingung (A.44) gilt.

$$\tilde{Z}_0 = \tilde{T}^H \tilde{R}_a \tilde{T} \quad (\text{A.44})$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (4.4 bis 4.7) in die Gleichungen (A.42) und (A.43) und der Substitution von \tilde{Z}_s durch $\tilde{Z}_0 = Z_0 \tilde{E}$ erhält man:

$$\tilde{T}_I^{T^{-1}} Z_0 = \tilde{R}_a \tilde{T}_I + \tilde{R}_a \tilde{T}_R \tilde{T}_I^{-1} \tilde{T}_R \quad (\text{A.45})$$

$$\tilde{R}_a \tilde{T}_R \tilde{T}_I^{-1} = \tilde{T}_I^{T^{-1}} \tilde{T}_R^T \tilde{R}_a^T \quad (\text{A.46})$$

Durch Einsetzen von Gleichung (A.46) in Gleichung (A.45) ergibt sich:

$$\tilde{T}_I^{T^{-1}} Z_0 = \tilde{R}_a \tilde{T}_I + \tilde{T}_I^{T^{-1}} \tilde{T}_R^T \tilde{R}_a^T \tilde{T}_R \quad (\text{A.47})$$

$$\tilde{Z}_0 = \tilde{T}_I^T \tilde{R}_a \tilde{T}_I + \tilde{T}_R^T \tilde{R}_a^T \tilde{T}_R \quad (\text{A.48})$$

Die Auflösung der Bedingung (A.44) nach Real- und Imaginärteil ergibt Gleichung (A.49).

$$\tilde{Z}_0 = \tilde{T}_I^T \tilde{R}_a \tilde{T}_I + \tilde{T}_R^T \tilde{R}_a \tilde{T}_R + j \left(\tilde{T}_R^T \tilde{R}_a \tilde{T}_I - \tilde{T}_I^T \tilde{R}_a \tilde{T}_R \right) \quad (\text{A.49})$$

Mit $\tilde{R}_a = \tilde{R}_a^T$ ist der Realteil von Gleichung (A.49) durch Gleichung (A.48) erfüllt. Durch Umformen von Gleichung (A.46) in $\tilde{T}_R^T \tilde{R}_a \tilde{T}_I = \tilde{T}_I^T \tilde{R}_a \tilde{T}_R$ ist zu erkennen, dass der Imaginärteil von Gleichung (A.49) null ist. Umgekehrt wurde hiermit gezeigt, dass bei erfüllter Bedingung (A.44) die Gleichungen (A.45) und (A.46) erfüllt werden, und somit das Netzwerk reziprok ist.

A.2.3 Lösung einer quadratischen Matrixgleichung

Dieser Anhang löst eine quadratische Matrixgleichung der Form

$$\tilde{X}^H \tilde{A} \tilde{X} + \tilde{X}^H \tilde{B} + \tilde{B}^H \tilde{X} + \tilde{C} = \tilde{0} \quad (\text{A.50})$$

nach \tilde{X} auf.

Als einen ersten Schritt nehme man eine Zerlegung \tilde{U} einer quadratischen, hermiteschen und positiv definiten Matrix \tilde{Z} an, so dass $\tilde{U}^H \tilde{U} = \tilde{Z}$ gilt. Eine mögliche Zerlegung ist die komplexe Cholesky-Zerlegung [18] gekennzeichnet mit $\mathfrak{C}\{\cdot\}$. Die Cholesky-Zerlegung von \tilde{Z} resultiert in einer eindeutig zugeordneten Dreiecksmatrix $\tilde{V} = \mathfrak{C}\{\tilde{Z}\}$. Allerdings ist \tilde{V} nicht die einzig mögliche Lösung der Gleichung. Man wähle eine beliebige unitäre Matrix $\tilde{\zeta}$ ($\tilde{\zeta}^H \tilde{\zeta} = \tilde{I}$). Wenn \tilde{V} eine Lösung der Gleichung ist, dann gilt auch $\tilde{U} = \tilde{\zeta} \tilde{V}$, da

$$\tilde{U}^H \tilde{U} = \tilde{V}^H \tilde{\zeta}^H \tilde{\zeta} \tilde{V} = \tilde{V}^H \tilde{I} \tilde{V} = \tilde{V}^H \tilde{V} = \tilde{Z}.$$

Zurück zum Anfangsproblem (A.50). Zwei Matrizen $\tilde{\alpha}$ und $\tilde{\beta}$ werden eingeführt als

$$\tilde{\alpha} = \tilde{\eta} \mathfrak{C}\{\tilde{A}\} \tilde{X} \quad \text{and} \quad \tilde{\beta} = \left[(\tilde{\eta} \mathfrak{C}\{\tilde{A}\})^H \right]^{-1} \tilde{B},$$

wobei $\tilde{\eta}$ unitär ist. Gleichung (A.50) kann nun als

$$\tilde{\alpha}^H \tilde{\alpha} + \tilde{\alpha}^H \tilde{\beta} + \tilde{\beta}^H \tilde{\alpha} + \tilde{C} = \tilde{0} \quad (\text{A.51})$$

dargestellt werden. Durch Erweiterung von

$$\left(\tilde{\alpha} + \tilde{\beta} \right)^H \left(\tilde{\alpha} + \tilde{\beta} \right) = \tilde{\alpha}^H \tilde{\alpha} + \tilde{\alpha}^H \tilde{\beta} + \tilde{\beta}^H \tilde{\alpha} + \tilde{\beta}^H \tilde{\beta}$$

und Vergleich mit (A.51), folgt

$$(\tilde{\alpha} + \tilde{\beta})^H (\tilde{\alpha} + \tilde{\beta}) = \tilde{\beta}^H \tilde{\beta} - \tilde{C}.$$

Eine weitere Zerlegung ergibt

$$\tilde{\alpha} + \tilde{\beta} = \tilde{\xi} \mathbf{e} \{ \tilde{\beta}^H \tilde{\beta} - \tilde{C} \}, \quad (\text{A.52})$$

wobei $\tilde{\xi}$ ebenfalls unitär ist. Resubstitution von $\tilde{\alpha}$ und $\tilde{\beta}$ ergibt für die rechte Gleichungsseite

$$\begin{aligned} & \tilde{\xi} \mathbf{e} \{ \tilde{\beta}^H \tilde{\beta} - \tilde{C} \} \\ &= \tilde{\xi} \mathbf{e} \{ \tilde{B}^H (\tilde{\eta} \mathbf{e} \{ \tilde{A} \})^{-1} \cdot [(\tilde{\eta} \mathbf{e} \{ \tilde{A} \})^H]^{-1} \tilde{B} - \tilde{C} \} \\ &= \tilde{\xi} \mathbf{e} \{ \tilde{B}^H \tilde{A}^{-1} \tilde{B} - \tilde{C} \}, \end{aligned}$$

und für die linke Seite

$$\tilde{\alpha} + \tilde{\beta} = \tilde{\eta} \mathbf{e} \{ \tilde{A} \} \tilde{X} + [(\tilde{\eta} \mathbf{e} \{ \tilde{A} \})^H]^{-1} \tilde{B}.$$

So folgt aus Gleichung (A.52)

$$\tilde{\eta} \mathbf{e} \{ \tilde{A} \} \tilde{X} + [(\tilde{\eta} \mathbf{e} \{ \tilde{A} \})^H]^{-1} \tilde{B} = \tilde{\xi} \mathbf{e} \{ \tilde{B}^H \tilde{A}^{-1} \tilde{B} - \tilde{C} \}.$$

Umformen nach \tilde{X} gibt

$$\tilde{X} = -\tilde{A}^{-1} \tilde{B} + \mathbf{e} \{ \tilde{A} \}^{-1} \tilde{\eta}^{-1} \tilde{\xi} \mathbf{e} \{ \tilde{B}^H \tilde{A}^{-1} \tilde{B} - \tilde{C} \}.$$

Abschließend können die unitären Matrizen $\tilde{\eta}^{-1}$ und $\tilde{\xi}$ zu $\tilde{\zeta}$ zusammengefasst werden, so dass sich die folgende Lösung ergibt:

$$\tilde{X} = -\tilde{A}^{-1}\tilde{B} + \mathbf{e}\{\tilde{A}\}^{-1}\tilde{\zeta}\mathbf{e}\{\tilde{B}^H\tilde{A}^{-1}\tilde{B} - \tilde{C}\}.$$

$\tilde{\zeta}$ ist beliebig aber unitär und \tilde{A} und $\tilde{B}^H\tilde{A}^{-1}\tilde{B} - \tilde{C}$ sind positiv definit.

Abkürzungsverzeichnis und verwendete Formelzeichen

Abkürzungen

AEN	Anpass- und Entkoppelnetzwerk
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
EGC	<i>Equal Gain Combining</i>
ISM	<i>Industrial Scientific and Medical</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LTCC	<i>Low Temperature Cofired Ceramic</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PDA	<i>Personal Digital Assistent</i>
PIFA	<i>Planar Inverted-F Antenna</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
SC	<i>Selection Combining</i>
SNR	Signal zu Rausch Verhältnis (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
SMD	<i>Surface Mounted Device</i>
UCA	<i>Uniform Circular Array</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>

Notation und häufig verwendete Formelzeichen

x	skalare Größen
\vec{x}	Vektoren
\tilde{X}	Matrizen
H	hermitesch transponiert
$*$	konjugiert
T	transponiert
-1	invertiert
$\Re\{\cdot\}$	Realteil
$\Im\{\cdot\}$	Imaginärteil
$\mathcal{C}\{\cdot\}$	Cholesky-Zerlegung
\tilde{U}	Matrix der Eigenvektoren
$\tilde{\Lambda}$	Matrix der Eigenwerte
j	imaginäre Einheit
ω	Kreisfrequenz
k	Wellenzahl
λ	Wellenlänge
n	Anzahl der Antennenelemente und Eigenmoden
r	Abstand vom Ursprung
Θ	Koelevation
ϕ	Azimuth
a, \vec{a}	einfallende Wurzeleistungswelle
b, \vec{b}	reflektierte Wurzeleistungswelle
\tilde{S}	Streumatrix

\tilde{H}	Leistungsakzeptanzmatrix
\tilde{E}	Einheitsmatrix
i, \vec{i}	Strom, Stromvektor
u, \vec{u}	Spannung, Spannungvektor
\tilde{Z}	Impedanzmatrix
\tilde{R}	Realteil der Impedanzmatrix
\tilde{X}	Imaginärteil der Impedanzmatrix
\tilde{Y}	Admittanzmatrix
\tilde{G}	Realteil der Admittanzmatrix
\tilde{B}	Imaginärteil der Admittanzmatrix
Z_F	Feldwellenimpedanz
Z_0	Referenzimpedanz
Z_L	Leitungsimpedanz
\tilde{T}_i	Stromtransfermatrix
\tilde{T}_u	Spannungstransfermatrix
\tilde{T}_a	Leistungstransfermatrix
$\tilde{\zeta}$	beliebige unitäre Matrix
\vec{e}	Richtungsvektoren mit Betrag von eins
\vec{E}	Elektrischer Feldvektor
\vec{H}	Magnetischer Feldvektor
$\vec{f}(\Theta, \phi)$	Richtcharakteristik im Fernfeld
ρ_{lm}	Korrelation der Richtcharakteristiken der Tore l und m
$\vec{\epsilon}$	Dielektrizitätskonstante
$\vec{\mu}$	Permeabilitätskonstante
W^e	elektrische Energie

XIV ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS UND VERWENDETE FOR...

W^m	magnetische Energie
w^e	elektrische Energiedichte
w^m	magnetische Energiedichte
P_{in}	einfallende Leistung
P_{ref}	reflektierte Leistung
P_{acc}	vom System akzeptierte Leistung
P_{ant}	in die Antenne gehende Leistung
P_{rad}	abgestrahlte Leistung
P_{diss}	Verlustleistung
η_{all}	Gesamteffizienz (Reflexionen und alle Verluste)
η_{refl}	Anpassungseffizienz
η_{ant}	Antenneneffizienz
η_{net}	Netzwerkeffizienz
η_{w}	Systemeffizienz, Wirkungsgrad des Antennensystems
Q	Güte
Q_{rad}	Strahlungsgüte einer Antenne
Q_{φ}	Phasengüte der Netzwerkelemente
B_{r}	relative Bandbreite

Literaturverzeichnis

Bücher

- [1] T. Kaiser, A. Bourdoux, H. Boche, J. Rodriguez Fonollosa, J. Bach Andersen, and W. Utschick, *Smart Antennas - State of the Art*, Hindawi Publishing Corporation, 410 Park Avenue, New York, NY 10022, USA, 2005.
 - [2] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to space-time wireless communications*, Cambridge University Press, The Edinburgh Building, Cambridge CB2 2RU, UK, 2003.
 - [3] R. Vaughan and J. Bach Andersen, *Channels Propagation and Antennas for Mobile Communications*, The Institution of Electrical Engineers IEE, Six Hills Way, Stevenage, United Kingdom, 2003.
 - [4] M. Schwartz, W. R. Bennett, and S. Stein, *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill Book Company, 1221 Avenue of the Americas, New York, NY 10020, 1966.
 - [5] C. A. Balanis, *Antenna Theorie: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., New York, second edition, 1997.
 - [6] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook - Theory, Applications and Design*, Van Nostrand Reinhold Company Inc., 115 Fifth Avenue, New York, NY 10003, 1988.
 - [7] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, Inc, 685 Canton Sreet, Norwood, MA 02062, second edition, 2005.
 - [8] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., 605 Third Avenue, New York, NY 10158-0012, 1998.
 - [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 605 Third Avenue, New York, NY 10158-0012, second edition, 1998.
 - [10] M. H. W. Hoffmann, *Hochfrequenztechnik*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1997.
 - [11] I. N. Bronstein, *Teubner-Taschenbuch der Mathematik*, B.G.Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1996.
-

- [12] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas - For All Applications*, McGraw-Hill Companies, Inc., 1221 Avenue of the Americas, New York, NY 10020, third edition, 2002.
- [13] E. Philippow, *Grundlagen der Elektrotechnik*, VEB Verlag Technik Berlin, Berlin, 1981.
- [14] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, John Wiley & Sons, Inc., 111 River Street, Hoboken, NJ 07030, 2007, Reissue.
- [15] G. Eder, *Elektrodynamik*, Bibliographisches Institut, Mannheim, 1967.
- [16] W. K. H. Panofsky and M. Phillips, *Classical Electricity and Magnetism*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, second edition, 1972.
- [17] J. D. Jackson, *Klassische Elektrodynamik*, Walter de Gruyter, Berlin, second edition, 1983.
- [18] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, John Hopkins Univ. Press, Baltimore, Maryland, third edition, 1996.
- [19] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2001.
- [20] O. Zinke and H. Brunswig, *Hochfrequenztechnik 1*, Springer Verlag, Berlin, 1995, 5. Auflage.

Artikel

- [21] H. Boche, A. Bourdoux, J. Rodriguez Fonollosa, T. Kaiser, A. Molisch, and W. Utschick, "Smart antennas: State of the art," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, pp. 8–17, Mar. 2006.
- [22] M. A. Jensen and J. W. Wallace, "A review of antennas and propagation MIMO wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 11, pp. 2810–2824, Nov. 2004.
- [23] J. Bach Andersen, "A propagation overview," in *Wireless Personal Multimedia Communications, 2002. The 5th International Symposium on*, Oct. 2002, pp. 1–6.
-

-
- [24] S. D Blostein and H. Leib, "Multiple antenna systems: their role and impact in future wireless access," *IEEE Communications Magazine*, pp. 94–101, July 2003.
- [25] J. S. McLean, "The radiative properties of electrically-small antennas," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Aug. 1994, pp. 320–324.
- [26] R. G. Vaughan and J. Bach Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT36, no. 4, pp. 149–172, Nov. 1987.
- [27] L. Garcia-Garcia, B. Lindmark, N. Jalden, and C. Orlenius, "MIMO capacity of antenna arrays evaluated using radio channel measurements, reverberation chamber and radiation patterns," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, no. 6, pp. 1160–1169, Dec. 2007.
- [28] H. J. Chaloupka, X. Wang, and Coetzee J. C., "Compact arrays for mobile platforms: Trade-off between size and performance for SMDA and MIMO applications," in *48. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Technische Universität Ilmenau*, Sept. 2003.
- [29] H. J. Chaloupka and X. Wang, "Novel approach for diversity and MIMO antennas at small mobile platforms," in *Proc. 15th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'04)*, Barcelona, Spain, Sept. 2004, vol. 1, pp. 637–642.
- [30] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 4, pp. 1317–1325, July 2004.
- [31] M. L. Morris and M. A. Jensen, "Network model for MIMO systems with coupled antennas and noisy amplifiers," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 1, pp. 545–552, Jan. 2005.
- [32] S. Dossche, J. Romeu, and S. Blanch, "Matching network for a spatial diversity antenna system," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on*, Sept. 2004, pp. 427–431.
- [33] S. Dossche, S. Blanch, and J. Romeu, "Decoupling and decorrelation of two closely spaced monopoles for optimum MIMO capacity," in
-

Proc. 1th European Conf. on Antennas and Prop. (EUCAP'06), Nice, France, Nov. 2006.

- [34] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the DCS1800 and UMTS bands," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 11, pp. 3063–3074, Nov. 2006.
 - [35] K. F. Warnick and M. A. Jensen, "Optimal noise matching for mutually-coupled arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 6, pp. 1726–1731, June 2007.
 - [36] R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 2, pp. 170–182, Feb. 1981.
 - [37] S. Stein, "On cross coupling in multiple-beam antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP10, no. 5, pp. 548–557, Sept. 1962.
 - [38] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 9, pp. 705–707, May 2003.
 - [39] A. Stjernman, "Relationship between radiation pattern correlation and scattering matrix of lossless and lossy antennas," *Electronic Letters*, vol. 41, no. 12, pp. 678–680, June 2005.
 - [40] C. Waldschmidt and W. Wiesbeck, "Quality measures and examples of arrays for MIMO in hand-held devices," in *IEEE, Antennas and Propagation Society International Symposium*, June 2004, vol. 2, pp. 1243–1246.
 - [41] Arthur C. Ludwig, "Mutual coupling, gain, and directivity of an array of two identical antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP24, no. 6, pp. 837–841, Nov. 1976.
 - [42] R. C. Hansen, "Some new calculations on antenna superdirectivity," *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 10, pp. 1365–1366, Oct. 1981.
 - [43] E. H. Newman, J. H. Richmond, and C. H. Walter, "Superdirective receiving arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP26, no. 5, pp. 629–635, Sept. 1978.
 - [44] A. Bloch, R. G. Medhurst, and S. D. Pool, "Superdirectivity," *Proc. IRE*, vol. 48, no. 5, pp. 1164, June 1960.
-

-
- [45] N. Yaru, "A note on super-gain antenna arrays," *Proc. IRE*, vol. 39, pp. 1081–1085, Sept. 1951.
- [46] E. N. Gilbert and S. P. Morgan, "Optimum design of directive antenna arrays subject to random variations," *The Bell System Technical Journal*, vol. 34, pp. 637–663, May 1955.
- [47] M. Uzsoky and L. Solymar, "Theory of super-directive linear arrays," *Acta Physica Academiae Scientiarum Hungaricae*, vol. 6, pp. 185–205, 1956.
- [48] Y. T. Lo, S. W. Lee, and Q. H. Lee, "Optimization of directivity and signal-to-noise ration of an arbitrary antenna array," *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, no. 8, pp. 1033–1045, Aug. 1966.
- [49] L. P. Winkler and M. Schwartz, "A fast numerical method for determining the optimum SNR of an array subject to a Q factor constraint," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP20, no. 4, pp. 503–505, July 1972.
- [50] E. H. Newman, J. H. Richmond, and C. H. Walter, "Array size reduction using superdirectivity," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1976. AP-S.*, Oct. 1976, vol. 14, pp. 331–334.
- [51] M. M. Dawoud and A. B. Anderson, "Design of superdirective arrays with high radiation efficiency," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP26, no. 6, pp. 819–823, Nov. 1978.
- [52] E. H. Newman and M. R. Schrote, "A wide-band electrically small superdirective array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, no. 6, pp. 1172–1176, Nov. 1982.
- [53] H. Cox, R. M. Zeskind, and T. Kooij, "Practical supergain," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-34, no. 3, pp. 393–398, June 1986.
- [54] V. Veremey, "Superdirective antennas with passive reflectors," *IEEE Antennas and Propagation Magazin*, vol. 37, no. 2, pp. 16–27, Apr. 1995.
-

- [55] R. P. Haviland, "Supergain antennas: Possibilities and problems," *IEE Antennas and Propagation Magazin*, vol. 37, no. 4, pp. 13–26, Aug. 1995.
- [56] E. E. Altshuler, T. H. O'Donnell, and A. D. Yaghjian, "A superdirective array using very small genetic antennas," in *XXVIIth General Assembly of the International Union of Radio Science*, Maastricht, Netherland, Aug. 2002.
- [57] M. M. Dawoud, Y. L. Abdel-magid, and A. N. Ismail, "Design and simulation of superdirective adaptive antenna arrays," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1990. AP-S. 'Merging Technologies for the 90's'. Digest.*, May 1990, vol. 4, pp. 1700–1703.
- [58] M. M. Dawoud, "Scanning properties of superdirective antenna arrays," in *8th Int. Conf. Antennas and Propagation (ICAP'93)*, Edinburgh, UK, Mar. 1993, vol. 2, pp. 694–697.
- [59] K. Boyle, "Radiation patterns and correlation of closely spaced linear antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 8, pp. 1162–1165, Aug. 2002.
- [60] H. A. Wheeler, "The radiansphere around a small antenna," *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 1325–1331, Aug. 1959.
- [61] Harold A. Wheeler, "Small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP23, no. 4, pp. 462–469, July 1975.
- [62] N. W. Bikhazi and M. A. Jensen, "The relationship between antenna loss and superdirectivity in MIMO systems," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 1796–1802, May 2007.
- [63] J. Bach Andersen and H. H. Rasmussen, "Decoupling and descattering networks for antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP24, no. 6, pp. 841–846, Nov. 1976.
- [64] D. Eßer and H. J. Chaloupka, "Design approach for a class of compact multiport antennas," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE2005)*, Beijing, China, 2005, pp. 144–147.
- [65] L. J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas," *Journal of Applied Physics*, vol. 19, pp. 1163–1175, Dec. 1948.
-

-
- [66] R. E. Collin and S. Rothschild, "Evaluation of antenna Q," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP12, pp. 23–27, Jan. 1964.
- [67] R. L. Fante, "Quality factor of general ideal antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP17, pp. 151–155, Mar. 1969.
- [68] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 672–675, May 1996.
- [69] M. Gustafsson and S. Nordebo, "On the spectral efficiency of a sphere," in *Tech. Rep. LUTEDX/(TEAT-7127)/1-24/(2004)*, Available: www.es.lth.se/teorell/, Lund Institute of Technology, Department of Electroscience, S-211 00 Lund, Sweden, 2004.
- [70] M. Gustafsson and S. Nordebo, "Characterization of MIMO antennas using spherical vector waves," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 9, pp. 2679–2682, Sept. 2006.
- [71] O. Klemp and H. Eul, "Factors affecting the diversity performance of multimode antennas in directive channel scenarios," in *In Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, Hawaii USA, June 2007.
- [72] H. A. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proc. of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [73] S. R. Best, "A discussion on the properties of electrically small self-resonant wire antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazin*, vol. 46, no. 6, pp. 9–22, Dec. 2004.
- [74] T. Svantesson, "Correlation and channel capacity of MIMO systems employing multimode antennas," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 6, pp. 1304–1312, Nov. 2002.
- [75] O. Klemp, Q. Schmitz, and H. Eul, "Polarization diversity analysis of dual-polarized log.-per. planar antennas," in *In Proc. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2005)*, Berlin, Germany, Sept. 2005, pp. 2356–2360.
- [76] D. M. Grimes and C. A. Grimes, "Bandwidth and Q of antennas radiating TE and TM modes," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 37, pp. 217–226, May 1995.
-

- [77] D. M. Grimes and C. A. Grimes, "A clarification and extension of "bandwidth and Q of antennas radiating TE and TM modes"," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 38, pp. 201–202, May 1996.
- [78] C. A. Grimes, "Efficient radiation from an electrically small antenna: Control of higher order modes," *AeroSpace Conference, 1996, Proceedings IEEE*, vol. 4, pp. 147–160, Feb. 1996.
- [79] D. M. Grimes and C. A. Grimes, "Power in modal radiation fields: Limitations of the complex poynting theorem and the potential for electrically small antennas," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 11, pp. 1721–1747, 1997.
- [80] L. Li, H.-X. Liu, Y. Shi, and C.-H. Liang, "Study of generalized resonance in multi-antenna system and generalized foster reactance theorem," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. PIER 52, pp. 255–276, 2005.
- [81] T. Svantesson, M. A. Jensen, and J. W. Wallace, "Analysis of electromagnetic field polarisations in multiantenna systems," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 3, no. 2, pp. 641–646, Mar. 2004.
- [82] A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth and Q of antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, Apr. 2005.
- [83] S. R. Best, "The foster reactance theorem and quality factor for antennas," *IEEE Antennas and Propagation Letters*, vol. 3, pp. 306–309, 2004.
- [84] S. R. Best and A. D. Yaghjian, "The lower bounds on Q for lossy electric and magnetic dipole antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 314–316, 2004.
- [85] W. Geyi, P. Jarmuszewski, and Y. Qi, "The foster reactance theorem for antennas and radiation Q," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, no. 3, Mar. 2000.
- [86] R. T. Compton, "The tripole antenna: An adaptive array with full polarization flexibility," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, no. 6, pp. 944–952, Nov. 1981.
-

-
- [87] M. R. Andrews, P. P. Mitra, and R. deCarvalho, "Tripling the capacity of wireless communication using electromagnetic polarization," *nature*, vol. 409, Jan. 2001.
- [88] C. Oikonomopoulos-Zachos and B. Rembold, "A 3-port antenna for MIMO applications," in *2nd International ITG Conference on Antennas, INICA '07*, Munich, Germany, Mar. 2007.
- [89] B. N. Getu and J. Bach Andersen, "The MIMO cube - a compact MIMO antenna," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 1136–1141, May 2005.
- [90] P. J. Ferrer, J. M. Gonzalez-Arbesu, and J. Romeu, "Bidirectional metamaterial separator for compact antenna systems," in *In Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, Hawaii USA, June 2007, pp. 1893–1896.
- [91] B. K. Lau, J. Bach Andersen, G. Kristensson, and A. F. Molisch, "Impact of matching network on bandwidth of compact antenna arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 11, pp. 3225–3238, Nov. 2006.
- [92] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schultheis, and W. Wiesbeck, "Compact MIMO-arrays based on polarisation-diversity," in *IEEE, Antennas and Propagation Society International Symposium*, June 2003, vol. 2, pp. 499–502.
- [93] J. P. Shelton and K. S. Kelleher, "Multiple beams from linear arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP9, no. 2, pp. 154–161, Mar. 1961.
- [94] W. K. Kahn and H. Kurss, "The uniqueness of the lossless feed network for a multibeam array," *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, pp. 100–101, Jan. 1962.
- [95] P. W. Hannan, D. S. Lerner, and G. H. Knittel, "Impedance matching a phased-array antenna over wide scan angles by connecting circuits," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, pp. 28–34, Jan. 1965.
- [96] E. Nöring, V. Riech, and Ch. Winterfeld, "Ein entkoppelndes Speisetzwerk für kleine Antennengruppen," *Archiv für Elektronische Übertragungstechnik AEÜ - Kurzberichte*, pp. 451–453, 1972, Band 26, Heft 10.
-

- [97] Ch. Winterfeld and V. Riech, "Ein Beitrag zur Theorie von Entkopplungs- und Anpassungsnetzwerken für Antennengruppen mit zyklischer Symmetrie," *Archiv für Elektronische Übertragungstechnik AEÜ*, pp. 101–105, 1973, Band 27, Heft 3.
- [98] Ch. Winterfeld, "Überlegungen zur Anpassung von Antennengruppen mit beliebig vorgegebener Geometrie," *Archiv für Elektronische Übertragungstechnik AEÜ*, pp. 485–490, 1974, Band 28, Heft 12.
- [99] Volker Riech, "Überlegungen zu Entkopplungs- und Anpassnetzwerken für kleine Antennengruppen," *Archiv für Elektronische Übertragungstechnik AEÜ*, pp. 205–208, 1976, Band 30, Heft 5.
- [100] W. P. Geren, C. R. Curry, and J. Andersen, "A practical technique for designing multiport coupling networks," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 3, pp. 364–371, Mar. 1996.
- [101] T. I. Lee and Y. E. Wang, "A mode-based supergain approach with closely coupled monopole pair," in *In Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, Hawaii USA, June 2007, pp. 5901–5904.
- [102] T. I. Lee and Y. E. Wang, "Oversampled antenna array: Supergain and diversity performance," in *Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT '07. International Workshop on*, Mar. 2007, pp. 211–214.
- [103] S. K. Chaudhury, W. L. Schroeder, and H. J. Chaloupka, "MIMO antenna system based on orthogonality of the characteristic modes of a mobile device," in *2nd International ITG Conference on Antennas, INICA '07*, Munich, Germany, Mar. 2007.
- [104] S. Dossche, S. Blanch, and J. Romeu, "Optimum antenna matching to minimise signal correlation on a two-port antenna diversity system," *Electronic Letters*, vol. 40, no. 19, pp. 1164–1165, Sept. 2004.
- [105] A. Diallo, C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiava, M. Franzen, and P.-S. Kildal, "Reverberation chamber evaluation of multi-antenna handsets having low mutual coupling and high efficiencies," in *In Proc. of the European Conference on Antennas and Propagation: EuCAP 2006*, Nice, France, Nov. 2006.
-

-
- [106] A. Diallo and C. Luxey, "Estimation of the diversity performance of several two-antenna systems in different propagation environments," in *In Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, Hawaii USA, June 2007, pp. 2642–2645.
- [107] W. Wasylikowskyj and W. K. Kahn, "Scattering properties and mutual coupling of antennas with prescribed radiation pattern," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 18, no. 6, pp. 741–752, Nov. 1970.
- [108] A. Grau, J. Romeu, L. Jofre, and F. De Flaviis, "Optimization of linear multielement antennas for selection combining by means of a butler matrix in different MIMO environments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 11, pp. 3251–3264, Nov. 2006.
- [109] G. Del Galdo, M. Haardt, and C. Schneider, "Geometry-based channel modelling of MIMO channels in comparison with channel sounder measurements," *Advances in Radio Science - Kleinheubacher Berichte*, pp. 117–126, October 2003, more information on the model, as well as the source code and some exemplary scenarios can be found at <http://tu-ilmenau.de/ilmprop>.
- [110] D. W. Browne, M. Manteghi, M. P. Fitz, and Y. Rahmat-Samii, "Experiments with compact antenna arrays for MIMO radio communications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 11, pp. 3239–3250, Nov. 2006.
- [111] H. J. Chaloupka, X. Wang, and Coetzee J. C., "Performance enhancement of smart antennas with reduced element spacing," in *Proc. WCNC*, New Orleans, USA, May 2003, pp. 425–430.
- [112] H. J. Chaloupka, X. Wang, and Coetzee J. C., "A superdirective 3-element array for adaptive beamforming," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 36, pp. 425–430, Mar. 2003.
- [113] B. S. Yarman, M. Sengul, P. Lindberg, and A. Rydberg, "A single matching network design for a double band PIFA antenna via simplified real frequency technique," in *Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific*, Dec. 2006, pp. 1325–1328.
- [114] N. Unno, T. Fujita, P. Lindberg, B. S. Yarman, and N. Fujii, "Dual band antenna equalizer realized by utilizing 0.18 um Si-processing techno-
-

- logy for a PIFA-900,” in *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on*, May 2007, pp. 3908–3911.
- [115] C. Luxey, A. Diallo, P. Le Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas, M. Franzen, and Kildal P.-S., “MIMO performance of enhanced UMTS four-antenna structures for mobile phones in the presence of the user’s head,” in *In Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, Hawaii USA, June 2007, pp. 2853–2856.
- [116] P. R. King and S. S. Stavrou, “Capacity improvement for a land mobile single satellite MIMO system,” *IEEE Antennas and Prop. Letters*, vol. 5, pp. 98–100, 2006.
- [117] A. A. Serra, P. Nepa, G. Manara, and P. S. Hall, “Experimental investigation of diversity techniques for on-body communication systems,” in *In Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, Hawaii USA, June 2007, pp. 4192–4195.
- [118] R. A. Speciale, “Design of more affordable and reliable electronically-steered phased arrays,” in *In Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, Hawaii USA, June 2007, pp. 157–160.
- [119] R. A. Speciale, “Advanced design of phased-array beam-forming networks,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 38, no. 4, Aug. 1996.

Eigene Publikationen

- [120] C. Volmer, J. Weber, K. Blau, R. Stephan, and M. A. Hein, “An eigen-analysis of compact antenna arrays and its application to port decoupling,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 56, no. 2, Feb. 2008.
- [121] C. Volmer, J. Weber, R. Stephan, and M. A. Hein, “A descriptive model for analyzing the diversity performance of compact antenna arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. submitted to, Mar. 2008.
- [122] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, and M. A. Hein, “Miniaturisation of antenna arrays for mobile communications,” in *Proc. 35th European Microwave Conf. (EUMC’05)*, Paris, France, Oct. 2005, pp. 1173–1176.
-

- [123] C. Volmer, J. Weber, R. Stephan, and M. A. Hein, "Decoupling and matching network for miniaturised 3-port antenna arrays based on 180° couplers," in *2nd International ITG Conference on Antennas, INICA '07*, Munich, Germany, Mar. 2007.
- [124] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, and M. A. Hein, "Miniaturised antenna arrays using decoupling networks with realistic elements," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2733–2740, June 2006.
- [125] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, and M. A. Hein, "Implementation of a miniaturised antenna array with predefined orthogonal radiation patterns," in *Proc. 1th European Conf. on Antennas and Prop. (EUCAP'06)*, Nice, France, Nov. 2006.
- [126] J. Weber, G. Del Galdo, C. Volmer, M. Haardt, and M. A. Hein, "MIMO capability of a miniaturised antenna array with a decoupling and matching network," in *Proc. International ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas (WSA'07)*, Vienna, Austria, Feb. 2007.
- [127] C. Volmer, J. Weber, R. Stephan, and M. A. Hein, "Performance measurements of a two-branch diversity receiver with superdirective antenna array and decoupling and matching network," in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp. (APS 2008)*, San Diego, CA, USA, July 2008.
- [128] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, and M. A. Hein, "Miniaturized antenna arrays with an element separation down to $\lambda/10$," in *In Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, Hawaii USA, June 2007.
- [129] J. Weber, C. Volmer, R. Stephan, and M. A. Hein, "Eigenmode decoupling of miniaturised diversity antennas using compact quasi-lumped networks," in *In Proc. Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC 2008)*, Loughborough, UK, Mar. 2008.

Sonstiges

- [130] Vanja Plicanic, "Antenna diversity studies and evaluation," Master of science thesis, Lund University, Lund, Sweden, May 2004.
- [131] IEEE Std 145-1993, *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*.
-

- [132] M. L. Morris, *The Impact of Antenna and RF System Characteristics on MIMO System Capacity*, Ph.D. thesis, Brigham Young University, 459 Clyde Building, Provo, UT 84602 USA, 2005.
 - [133] Xin Wang, *Kompakte Mehrtorantennen für die adaptive Keulenformung*, Doktorarbeit, Bergische Universität Wuppertal, Wuppertal, Deutschland, 2004.
 - [134] Giovanni Del Galdo, *Geometry-based Channel Modeling for Multi-User MIMO Systems and Applications*, Ph.D. thesis, Technische Universität Ilmenau, Ilmenau, Germany, 2007.
 - [135] Christoph Kutscher, “Entwurf, Aufbau und Erprobung einer miniaturisierten Gruppenantenne einschließlich Speisetzwerk mit vorgegebener Impedanzmatrix,” Diplomarbeit, Technische Universität Ilmenau, Ilmenau, Germany, Nov. 2005.
 - [136] Hendrik Bayer, “Entwurfsaspekte eines Dipols über Masse in Multilagentechnologie für miniaturisierte Gruppenantennen bei 20 GHz,” Studienarbeit, Technische Universität Ilmenau, Ilmenau, Germany, Sep. 2007.
-