

BERGISCHE UNIVERSITÄT



WUPPERTAL

**Kompakte Multimodenantennen für
Kommunikationsanwendungen**

vom Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik
der Bergischen Universität Wuppertal
genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
eines Doktor-Ingenieurs

von
Dipl.-Ing. Dietmar Eßer
aus
Wuppertal

Wuppertal, November 2006

Tag der mündlichen Prüfung: 17.11.2006
Referent: Prof. Dr.-Ing. Heinz Chaloupka
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Volkert Hansen

Diese Dissertation kann wie folgt zitiert werden:

urn:nbn:de:hbz:468-20060582

[<http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=urn%3Anbn%3Ade%3A468-20060582>]

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter der Fachgruppe Höchstfrequenztechnik im Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik der Bergischen Universität Wuppertal.

Vor allem möchte ich mich bei meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Heinz Chaloupka bedanken, der mir die Möglichkeit zur Promotion gab und dessen persönliches Engagement sowie ständige Diskussionsbereitschaft maßgeblich zum guten Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Volkert Hansen danke ich für die bereitwillige Übernahme des Korreferates.

Meinen beiden Kollegen Herrn Gregor Kotyrba und Herrn Martin Kaluza danke ich herzlich für die mehrjährige gute Zusammenarbeit sowie ihre stetige Hilfsbereitschaft und Unterstützung. Weiterhin danke ich meinem ehemaligen Kollegen Herrn Dr.-Ing. Xin Wang, dessen Dissertation einen Ausgangspunkt für die vorliegende Arbeit darstellte.

Für die Hilfe beim Erstellen von Abbildungen und technischen Zeichnungen gilt mein Dank Frau Angela Rauhaus.

Frau Jutta Bingel und Frau Sonja Gruntz danke ich für ihre wertvolle Unterstützung in organisatorischen Angelegenheiten.

Wuppertal, im November 2006

Dietmar Eßer

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	v
Liste häufig verwendeter Symbole	viii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Inhalt	3
2 Allgemeine Beschreibung von Mehrfachantennen	5
2.1 Kenngrößen von Mehrfachantennen im Sende- und Empfangsfall	5
2.1.1 Streumatrix der Mehrfachantenne	6
2.1.2 Mehrfachantenne im Sendefall	7
2.1.2.1 Anpassung und Verkopplung von Toren	7
2.1.2.2 Komplexe Vektorrichtcharakteristiken für Tore	8
2.1.2.3 Mittlerer effektiver Gewinn und Korrelation	9
2.1.2.4 Bandbreite	12
2.1.3 Mehrfachantenne im Empfangsfall	13
2.2 Funktionalanalytische Beschreibung von Mehrfachantennen	15
2.2.1 Unitärer Raum von Richtcharakteristiken	15
2.2.1.1 Funktionenraum	16
2.2.1.2 Skalarprodukt	16
2.2.1.3 Norm	17
2.2.1.4 Basis und Dimension	18
2.2.2 Zusammenhang mit Antennenkenngrößen	19
2.3 Kurze Zusammenfassung	20

3	Multimodenantennen: Prinzip, Entwurfskonzepte	21
3.1	Anforderungen an kompakte Mehrfachantennen	22
3.2	Multimodenantennen im Vergleich zur Gruppe entkoppelter Einzelantennen	24
3.2.1	Mehrfachantennen als Gruppe von Einzelantennen	24
3.2.2	Mehrfachantennen als Multimodenantennen	25
3.3	Entwurfskonzepte für Multimodenantennen	26
3.3.1	Konzept A: Hinzufügen eines reaktiven Entkopplungsnetzwerkes	27
3.3.2	Konzept B: Hinzufügen parasitärer Elemente	30
3.3.2.1	Prinzip und Entwurfsverfahren	30
3.3.2.2	Beschreibung der Mehrwegekopplung über parasitäre Elemente	32
3.3.3	Konzept C: Direktentwurf einer Multimodenstruktur	34
3.3.4	Begrenzung der Zahl entkoppelter Tore bei vorgegebener Fre- quenzbandbreite	35
3.4	Eigenmodenanalyse	36
3.4.1	Basis aus Torrichtcharakteristiken	38
3.4.2	Diagonalisierung der Streumatrix	39
3.4.3	Eigenmodenkenngrößen	41
3.4.4	Basistransformation und Eigenmoden-RC	42
3.4.5	Orthogonalität und Torentkopplung	45
3.5	Kurze Zusammenfassung	47
4	Realisierungs- und Entwurfsbeispiele	49
4.1	Trimodenantenne	49
4.1.1	Antennenstruktur	50
4.1.2	Eigenmoden	51
4.1.2.1	Eigenwerte und -vektoren	51
4.1.2.2	Eigenmodenimpedanzen	53
4.1.3	Numerische Simulationen	55
4.1.3.1	Parameterstudie	55
4.1.3.2	Streuparameter	56
4.1.3.3	Richtcharakteristiken	57
4.1.4	Experimentelle Verifikation	59
4.2	Monopolantenne mit parasitären Elementen	60
4.2.1	Antennenstruktur	60
4.2.2	Numerische Simulationen	62
4.2.2.1	Wirkungsweise der parasitären Elemente	62
4.2.2.2	Torübersprechen und Richtcharakteristik	63

4.2.3	Experimentelle Verifikation	65
4.3	Kurze Zusammenfassung	67
5	Anwendung: Winkel-Zeit-Signalverarbeitung	68
5.1	Multimodenantennen als Winkelfilter	69
5.1.1	Winkelfilterung bei Einzelmodenempfang	69
5.1.2	Adaptive Winkelfilterung bei Multimodenempfang	71
5.2	Winkel-Zeit-Signalverarbeitung	77
5.2.1	Diversitätsempfang	78
5.2.2	MIMO mit Raummultiplex	80
5.3	Kurze Zusammenfassung	84
6	Rekonfigurierbare Multimodenantennen	86
6.1	Verfügbarkeit von Richtcharakteristiken	87
6.2	Parasitäre Elemente	90
6.3	Beschreibung des Entwurfsverfahrens	91
6.4	Realisierungsbeispiel: Monopolantenne	98
6.4.1	Numerische Untersuchungen	99
6.4.2	Experimentelle Untersuchungen	101
6.4.2.1	Antennenstruktur und mechanischer Aufbau	102
6.4.2.2	Elektronisch umschaltbare reaktive Belastung	103
6.4.2.3	Messergebnisse	104
6.5	Realisierungsbeispiel 2: Planare Antenne	106
6.5.1	Antennenstruktur	106
6.5.2	Umschaltkonzept	107
6.5.3	Funktionsweise der Kopplung zwischen Toren und Patchmoden	108
6.5.4	Numerische Untersuchungen	109
6.6	Kurze Zusammenfassung	111
7	Zusammenfassung	113
	Literaturverzeichnis	117

Abbildungsverzeichnis

1.1	Drahtlose Internetzugänge	2
2.1	Allgemeine Darstellung einer Mehrfachantenne	6
2.2	Welleneinfall im Empfangsfall	13
2.3	Winkel zwischen zwei Richtcharakteristiken	17
3.1	Größenbeschränkung durch kugelförmige Hüllfläche	22
3.2	Vergleich der Gruppe von Einzelstrahlern mit Multimodenantenne	25
3.3	Symbolische Darstellung einer Multimodenantenne	26
3.4	Übersicht über Entwurfskonzepte für Multimodenantennen	27
3.5	Veranschaulichung der Entwurfskonzepte für Multimodenantennen	28
3.6	Funktion des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerkes	29
3.7	Zweitorantenne aus gedruckten Monopolen mit Entkopplungsnetzwerk	30
3.8	Netzwerkmodell der Mehrwegkopplung	33
3.9	Mehrwegkopplung durch parasitäre Elemente	34
3.10	Eigenmoden einer Multimodenantenne	43
3.11	Eigenmodenrichtcharakteristiken	44
4.1	Trimodenantenne mit drei Toren	50
4.2	Stromverteilungen der drei Eigenmoden der Trimodenantenne	54
4.3	Parallelresonanzverhalten der Eigenmodenimpedanzen	55
4.4	Ergebnisse einer Parameterstudie der Trimodenantenne	56
4.5	Simulationsergebnisse der Trimodenantenne	57
4.6	Eigenmodenrichtcharakteristiken der Trimodenantenne	58
4.7	Fotos der Trimodenantenne	59

4.8	Frequenzabhängigkeit der Streuparameter der Trimodenantenne	59
4.9	Zweitor-Monopolantenne mit parasitären Elementen	60
4.10	Koppelschemata verfügbarer Wellentypen auf der Zweitor-Monopolantenne	61
4.11	Quasi-TEM-Welle auf der Mikrostreifenleitung	62
4.12	TE ₂₀ -Welle auf der Mikrostreifenleitung	63
4.13	Simulierte Transmissionsverläufe für verschiedene Betriebsarten	64
4.14	Amplitudenrichtcharakteristiken der Zweitor-Monopolantenne	64
4.15	Phasenverläufe des elektrischen Feldes	65
4.16	Foto der Zweitor-Monopolantenne	66
4.17	Gemessenes Transmissionsverhalten der Zweitor-Monopolantenne	66
5.1	Übertragungsszenario mit Mehrwegeausbreitung	69
5.2	Prinzip der Winkelfilterung	70
5.3	Empfang bei allgemeiner Einfallstrichtungsverteilung	71
5.4	Adaptive Winkelfilterung	72
5.5	Projektion des Einfallstrichtungsspektrums	73
5.6	MIMO-Übertragungsszenario	77
5.7	Diversitätsempfang mit Maximum-Ratio-Combining	78
5.8	Diversitätsempfang in einem Schmalbandsystem	80
5.9	Mittlere Bitfehlerrate für MRC und ohne Diversität	81
5.10	2×2-MIMO-System	82
5.11	Bell-Labs-Layered-Space-Time-Architecture (BLAST)	83
5.12	Erhöhung der Kanalkapazität bei MIMO mit Raummultiplex	84
6.1	Multimodenantenne an M Transceiver-Zweigen	87
6.2	Umschaltbare Eintorantenne und ESPAR-Antenne als Beispiel	88
6.3	Umschaltbare Multimodenantenne	89
6.4	Schaltschema mit parasitären Elementen	90
6.5	Blockschaltbild einer beschalteten Viertorantenne	91
6.6	Struktursymmetrie und reaktive Beschaltung der passiven Tore	95
6.7	Zweitormonopolantenne mit reaktiv beschalteten parasitären Elementen .	97
6.8	Frequenzabhängigkeit des Torübersprechens im unbeschalteten Fall . . .	98
6.9	Simulationsergebnisse der Monopolantenne	99
6.10	Simulierte Amplitudencharakteristiken der Zweitormonopolantenne . . .	100
6.11	Praktische Realisierung einer rekonfigurierbaren Zweitorantenne	101
6.12	Technische Zeichnung der Antennenelemente	102
6.13	Elektronische Beschaltung der parasitären Elemente	103
6.14	Vereinfachte Ersatzschaltbilder der beiden Schaltzustände	104

6.15	Schaltkreiseigenschaften der rekonfigurierbaren Zweitorantenne	104
6.16	Winkelabhängigkeit der Übertragungsfunktion	105
6.17	Planare rekonfigurierbare Antennenstruktur	106
6.18	Schaltschema der planaren Antennenstruktur	107
6.19	Koppelschema der planaren rekonfigurierbaren Zweitorantenne	108
6.20	Streuparameter der planaren rekonfigurierbaren Antenne	110
6.21	Simulierte Amplitudencharakteristiken der planaren Zweitorantenne . . .	111

Liste häufig verwendeter Symbole

RC	Richtcharakteristik
AEN	Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk
PE	parasitäre Elemente
Lin	lineare Hülle (Menge aller möglichen Linearkombinationen der Elemente eines Erzeugendensystems)
dim	Dimension eines Raumes
Kern	Lösungsraum des homogenen linearen Gleichungssystems
diag	Diagonalmatrix
det	Determinante
\times	kartesisches Produkt
\mathbb{C}	Körper der komplexen Zahlen
\mathbb{C}^2	kartesisches Produkt $\mathbb{C} \times \mathbb{C}$
\mathbb{R}^+	Menge der nicht negativen reellen Zahlen
μ_0	Permeabilitätskonstante: $4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$
ε_0	Dielektrizitätskonstante: $8,854 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$
ε_r	Dielektrizitätszahl
Z_0	Feldwellenwiderstand des freien Raumes: $120 \pi \Omega$
f	Frequenz

ω	Kreisfrequenz $2\pi f$
f_0	Betriebsfrequenz, Mittenfrequenz
Δf	Bandbreite
λ	Wellenlänge
λ_0	Freiraumwellenlänge
k_0	Freiraumwellenzahl
M	Anzahl der aktiven Tore einer Mehrfachantenne
N	Anzahl der Schaltzustände bei rekonfigurierbaren Antennen
\mathbf{E}	Einheitsmatrix
\mathbf{S}	Streumatrix
\mathbf{S}^*	\mathbf{S} konjugiert komplex
\mathbf{S}^T	\mathbf{S} transponiert
\mathbf{S}^+	\mathbf{S} konjugiert komplex transponiert
$S_{\mu\nu}$	Elemente der Streumatrix
a_m, b_m	Wellenkoeffizienten von ein- und auslaufender Welle an Tor m
\mathbf{a}, \mathbf{b}	Spaltenvektoren aus Wellenkoeffizienten
\mathbf{a}'_m	Eigenvektor der Streumatrix zu Eigenmode m
Γ'_m	Eigenwert der Streumatrix zu Eigenmode m
$\mathbf{\Gamma}'$	Diagonalmatrix aus allen Eigenwerten der Streumatrix
\mathbf{U}	orthogonale Matrix $[\mathbf{a}'_1 \dots \mathbf{a}'_M]$
Z'_m	Eigenmodenimpedanz von Eigenmode m
Λ'_m	Eigenmodenanpassungsfaktor von Eigenmode m
r	Entfernungscoordinate
Θ, Φ	Winkelkoordinaten für Sende- und Empfangsfall
P_{av}	verfügbare Leistung
P_{sc}	reflektierte Leistung
P_{in}	aufgenommene Leistung
P_{rad}	abgestrahlte Leistung
P_{rec}	empfangene Leistung
\vec{E}_{rad}	abgestrahltes elektrisches Fernfeld

\vec{E}_{inc}	elektrischen Feld der einfallenden Welle(n) / Einfallrichtungsspektrum
\vec{e}_{inc}	normiertes Einfallrichtungsspektrum
\vec{C}	Richtcharakteristik (gesamt)
\vec{C}_m	Torrlichtcharakteristik von Tor m
$\mathbf{C}(\Theta, \Phi)$	Matrix $[\vec{C}_1(\Theta, \Phi) \dots \vec{C}_M(\Theta, \Phi)]^T$
\vec{c}	normierte Richtcharakteristik (gesamt)
\vec{c}_m	normierte Torrlichtcharakteristik von Tor m
$\mathbf{c}(\Theta, \Phi)$	Matrix $[\vec{c}_1(\Theta, \Phi) \dots \vec{c}_M(\Theta, \Phi)]^T$
\vec{C}'_m	Eigenmodenrichtcharakteristik von Eigenmode m
\mathcal{B}	Basis von Torrlichtcharakteristiken
\mathcal{B}'	Basis von Eigenmodenrichtcharakteristiken
\mathcal{C}	unitärer Raum von Richtcharakteristiken
\langle, \rangle	Skalarprodukt in \mathcal{C}
$\ \cdot \ $	Norm in \mathcal{C}
\mathbf{K}_{diss}	Dissipationsmatrix
\mathbf{K}	Korrelationsmatrix
$K_{\mu\nu}$	Elemente der Korrelationsmatrix
$\kappa_{\mu\nu}$	Korrelation der Torrlichtcharakteristiken μ, ν
ϱ_m	mittlerer effektiver Gewinn von Tor m
$d\Omega$	Raumwinkeldifferenzial $\sin \Theta d\Theta d\Phi$
\mathbf{h}	MIMO-Kanalmatrix
\mathbf{w}	Vektor aus komplexen Gewichtungskoeffizienten

KAPITEL 1

Einleitung

1.1 Motivation

Die derzeitige Entwicklung der Kommunikationstechnik wird durch eine starke Zunahme an drahtlosen Multimedia-Diensten geprägt. Die Tendenz geht hierbei eindeutig in Richtung höherer Datenraten bei einem immer höher werdenden Mobilitätsgrad. Als Beispiele sind drahtlose Internetzugänge für die dritte Mobilfunkgeneration mit HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) oder auch die geplante Erweiterung des jetzigen WLAN-Standards (802.11 g) mit 54 Mbit/s auf 802.11 n mit Übertragungsraten von 108 bis 320 Mbit/s zu nennen (Abb. 1.1). Einer Erhöhung der Kanalkapazität (in bit/s) durch Vergrößerung der Frequenzbandbreite sind wegen der knappen und damit teuren Ressource „Frequenz“ enge Grenzen gesetzt. Damit müssen wegen des immer weiter ansteigenden Bedarfs an schnellen Datenkanälen neue Ressourcen erschlossen werden.

Neue Perspektiven dazu bieten Übertragungssysteme, welche auf der Empfangs- und/oder Sendeseite über mehrere voneinander „entkoppelte Antennen“ (Mehrfachantennen) verfügen [1]. Diese Mehrfachantennensysteme erlauben es, die Wellenausbreitungsrichtung für Senden (DOD - Direction of Departure) und Empfangen (DOA - Direction of Arrival) als neue Ressource zur Erhöhung der bandbreitenbezogenen Kanalkapazität (in bit/s/Hz)

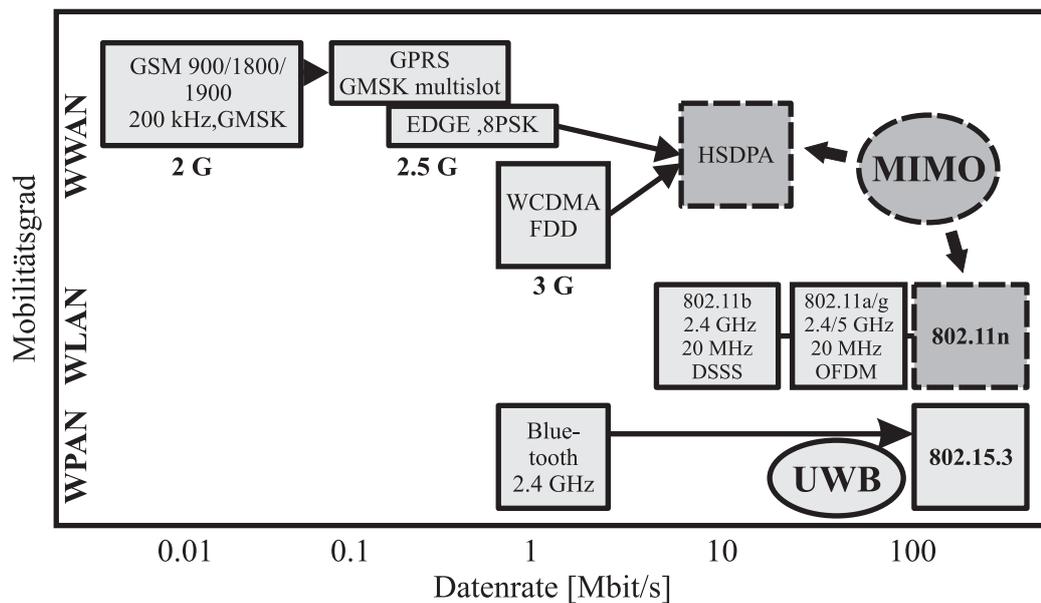


Abbildung 1.1: Zuordnung der verschiedenen Technologien drahtloser Internetzugänge zu Datenrate und zu Grad der Mobilität von Nahbereichsnetzen (WPAN) über lokale Netze (WLAN) bis zu Mobilfunknetzen (WWAN).

zu erschließen. Diese Erhöhung beruht auf einer Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes bei gleicher Sendeleistung (z. B. bei Empfangsdiversität) oder auf der Realisierung paralleler unabhängiger Übertragungskanäle unter Ausnutzung der Mehrwegeausbreitung. Spezielle Antennendiversitätsverfahren wie beispielsweise „Maximum-Ratio-Combining (MRC)“ [2] erlauben somit eine Überwindung der negativen Auswirkung der Mehrwegeausbreitung auf den Signal-Rausch-Abstand in Form von Fading in frequenzflachen Kanälen. Weiterhin können mit dem Einsatz sogenannter MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) - Systeme durch räumlichen Vielfachzugriff (Raum-Multiplex) voneinander unabhängige Kanäle zur parallelen Übertragung mehrerer Datenströme genutzt werden. Dies wird z.B. in den sogenannten Multi-Layer-Konzepten wie BLAST (Bell Labs Layered Space Time) [3] ausgenutzt. Hierdurch lässt sich eine beträchtliche Steigerung der Datenraten ohne Erhöhung der Bandbreiten erzielen.

Die Möglichkeit, mit Hilfe von Mehrfachantennensystemen eine dynamische Anpassung an die Kanaleigenschaften zu realisieren, kann auch im Sinne des Mehrfachzugriffs zur Unterdrückung von Gleichkanalinterferenzen (z. B. bei GSM) und Interferenzen durch Vielfachzugriff (Multiple-Access-Interference, z. B. bei WCDMA) [4] unter Ausnutzung unterschiedlicher Wellenausbreitungsrichtungen genutzt werden.

Möchte man solche Mehrfachantennen nun aber in mobile Terminals (z.B. PDA, Notebook etc.) implementieren, welche in ihren geometrischen Abmessungen stark beschränkt

sind, so erweist sich das konventionelle Konzept voneinander entkoppelter Strahlerelemente mit separaten Antennentoren [5] wegen des zur Entkopplung erforderlichen hohen Elementabstandes als unbrauchbar.

In dieser Arbeit wird darum ein neuartiges allgemeines Konzept für kompakte Mehrfachantennen präsentiert, welches als Ausgangspunkt zur Entwicklung von Antennen unterschiedlicher Funktionalität dient. Dieses Konzept basiert auf verschiedenen „Moden“, die eine gemeinsame Antennenstruktur nutzen und in kontrollierter Weise durch mehrere Antennentore angeregt werden. Die auf diesem Konzept basierenden Antennen werden in der vorliegenden Arbeit als Multimodenantennen bezeichnet und schließen den neuartigen Spezialfall von Antennen ein, die nicht mehr aus voneinander separierten Antennenelementen bestehen, sondern eine strahlende Einheit darstellen, die mehrere unverkoppelte Tore mit zugehörigen unkorrelierten Richtcharakteristiken zur Verfügung stellt.

1.2 Inhalt

Für den Entwurf der avisierten Multimodenantennen sowie der im letzten Teil der Arbeit vorgeschlagenen Konzepte zur Rekonfigurierbarkeit wird eine geeignete und präzise Charakterisierung der Strahlungs- und Schaltkreiseigenschaften benötigt, welche in Kapitel 2 dieser Arbeit eingeführt wird. Hier werden zunächst die wichtigen Kenngrößen von Mehrfachantennen für den Sende- und Empfangsfall eingeführt und gegenseitige Abhängigkeiten aufgezeigt. Im Mittelpunkt der Betrachtungen stehen die Torrichtcharakteristiken und ihre Korrelation, die Streumatrix sowie Zusammenhänge zwischen der Streumatrix und der Korrelationsmatrix für Torrichtcharakteristiken. In einem weiteren Teil dieses Kapitels wird erläutert, dass die Richtcharakteristiken als Elemente eines unitären Funktionenraumes aufgefasst werden können. Diese Betrachtungsweise bietet Vorteile für die Beschreibung des Verhaltens von Mehrfachantennen und wurde deshalb in dieser Arbeit gewählt.

In Kapitel 3 werden das allgemeine Prinzip von Multimodenantennen und Konzepte für deren Entwurf erläutert. Die Einführung des Begriffs „Multimodenantenne“ geschieht dazu zunächst an einem Vergleich mit dem konventionellen Prinzip einer Gruppe aus Einzelantennen. Daran anschließend sind einige Entwurfskonzepte (mittels Entkopplungsnetzwerken, parasitären Elementen oder für den Direktentwurf prädestinierten Geometrien) für Multimodenantennen beschrieben und die physikalischen Grenzen für die Kompaktheit bei vorgegebener Bandbreite erläutert. Abschließend wird dann das Prinzip des

Antennenentwurfs über Eigenmoden beschrieben, welches in bestimmten Fällen geometrischer Symmetrien Anwendung findet.

Mit Bezug auf die zuvor beschriebenen Realisierungskonzepte werden in Kapitel 4 geeignete Realisierungsbeispiele für Multimodenantennen in Form numerischer und experimenteller Ergebnisse präsentiert. Hierbei wird als erstes auf eine für Multimodenantennen repräsentative Antennenstruktur eingegangen, welche nicht mehr aus separierten (galvanisch getrennten) Antennenelementen besteht, sondern vielmehr eine strahlende Gesamtstruktur darstellt, die an verschiedenen Stellen mit Toren versehen ist, über die verschiedene Moden mit voneinander unkorrelierten Richtcharakteristiken angeregt werden. Somit besitzt diese Struktur die Funktionalität mehrerer Antennen, die allerdings die selbe kompakte Struktur nutzen. Das zweite Beispiel besteht aus einer Multimodenantenne mit zusätzlich in die Struktur eingebrachten strahlenden Substrukturen (parasitären Elementen), welche nicht direkt durch Tore gespeist werden. Dieses Prinzip bereitet damit auch die Grundlage für die später beschriebenen Konzepte zur Rekonfigurierbarkeit.

Das Kapitel 5 ist exemplarisch einigen Anwendungsmöglichkeiten für die vorgestellten Multimodenantennen gewidmet. Hier liegt der Schwerpunkt auf Verfahren zur räumlichen Mehrfachnutzung eines Übertragungskanal mit Mehrwegeausbreitung durch die Verwendung von Mehrfachantennen sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite. Hierzu wird zunächst die Funktion einer Mehrfachantenne als adaptives Winkelfilter beschrieben, welche die Grundlage für die anschließende Erläuterung von Verfahren der Winkel-Zeit-Signalverarbeitung bildet. In diesem Zusammenhang werden die Methode des Diversitätsempfangs und darauf aufbauend ein MIMO-Verfahren zur Realisierung eines Raum-Multiplex-Betriebs beschrieben.

Das letzte Kapitel beschäftigt sich mit einem Konzept zur Rekonfigurierbarkeit der verwendeten Antennen, d.h. dem Umschalten der Mehrfachantennen zwischen verschiedenen Zuständen, in denen jeweils ein anderer Satz von Richtcharakteristiken zur Verfügung steht. Die Motivation dafür ergibt sich aus dem Bedarf der Kostenersparnis für beispielsweise die im vorhergehenden Kapitel vorgestellten Übertragungssysteme, indem durch Umschalten neue Richtcharakteristiken verfügbar gemacht werden, ohne dabei auf kostspielige Weise die Anzahl der Transceiverzweige erhöhen zu müssen. Diese verschiedenen Sätze von simultanen Richtcharakteristiken stehen dabei nur sequentiell (nicht zeitgleich) zur Verfügung. Für dieses Konzept wird ein Entwurfsverfahren präsentiert, welches das in Kapitel 3 vorgestellte Prinzip der reaktiv beschalteten parasitären Elemente ausnutzt. Eine Verifikation erfolgt anhand von Simulationen und auch experimentell.

KAPITEL 2

Allgemeine Beschreibung von Mehrfachantennen

In diesem Kapitel wird eine allgemeine Charakterisierung der Strahlungs- und Schaltkreiseigenschaften von Mehrfachantennen eingeführt (vgl. [6]). Dazu werden die Mehrfachantennen zunächst im Sende- und Empfangsfall beschrieben. Abschließend wird eine funktionalanalytische Beschreibungsweise präsentiert, in der Richtcharakteristiken als Elemente eines unitären Funktionenraumes aufgefasst werden.

2.1 Kenngrößen von Mehrfachantennen im Sende- und Empfangsfall

Nachfolgend sollen nun die wichtigsten Sende- und Empfangskenngrößen von Mehrfachantennen beschrieben werden. Dazu gehören insbesondere die durch die Streumatrix charakterisierten Toreigenschaften, der Begriff der Torrichtcharakteristik, ein Maß für die Ähnlichkeit von Torrichtcharakteristiken und eine sinnvolle Definition für die Frequenzbandbreite.

Diese Erläuterungen sind dabei auf die in Abb. 2.1 skizzierte allgemeine Mehrfachantennenstruktur bezogen, für die Linearität und Reziprozität als einzige Annahme vorausge-

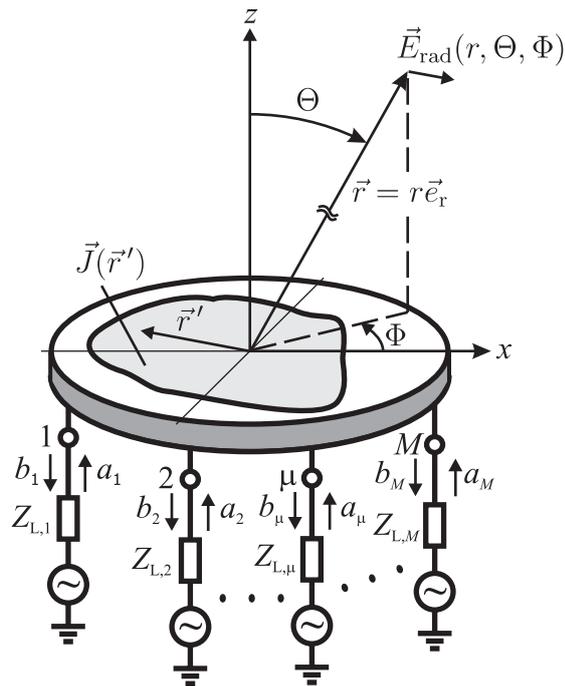


Abbildung 2.1: Allgemeine Darstellung einer Mehrfachantenne. Mehrere Tore speisen eine gemeinsame Struktur. Speisung aller Tore (allgemeiner Fall) führt zu Strahlungsfeld $\vec{E}_{\text{rad}}(r, \Theta, \Phi)$ im Aufpunkt \vec{r} (Koordinaten r, Θ, Φ) der Quellenstromverteilung $\vec{J}(\vec{r}')$ im Quellenvolumen V' mit Ortsvektor \vec{r}' .

setzt sind. Die Struktur ist als eine M -fach-Antenne (M -Tor-Antenne) an M verschiedenen Stellen mit einem Tor, also insgesamt mit M Toren versehen.

2.1.1 Streumatrix der Mehrfachantenne

Bezüglich ihrer Toreigenschaften ist eine M -fach-Antenne durch ihre symmetrische Impedanzmatrix \mathbf{Z} vom Typ $M \times M$ beschreibbar. Die Elemente der Impedanzmatrix sind allerdings wegen ihrer Abschlussbedingung (Leerlauf) nicht als Betriebsparameter geeignet, da die M -Tor-Antenne an ihren Toren $m \in \{1, \dots, M\}$ normalerweise mit Lastimpedanzen $Z_{L,m}$ beschaltet ist.

Eine bessere Beschreibung liefert daher die ebenfalls symmetrische $M \times M$ -Streumatrix \mathbf{S} mit für den Betrieb geeigneten Abschlussbedingungen. Mit

$$\mathbf{Z}_L = \text{diag}(Z_{L,1}, \dots, Z_{L,M})$$

kann man eine normierte Impedanzmatrix \mathbf{z} als

$$\mathbf{z} = \mathbf{Z}_L^{-\frac{1}{2}} \mathbf{Z} \mathbf{Z}_L^{-\frac{1}{2}}$$

angeben, aus der dann für die Streumatrix

$$\mathbf{S} = (\mathbf{z} - \mathbf{E})(\mathbf{z} + \mathbf{E})^{-1}$$

mit \mathbf{E} als Einheitsmatrix folgt [7].

2.1.2 Mehrfachantenne im Sendefall

Geht man im Sendefall von einer Speisung der M Tore mit Wellen repräsentiert durch den Vektor aus Wellenkoeffizienten $\mathbf{a} = [a_1 \dots a_M]^T$ aus, so erhält man die an den Toren herauslaufenden Wellen $\mathbf{b} = [b_1 \dots b_M]^T$ über die Streumatrix \mathbf{S} zu

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \mathbf{a} \quad . \quad (2.1)$$

Für die Wellenkoeffizienten gilt dabei, dass mit

$$|\mathbf{a}|^2 = P_{\text{av}} \quad \text{und} \quad |\mathbf{b}|^2 = P_{\text{sc}} \quad (2.2)$$

die insgesamt an allen Toren verfügbare bzw. herauslaufende Leistung ist. Die bei Speisung mit $\mathbf{a} = [a_1 \dots a_M]^T$ von den Toren der Antenne aufgenommene Leistung P_{in} ergibt sich dann mit den Gl. (2.1) und (2.2) zu

$$P_{\text{in}} = |\mathbf{a}|^2 - |\mathbf{b}|^2 = \mathbf{a}^+ \mathbf{a} - \mathbf{b}^+ \mathbf{b} = \mathbf{a}^+ (\mathbf{E} - \mathbf{S}^+ \mathbf{S}) \mathbf{a} \quad . \quad (2.3)$$

2.1.2.1 Anpassung und Verkopplung von Toren

Im Fall von Übersprechen zwischen den Toren $\mu, \nu \in \{1, \dots, M\}$ wird dies durch von Null verschiedene Nebendiagonalelemente

$$S_{\mu\nu} \neq 0 \quad ; \quad \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \wedge \mu \neq \nu$$

und die Fehlanpassung eines Tores $\mu \in \{1, \dots, M\}$ durch das Hauptdiagonalelement

$$S_{\mu\mu} = 0 \quad ; \quad \mu \in \{1, \dots, M\}$$

beschrieben. Eine Antenne mit entkoppelten und angepassten Toren besitzt dann idealerweise die Streumatrix

$$\mathbf{S} = \mathbf{0} \quad .$$

2.1.2.2 Komplexe Vektorrichtcharakteristiken für Tore

In diesem Abschnitt wird nun die komplexe Vektorrichtcharakteristik eines Antennentores eingeführt, welche eine zentrale Größe für Mehrfachantennen und insbesondere für die in Abschnitt 3 eingeführten Multimodenantennen ist.

Die Speisung der Tore der in Abb. 2.1 gezeigten Mehrfachantenne hat eine äquivalente Stromdichteverteilung $\vec{J}(\vec{r}')$ im Quellenvolumen V' der Antenne beschrieben durch den Ortsvektor \vec{r}' zur Folge, welche das elektrische Fernfeld $\vec{E}_{\text{rad}}(r, \Theta, \Phi)$ im Aufpunkt \vec{r} mit den Koordinaten r, Θ, Φ erzeugt. Dieses Fernfeld setzt sich aus den Beiträgen der einzelnen Tore $m \in \{1, \dots, M\}$ in der Form

$$\vec{E}_{\text{rad},m}(r, \Theta, \Phi) = \sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \vec{C}_m(\Theta, \Phi) a_m \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\}$$

mit $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$ und $Z_0 = 120\pi \Omega$ (Feldwellenwiderstand des freien Raumes) zu

$$\vec{E}_{\text{rad}}(r, \Theta, \Phi) = \sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sum_{m=1}^M a_m \vec{C}_m(\Theta, \Phi) \quad (2.4)$$

zusammen. Die Funktion \vec{C}_m heißt komplexe Vektorrichtcharakteristik oder kurz **Torrichtcharakteristik** von Tor $m \in \{1, \dots, M\}$ für den Fall, dass Tor m mit a_m gespeist wird, während die einlaufenden Wellen an allen anderen Toren mit

$$a_\zeta = 0 \quad \forall \zeta \in \{1, \dots, M\} \setminus \{m\}$$

verschwinden. Die Funktionswerte $\vec{C}_m(\Theta, \Phi)$ können in der Form

$$\vec{C}_m(\Theta, \Phi) = \left| \vec{C}_m(\Theta, \Phi) \right| e^{j\Psi_m(\Theta, \Phi)} \vec{q}_m(\Theta, \Phi) \quad (2.5)$$

angegeben werden und repräsentieren damit die Winkelabhängigkeit von Betrag, Phase und Polarisation des Antennenfernfeldes, wobei mit $\vec{q}_m(\Theta, \Phi) \in \mathbb{C}^2$ und

$$|\vec{q}_m(\Theta, \Phi)| = \sqrt{\vec{q}_m^*(\Theta, \Phi) \cdot \vec{q}_m(\Theta, \Phi)} = 1$$

der Polarisationsvektor beschrieben ist. Fasst man die Bilder der Torrichtcharakteristiken $\vec{C}_1(\Theta, \Phi), \dots, \vec{C}_M(\Theta, \Phi)$ in einer Matrix

$$\mathbf{C}(\Theta, \Phi) = \left[\vec{C}_1(\Theta, \Phi) \dots \vec{C}_M(\Theta, \Phi) \right]^T \quad (2.6)$$

zusammen, lässt sich damit das gesamte elektrische Feld entsprechend Gl. (2.4) auch kompakt als

$$\vec{E}_{\text{rad}}(r, \Theta, \Phi) = \sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \mathbf{C}^T(\Theta, \Phi) \mathbf{a}$$

angeben und die zugehörige Gesamtrichtcharakteristik \vec{C} ergibt sich als Linearkombination aus den einzelnen Torrichtcharakteristiken \vec{C}_m zu

$$\vec{C}(\Theta, \Phi) = \sum_{m=1}^M c_m \vec{C}_m(\Theta, \Phi) \quad ; \quad c_m \in \mathbb{C} \quad \forall m \in \{1, \dots, M\} \quad (2.7)$$

mit einem Satz von M komplexen Linearfaktoren c_m .

2.1.2.3 Mittlerer effektiver Gewinn und Korrelation

Definiert man mit

$$k_{\mu\nu} = \vec{C}_\mu^*(\Theta, \Phi) \cdot \vec{C}_\nu(\Theta, \Phi) \quad ; \quad \mu, \nu \in \{1, \dots, M\}$$

die Elemente einer $M \times M$ -Matrix $\mathbf{k}(\Theta, \Phi)$ als Skalarprodukt aus den Bildern der Torrichtcharakteristiken in \mathbb{C}^2 , lässt sich damit die zum Fernfeld der Antenne gehörende Strahlungsdichte durch

$$S_{\text{rad}}(r, \Theta, \Phi) = \frac{1}{2Z_0} \left| \vec{E}_{\text{rad}}(r, \Theta, \Phi) \right|^2 = \frac{1}{4\pi r^2} \mathbf{a}^+ \mathbf{k}(\Theta, \Phi) \mathbf{a}$$

bestimmen. Für die abgestrahlte Leistung folgt dann

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi S_{\text{rad}}(r, \Theta, \Phi) r^2 \sin \Theta d\Theta d\Phi = \mathbf{a}^+ \mathbf{K} \mathbf{a} \quad . \quad (2.8)$$

\mathbf{K} ist eine hermitesche $M \times M$ -Matrix, für deren Elemente mit $\mu, \nu \in \{1, \dots, M\}$

$$K_{\mu\nu} = \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \vec{C}_{\mu}^*(\Theta, \Phi) \cdot \vec{C}_{\nu}(\Theta, \Phi) d\Omega \quad ; \quad d\Omega = \sin \Theta d\Theta d\Phi \quad (2.9)$$

gilt, und wird als **Korrelationsmatrix** bezeichnet.

Die Hauptdiagonalelemente von \mathbf{K} entsprechen mit

$$\varrho_m = K_{mm} = \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} |\vec{C}_m(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\} \quad (2.10)$$

dem **mittleren effektiven Gewinn** von Tor m über alle Winkel (Richtungen auf der Einheitskugel). Aus Gl. (2.8) erhält man dann für die abgestrahlte Leistung $P_{\text{rad},m}$ im Falle der Speisung eines einzigen Tores m mit a_m

$$\frac{P_{\text{rad},m}}{P_{\text{av},m}} = K_{mm} = \varrho_m \quad , \quad (2.11)$$

wenn mit $P_{\text{av},m} = |a_m|^2$ die verfügbare Leistung an Tor m bezeichnet ist. Der mittlere effektive Gewinn ϱ_m beinhaltet damit die Gewinnreduktion auf Grund von Dissipationsverlusten, Fehlanpassung von Tor m und Übersprechen zu den anderen Toren $\zeta \in \{1, \dots, M\} \setminus \{m\}$. Die **effektive Gewinnfunktion** von Tor m ergibt sich dann aus dem Integranden von Gl. 2.10 zu

$$g_m(\Theta, \Phi) = \left| \vec{C}_m(\Theta, \Phi) \right|^2 \quad . \quad (2.12)$$

Mit Hilfe des mittleren effektiven Gewinns ϱ_m lassen sich die Torrichtcharakteristiken \vec{C}_m in der Form

$$\vec{c}_m(\Theta, \Phi) = \frac{\vec{C}_m(\Theta, \Phi)}{\sqrt{\varrho_m}} \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\} \quad (2.13)$$

normieren. Damit gilt

$$\frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} |\vec{c}_m(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega = 1 \quad .$$

Für die Matrix aus den Bildern der normierten Torrichtcharakteristiken $\mathbf{c}(\Theta, \Phi)$ gilt dann

mit Gl. (2.6)

$$\mathbf{c}(\Theta, \Phi) = [\mathbf{c}_1(\Theta, \Phi) \dots \mathbf{c}_M(\Theta, \Phi)]^T = \text{diag} \left(\frac{1}{\sqrt{\varrho_1}}, \dots, \frac{1}{\sqrt{\varrho_M}} \right) \mathbf{C}(\Theta, \Phi) \quad . \quad (2.14)$$

Diese Art der Normierung erweist sich für die in Abschnitt 5.1 beschriebene Winkel-
filtrung mit Mehrfachantennen als hilfreich.

Aus den Nebendiagonalelementen der Korrelationsmatrix \mathbf{K} lässt sich weiterhin über

$$\kappa_{\mu\nu} = \frac{|K_{\mu\nu}|}{\sqrt{K_{\mu\mu}}\sqrt{K_{\nu\nu}}} = \frac{|K_{\mu\nu}|}{\sqrt{\varrho_\mu}\sqrt{\varrho_\nu}} \quad ; \quad \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \quad (2.15)$$

mit $0 \leq \kappa_{\mu\nu} \leq 1$ ein Maß für die Ähnlichkeit zweier Richtcharakteristiken \vec{C}_μ, \vec{C}_ν einführen, welches als **Korrelation** bezeichnet wird. Zwei unkorrelierte Torrichtcharakteristiken heißen dann auch orthogonal und es gilt:

$$\vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \text{ unkorreliert} \iff \kappa_{\mu\nu} = 0 \iff \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \text{ orthogonal}$$

Außerdem kann man leicht nachrechnen, dass für die Korrelation zweier gleicher Richtcharakteristiken

$$\vec{C}_\mu = \vec{C}_\nu \implies \kappa_{\mu\nu} = 1 \quad ; \quad \mu, \nu \in \{1, \dots, M\}$$

gilt.

Ein Teil P_{diss} der von den Antennentoren aufgenommenen Leistung P_{in} (Gl. 2.3) wird nicht von der Antenne abgestrahlt, sondern von der Antenne dissipiert (Verluste), so dass

$$P_{\text{rad}} = P_{\text{in}} - P_{\text{diss}}$$

gilt. P_{diss} lässt sich über eine positiv definite hermitesche **Dissipationsmatrix** \mathbf{K}_{diss} entsprechend

$$P_{\text{diss}} = \mathbf{a}^+ \mathbf{K}_{\text{diss}} \mathbf{a} \quad (2.16)$$

ausdrücken, woraus man mit den Gl. (2.3) und (2.8) für die Korrelationsmatrix

$$\mathbf{K} = \mathbf{E} - \mathbf{S}^+ \mathbf{S} - \mathbf{K}_{\text{diss}} \quad (2.17)$$

erhält.

Mit Hilfe der Korrelationsmatrix lässt sich bereits jetzt eine für den Entwurf der avisierten Multimodenantennen wichtige Schlussfolgerung ziehen:

Seien \vec{C}_μ, \vec{C}_ν die den Toren μ, ν zugeordneten Torrichtcharakteristiken, dann gilt unter Vernachlässigung der Verluste mit $\mathbf{K}_{\text{diss}} = \mathbf{0}$ die Aussage:

$$S_{\mu\nu} = 0 \quad \wedge \quad \mu \neq \nu \quad \implies \quad \kappa_{\mu\nu} = 0$$

Und in Worten: Sind die Tore μ und ν voneinander entkoppelt, so ist dies eine hinreichende (keine notwendige) Bedingung dafür, dass die diesen Toren zugeordneten Torrichtcharakteristiken \vec{C}_μ und \vec{C}_ν orthogonal und damit unkorreliert $\kappa_{\mu\nu} = 0$ sind.

Der Beweis dieser Aussage ist mit Gl. 2.17 evident.

2.1.2.4 Bandbreite

Alle bisher eingeführten Größen wie der mittlere effektive Gewinn, die Korrelation und die Streuparameter sind frequenzabhängig. Es gibt nun verschiedene Möglichkeiten, eine Frequenzbandbreite für Mehrfachantennen einzuführen. Eine sinnvolle Definition einer Bandbreite, bezogen auf ein Antennentor m kann über die Frequenzabhängigkeit des mittleren effektiven Gewinns des Tores m aus Gl. (2.10)

$$\varrho_m(f) = 1 - K_{\text{diss},mm}(f) - \sum_{\nu=1}^M |S_{\nu m}(f)|^2$$

geschehen, für den unter Vernachlässigung der Verluste

$$\varrho_m(f) = 1 - \sum_{\nu=1}^M |S_{\nu m}(f)|^2$$

gilt. Damit repräsentiert der mittlere effektive Gewinn $\varrho_m(\omega)$ in Abhängigkeit von der Frequenz die Anpassung von Tor m aber auch das Übersprechen zu den anderen Toren $\nu \neq m$. Bei Eintorantennen wird sehr oft das Kriterium $VSWR < 2$ zur Definition der sogenannten Anpassungsbandbreite verwendet. Dies ist gleichbedeutend mit der Forderung, dass

$$1 - \sum_{\nu=1}^M |S_{\nu m}(f)|^2 > \frac{8}{9}$$

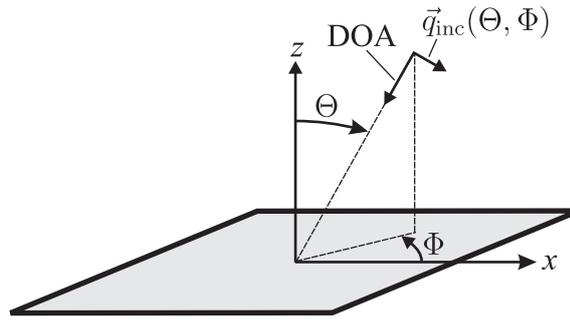


Abbildung 2.2: Einfallende Welle mit Einfallrichtung (DOA: Direction of Arrival) beschrieben durch Winkelpaar $[\Theta \ \Phi]$ und Polarisation $\vec{q}_{inc}(\Theta, \Phi)$ am Ort der Empfangsantenne.

gelten muss. Somit führt diese Erweiterung des Bandbreitenkriteriums für Mehrtorantennen auf

$$\sum_{\nu=1}^M |S_{\nu m}(f)|^2 < \frac{1}{9} \quad \forall f : |f - f_0| \leq \frac{(\Delta f)_m}{2} \quad (2.18)$$

mit f_0 als Mittenfrequenz und $(\Delta f)_m$ als **torbezogene Bandbreite**. Zu beachten ist, dass sich diese Bandbreiten­definition nicht nur auf die Anpassung bezieht, sondern auch das Übersprechen zwischen den Toren mit einbezogen ist und dass jedes Tor $m \in \{1, \dots, M\}$ eine eigene torbezogene Bandbreite besitzt.

2.1.3 Mehrfachantenne im Empfangsfall

Als Ergänzung der für den Sendefall beschriebenen Kenngrößen werden in diesem Abschnitt die grundsätzlichen Empfangseigenschaften erläutert. Dazu betrachte man Abb. 2.2, welche den Einfall einer Welle aus einer festen Richtung (DOA) beschrieben durch das Winkelpaar $[\Theta \ \Phi]$ darstellt. Die Polarisation des einfallenden Feldes am Ort der Antenne ist dabei durch \vec{q}_{inc} beschrieben. Aus Reziprozitätsgründen gilt für die Torrichtcharakteristiken nach den Gl. (2.5) und (2.12) wie im Empfangsfall

$$\vec{C}_m(\Theta, \Phi) = \sqrt{g_m(\Theta, \Phi)} e^{j\Psi_m(\Theta, \Phi)} \vec{q}_m(\Theta, \Phi) \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\} \quad (2.19)$$

und das einfallende elektrische Feld kann am Ort der Antenne durch

$$\vec{E}_{inc}(\Theta, \Phi) = |\vec{E}_{inc}(\Theta, \Phi)| e^{j\varphi_{inc}(\Theta, \Phi)} \vec{q}_{inc}(\Theta, \Phi) \quad (2.20)$$

beschrieben werden, wenn $\varphi_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)$ die Phase und $\vec{q}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)$ mit

$$|\vec{q}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)| = \sqrt{\vec{q}_{\text{inc}}^*(\Theta, \Phi) \vec{q}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)} = 1$$

der Polarisationsvektor des einfallenden Feldes ist. Für die Strahlungsdichte des einfallenden Feldes erhält man dann

$$S_{\text{inc}}(\Theta, \Phi) = \frac{1}{2Z_0} \left| \vec{E}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi) \right|^2 . \quad (2.21)$$

Weiterhin kann man für jede Torrichtcharakteristik $m \in \{1, \dots, M\}$ eine Antennenwirkfläche $A_{w,m}(\Theta, \Phi)$ in Abhängigkeit der effektiven Gewinnfunktion aus Gl. (2.12) und der Projektion des Polarisationsvektors des einfallenden Feldes auf den der Torrichtcharakteristik in der Form

$$A_{w,m}(\Theta, \Phi) = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} g_m(\Theta, \Phi) |\vec{q}_m(\Theta, \Phi) \cdot \vec{q}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)|^2$$

angeben, aus der man mit

$$P_{\text{rec},m} = A_{w,m}(\Theta, \Phi) S_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)$$

die Empfangsleistung an Tor m bestimmen kann. Für diese Leistung erhält man damit

$$P_{\text{rec},m} = |b_m|^2 = \frac{\lambda_0^2}{8\pi Z_0} g_m(\Theta, \Phi) |\vec{q}_m(\Theta, \Phi) \cdot \vec{q}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)|^2 \left| \vec{E}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi) \right|^2 .$$

Für b_m gilt dann allgemein:

$$b_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{8\pi Z_0}} \sqrt{g_m(\Theta, \Phi)} \left| \vec{E}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi) \right| e^{j[\Psi(\Theta, \Phi) + \varphi_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)]} [\vec{q}_m(\Theta, \Phi) \cdot \vec{q}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi)]$$

Daraus kann man mit Gl. (2.19) und (2.20) schließlich den Ausdruck

$$b_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{8\pi Z_0}} \vec{C}_m(\Theta, \Phi) \cdot \vec{E}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi) \quad (2.22)$$

finden, und für den Einfall simultaner kohärenter Wellen aus allen Richtungen erhält man [8]

$$b_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{8\pi Z_0}} \cdot \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \vec{C}_m(\Theta, \Phi) \cdot \vec{E}_{\text{inc}}(\Theta, \Phi) d\Omega . \quad (2.23)$$

Die in Gl. (2.15) definierte Korrelation von Torrichtcharakteristiken steht in Zusammenhang mit der Korrelation der Signale an den zugehörigen Antennentoren nach Gl. (2.23),

die hier nicht explizit definiert wird. Im Falle einer räumlichen Gleichverteilung der Einfallrichtungen von Wellen mit zufälligen komplexen Amplituden stimmt die Korrelation der Torrichtcharakteristiken mit der Signalkorrelation überein [9, 10].

Im Rahmen der später eingeführten funktionalen Darstellungsweise entspricht Gl. (2.23) einer Projektion des einfallenden Feldes in den Raum der Richtcharakteristiken. Dieses Prinzip wird in Verbindung mit dem adaptiven Empfang einer Schar von einfallenden Wellen beliebiger Anzahl und Richtung über $M > 1$ simultane Richtcharakteristiken an M entkoppelten Antennentoren in Abschnitt 5.1.2 verallgemeinert dargestellt.

2.2 Funktionalanalytische Beschreibung von Mehrfachantennen

In diesem Abschnitt wird gezeigt, dass Richtcharakteristiken als Elemente eines speziellen Funktionenraumes aufgefasst werden können. Als Elemente eines solchen Raumes übernehmen die Richtcharakteristiken auch dessen Eigenschaften, und man kann die Gesetze und Operationen dieses Raumes auf die Richtcharakteristiken anwenden. Dies liefert signifikante Vorteile zur Analyse und Beschreibung von Mehrfachantennen und ihrer Kenngrößen.

2.2.1 Unitärer Raum von Richtcharakteristiken

Die in Abschnitt 2.1.2.2 eingeführten Richtcharakteristiken sind auf der Menge

$$\mathcal{D} = \left\{ [\Theta \ \Phi] \mid \Theta \in [0, \pi] \wedge \Phi \in [0, 2\pi] \right\}$$

definierte komplexe vektorwertige Funktionen der Art

$$\vec{C} : \mathcal{D} \supset \mathbb{R}^2 \longrightarrow \mathbb{C}^2 \quad ; \quad [\Theta \ \Phi] \longmapsto \vec{C}(\Theta, \Phi) \quad .$$

Die so erklärten Abbildungen (Funktionen) mit dem Namen \vec{C} heißen *Richtcharakteristiken (RC)* und die im vorherigen Abschnitt verwendeten mathematischen Ausdrücke $\vec{C}(\Theta, \Phi)$ heißen streng „RC-Bild des Arguments $[\Theta \ \Phi]$ unter der Abbildung \vec{C} “.

2.2.1.1 Funktionenraum

Sei nun \mathcal{C} die unendliche Menge der zu einer Mehrfachantenne gehörenden Richtcharakteristiken. Dann bildet die Menge \mathcal{C} mit der inneren Verknüpfung $+$ der Art

$$+ : \mathcal{C} \times \mathcal{C} \longrightarrow \mathcal{C} \quad ; \quad [\vec{C}_\mu \vec{C}_\nu] \longmapsto \vec{C}_\mu + \vec{C}_\nu$$

und der Verknüpfung mit einem Körperelement

$$\cdot : \mathbb{C} \times \mathcal{C} \longrightarrow \mathcal{C} \quad ; \quad [\alpha \vec{C}] \longmapsto \alpha \vec{C}$$

einen Vektorraum (Funktionenraum) über dem Körper \mathbb{C} der komplexen Zahlen. Die Verknüpfungen sind mit

$$[\vec{C}_\mu + \vec{C}_\nu](\Theta, \Phi) = \vec{C}_\mu(\Theta, \Phi) + \vec{C}_\nu(\Theta, \Phi) \quad (2.24)$$

und

$$[\alpha \vec{C}](\Theta, \Phi) = \alpha \vec{C}(\Theta, \Phi)$$

punktweise auf der Menge \mathcal{D} erklärt, womit sich die Vektorraumaxiome für diesen Fall nachweisen lassen.

2.2.1.2 Skalarprodukt

Führt man für diesen \mathbb{C} -Vektorraum mit \langle, \rangle ein inneres Produkt (Skalarprodukt) mit

$$\langle, \rangle : \mathcal{C} \times \mathcal{C} \longrightarrow \mathbb{C} \quad ; \quad [\vec{C}_\mu \vec{C}_\nu] \longmapsto \langle \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \rangle$$

ein, welches über die RC-Bilder durch

$$\langle \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \rangle = \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \vec{C}_\mu^*(\Theta, \Phi) \cdot \vec{C}_\nu(\Theta, \Phi) d\Omega \quad ; \quad d\Omega = \sin \Theta d\Theta d\Phi \quad (2.25)$$

erklärt wird, erhält man einen Prä-Hilbert-Raum.

Zwei Richtcharakteristiken $\vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \in \mathcal{C}$ heißen *orthogonal* genau dann, wenn ihr Skalar-

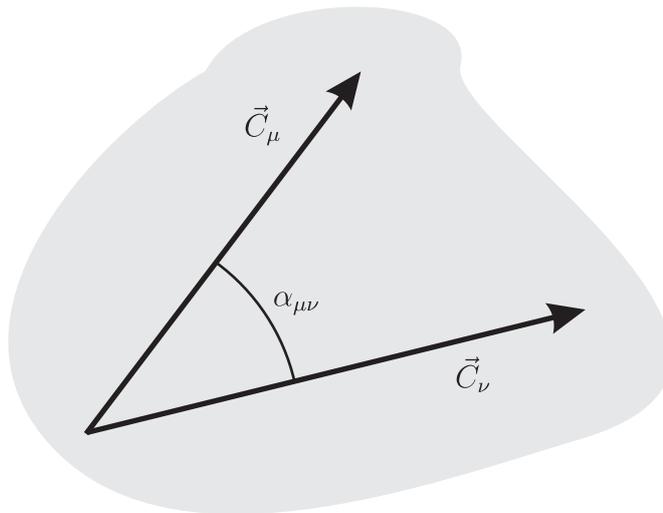


Abbildung 2.3: Veranschaulichung des formal eingeführten Winkels $\alpha_{\mu\nu}$ zwischen zwei Richtcharakteristiken (Illustration).

produkt mit

$$\langle \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \rangle = 0 \quad (2.26)$$

verschwindet.

Über das Skalarprodukt lässt sich an dieser Stelle rein formal ein Winkel $\alpha_{\mu\nu}$ zwischen zwei Richtcharakteristiken \vec{C}_μ, \vec{C}_ν einführen (Abb. 2.3). Für diesen Winkel erhält man

$$\cos \alpha_{\mu\nu} = \frac{|\langle \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \rangle|}{\|\vec{C}_\mu\| \|\vec{C}_\nu\|} . \quad (2.27)$$

Im Fall der Orthogonalität nach Gl. (2.26) nimmt dieser Winkel den Wert $|\alpha_{\mu\nu}| = \pi/2$ an, und im Fall von gleichen Richtcharakteristiken gilt $\alpha_{\mu\nu} = 0$.

2.2.1.3 Norm

Verwendet man nun das Skalarprodukt zur Erzeugung einer Norm $\|\cdot\|$ der Art

$$\|\cdot\| : \mathcal{C} \longrightarrow \mathbb{R}^+ ; \quad \vec{C} \longmapsto \|\vec{C}\|$$

mit

$$\|\vec{C}\| = \sqrt{\langle \vec{C}, \vec{C} \rangle} \quad (2.28)$$

sind alle Bedingungen erfüllt, dass mit \mathcal{C} ein **unitärer Raum von Richtcharakteristiken** vorliegt.

Für das Betragsquadrat der Norm einer Richtcharakteristik \vec{C} gilt dann mit Gl. (2.25)

$$\|\vec{C}\|^2 = \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} |\vec{C}(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega \quad ; \quad d\Omega = \sin \Theta d\Theta d\Phi \quad . \quad (2.29)$$

2.2.1.4 Basis und Dimension

Wie bereits in Abschnitt 2.1.2.2 beschrieben besitzt eine Mehrfachantenne mit W Toren eine W -elementige Menge von Torrichtcharakteristiken

$$\mathcal{C} = \{\vec{C}_1, \dots, \vec{C}_W\} \quad .$$

Ist mit \mathcal{C} nun der Raum aller mit dieser Antenne erzeugbaren Richtcharakteristiken bezeichnet, dann lässt sich nach Gl. (2.7) und (2.24) auch jede Richtcharakteristik $\vec{C} \in \mathcal{C}$ als lineares Kompositum

$$\vec{C} = \sum_{m=1}^W c_m \vec{C}_m \quad ; \quad c_m \in \mathbb{C} \quad \forall m \in \{1, \dots, W\}$$

darstellen. Damit ergibt sich \mathcal{C} als lineare Hülle

$$\mathcal{C} = \text{Lin } \mathcal{C}$$

aus der Menge \mathcal{C} als Erzeugendensystem von \mathcal{C} .

Die Dimension des RC-Raumes \mathcal{C} wird gegeben durch die maximale Anzahl der linear unabhängigen Elemente aus \mathcal{C} . Besitzt die Menge \mathcal{C} beispielsweise $M < W$ linear unabhängige Elemente $\{\vec{C}_1, \dots, \vec{C}_M\}$ (o. B. d. A.) und damit $W - M$ linear abhängige $\{\vec{C}_{M+1}, \dots, \vec{C}_W\}$, so lässt sich der gleiche Raum \mathcal{C} alleine durch die linear unabhängige Teilmenge $\mathcal{B} \subset \mathcal{C}$ über

$$\mathcal{C} = \text{Lin } \mathcal{B} = \text{Lin } \mathcal{C}$$

mit

$$\mathcal{B} = \{\vec{C}_1, \dots, \vec{C}_M\}$$

erzeugen. Die Menge \mathcal{B} stellt damit eine Basis des RC-Raumes \mathcal{C} dar. Damit sind die Torrichtcharakteristiken $\{\vec{C}_{M+1}, \dots, \vec{C}_W\}$ redundant, und die zugehörigen Tore können entfernt werden.

Im Folgenden wird bei allen Mehrfachantennen davon ausgegangen, dass diese Reduktion auf eine Basis von Torrichtcharakteristiken bereits geschehen ist.

2.2.2 Zusammenhang mit Antennenkenngrößen

Die in Abschnitt 2.1 eingeführten Kenngrößen von Mehrfachantennen lassen sich mittels der funktionalanalytischen Ausdrücke aus Abschnitt 2.2.1 verknüpfen. Dazu erhält man für eine M -Tor-Antenne zunächst für die Elemente $K_{\mu\nu}$ nach Gl. (2.9) der Korrelationsmatrix \mathbf{K} aus dem Skalarprodukt (Gl. (2.25))

$$K_{\mu\nu} = \langle \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \rangle \quad ; \quad \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \quad . \quad (2.30)$$

Der mittlere effektive Gewinn (Gl. (2.10)) ϱ_m von Tor m ist dann über

$$\varrho_m = K_{mm} = \langle \vec{C}_m, \vec{C}_m \rangle = \|\vec{C}_m\|^2 \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\}$$

mit der Norm (2.29) von \vec{C}_m verknüpft. Für die Norm der normierten Torrichtcharakteristiken aus Gl. (2.13) ergibt sich folglich und erwartungsgemäß

$$\|\vec{c}_m\| = 1 \quad m \in \{1, \dots, M\} \quad .$$

Mit Gl. (2.30) kann man nun auch die Korrelation (2.15) zweier Richtcharakteristiken $\vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \in \mathcal{C}$ durch

$$\kappa_{\mu\nu} = \frac{|\langle \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \rangle|}{\|\vec{C}_\mu\| \|\vec{C}_\nu\|}$$

ausdrücken. Mit dem in Gl. (2.27) definierten Winkel $\alpha_{\mu\nu}$ erhält man dann

$$\kappa_{\mu\nu} = \cos \alpha_{\mu\nu} \quad .$$

Die beiden Richtcharakteristiken \vec{C}_μ, \vec{C}_ν sind also unkorreliert genau dann, wenn für den Winkel $|\alpha_{\mu\nu}| = \pi/2$ gilt. Auf diese Veranschaulichung mit einem Winkel zwischen zwei Richtcharakteristiken (vgl. Abb. 2.3) wird später noch in Abschnitt 5.1.2 zur Erklärung der Projektion von einfallenden Feldern in den Raum von Richtcharakteristiken beim Mehrtorempfang mit Multimodenantennen zurückgegriffen.

2.3 Kurze Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde eine allgemeine Beschreibung von Mehrfachantennen (Mehrtorantennen) präsentiert.

Hierzu wurden die Anpassung und die Verkopplung der Antennentore durch die Elemente der Streumatrix beschrieben. Als zentrale Größe zur Beschreibung der Strahlungseigenschaften wurden Torrichtcharakteristiken als komplexe vektorwertige Funktionen eingeführt und als Maß für die Ähnlichkeit von Torrichtcharakteristiken ein Korrelationsfaktor definiert, welcher verschwindet, wenn die Torrichtcharakteristiken orthogonal (unkorreliert) sind. Dazu wurde gezeigt, dass sich orthogonale Torrichtcharakteristiken bei Vernachlässigung der Verluste als Konsequenz aus voneinander entkoppelten Toren ergeben.

Weiterhin wurde der mittlere effektive Gewinn bezogen auf ein Tor als Maß für die Gewinnreduktion durch Fehlanpassung, Dissipation und Übersprechen zu den anderen Toren eingeführt, über den darüber hinaus eine für Mehrfachantennen sinnvolle Definition der Frequenzbandbreite möglich ist.

Ergänzend wurde für den Empfangsfall ein Ausdruck angegeben, über den die Projektion des einfallenden Feldes in einen von den Torrichtcharakteristiken aufgespannten Funktionenraum beschrieben wird, dessen Eigenschaften abschließend erläutert wurden.

KAPITEL 3

Multimodenantennen: Prinzip, Entwurfskonzepte

Die vorliegende Arbeit behandelt Prinzipien und den Entwurf von Mehrfachantennen unter dem speziellen Gesichtspunkt einer Beschränkung der geometrischen Abmessungen auf ein Volumen mit der maximalen Linearabmessung von typisch $D \approx \lambda_0/2 \dots \lambda_0$. Diese Beschränkung der Größe für die Mehrfachantenne kann sich auf unterschiedliche Weise aus den verschiedenen Systemanwendungen von Kommunikationsantennen ergeben.

Bei mobilen Terminals kann das Terminalgehäuse im Extremfall einen Teil der Antennenstruktur bilden, womit sich die Antennenabmessung aus der Terminalabmessung ergibt. Beispiele für diesen Sonderfall sind zellulare Mobiltelefone und PDAs (Personal Digital Assistant) mit WLAN (Wireless Local Area Network).

Im Fall großer mobiler Terminals wie z. B. Notebooks mit WLAN ist zwar das zur Verfügung stehende Gehäuse deutlich größer, jedoch wird in diesem Fall nicht das Ziel verfolgt, das gesamte Gehäuse als Teil der Antenne auszubilden. Allerdings kann auch in solchen Fällen eine starke Einschränkung der Abmessungen bestehen, wenn die Antenne auf Grund des Einsatzzweckes für das Terminal auf ein kleines Teilvolumen (z. B. WLAN-Karte) beschränkt sein soll und das Terminalvolumen daher nicht von Mehrfachantennen bestehend aus räumlich verteilten Einzelantennen genutzt werden kann.

Ausgehend von diesen Größenbeschränkungen wird im Folgenden das Konzept der Mul-

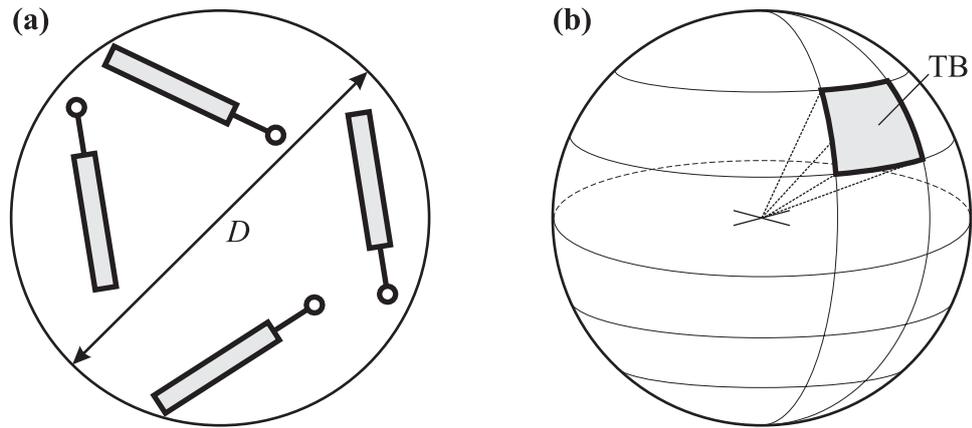


Abbildung 3.1: (a) Größenbeschränkung durch kleinste kugelförmige Hüllfläche mit Durchmesser D . (b) Einschränkung des Winkelbereichs für Senden und Empfangen auf einen wesentlich kleineren Teilbereich (TB) der kugelförmigen Hüllfläche.

timodenantennen eingeführt und geeignete Entwurfskonzepte für solche Antennen präsentiert. Abschließend wird die Beschreibung von Multimodenantennen mit Hilfe ihrer Eigenmoden erläutert, auf die in Abschnitt 4.1 zum Entwurf einer Trimodenantenne zurückgegriffen wird.

3.1 Anforderungen an kompakte Mehrfachantennen

Zur Beschreibung der Größenbeschränkung für das Mehrfachantennensystem wird entsprechend Abb. 3.1 a der Durchmesser D der kleinsten die Antennenstruktur (oder ihre äquivalenten Ströme) umschließenden kugelförmigen Hüllfläche verwendet.

Das Designziel ist nun, trotz starker Einschränkungen der Abmessungen eine ausreichende Anzahl M von entkoppelten Toren zu realisieren. Wie in den Abschnitten 2.1.2.3 und 2.2 beschrieben, ist eine Entkopplung und Anpassung dieser Tore notwendig, um eine Reduktion des mittleren effektiven Gewinns und damit eine Reduktion des Signal-Rausch-Abstandes im Gesamtsystem zu vermeiden. So folgt aus der Entkopplung der Tore entsprechend

$$S_{\mu\nu} = 0 \quad \forall \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \wedge \mu \neq \nu \quad ,$$

dass die zugehörigen Torrichtcharakteristiken unter Vernachlässigung der Verluste mit

$$\langle \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \rangle = 0 \quad \forall \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \wedge \mu \neq \nu \quad .$$

zueinander orthogonal sind. Damit bilden die Torrichtcharakteristiken der M -Tor-Antenne eine linear unabhängige Menge (Basis)

$$\mathcal{B} = \left\{ \vec{C}_1, \dots, \vec{C}_M \right\}$$

von Richtcharakteristiken, woraus sich ein M -dimensionaler unitärer Raum \mathcal{C} von Richtcharakteristiken aufspannen lässt.

Zusammengefasst besteht das Designziel in einer kompakten Antenne (max. $\lambda_0/2 \dots \lambda_0$) mit M unkorrelierten Richtcharakteristiken an M entkoppelten Toren.

Wird die Antenne in einem Mehrwegeausbreitungsszenario verwendet, in dem die zu den einzelnen Pfaden gehörenden Richtungen (DOA, DOD) näherungsweise auf der Einheitskugel gleichverteilt sind, stellt die bereits erwähnte Orthogonalität gleichzeitig eine gute Voraussetzung für die später beschriebenen Diversitätsanwendungen dar. Diese Annahme ist für mobile Terminals häufig gerechtfertigt.

Sollte andererseits der Winkelbereich (DOA, DOD) auf einen wesentlich kleineren Ausschnitt der Einheitskugel beschränkt sein, muss gefordert werden, dass die Torrichtcharakteristiken zusätzlich zur oben beschriebenen Orthogonalität (über Einheitskugel) auch in einem kleineren Teilbereich (TB) (Abb. 3.1 b) im Sinne von

$$\kappa_{\mu\nu}^{(\text{TB})} = \frac{\left| \int_{\Omega_{\text{TB}}} \vec{C}_\mu^*(\Theta, \Phi) \cdot \vec{C}_\nu(\Theta, \Phi) d\Omega \right|}{\sqrt{\int_{\Omega_{\text{TB}}} |\vec{C}_\mu(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega} \sqrt{\int_{\Omega_{\text{TB}}} |\vec{C}_\nu(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega}} \stackrel{!}{=} 0$$

orthogonal (unkorreliert) sind. Dies gilt beispielsweise für Antennen, die in größerer Höhe montiert werden, soll aber im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter verfolgt werden.

Eine hinreichend gute Entkopplung und Anpassung der Antennentore ist auf Grund physikalischer Einschränkungen nur in einem endlich breiten Frequenzintervall möglich. Daher stellt das Erreichen einer vorgegebenen erforderlichen Frequenzbandbreite (Abschnitt 2.1.2.4) einen weiteren Teil des Designziels.

3.2 Multimodenantennen im Vergleich zur Gruppe entkoppelter Einzelantennen

Eine Mehrfachantenne (=Mehrtorantenne) ist ganz allgemein eine Struktur, welche M Tore besitzt und bei Speisung dieser Tore Strahlungsfelder erzeugt, die man den Toren über Torrichtcharakteristiken eindeutig zuordnen kann. Bei einer idealen Mehrfachantenne sind alle Tore voneinander entkoppelt und angepasst, und die zugehörigen Torrichtcharakteristiken sind zueinander orthogonal.

Nachfolgend wird der für diese Arbeit zentrale Begriff der Multimodenantenne definiert und anhand des Vergleichs mit dem konventionellen Konzept einer Gruppe von Einzelantennen verglichen.

3.2.1 Mehrfachantennen als Gruppe von Einzelantennen

Das konventionelle Konzept besteht darin, eine Mehrfachantenne aus Einzelantennen aufzubauen [11] (gleiche oder verschiedene). Dabei wird angestrebt (Idealfall), dass das von der einzelnen Antenne in der Gruppe abgestrahlte Feld gleich dem Feld der allein stehenden Antenne ist und es damit auch kein Übersprechen zwischen den Antennen in der Gruppe gibt. Es wird also angestrebt, dass die die Gruppe bildenden Antennen (Elemente) voneinander entkoppelt sind. Jedes Element hat sein eigenes Tor und bei Speisung eines Tors wird nur das zugehörige Element erregt (Abb. 3.2 a). Dieser beschriebene Idealfall ist zwar in der Realität nicht erreichbar, da die Elemente im Allgemeinen immer verkoppelt sein werden. Bei diesem Konzept wird aber die Verkopplung der Elemente als Degradation (nicht wünschenswert) betrachtet, so dass man versucht, die Stärke der Verkopplung auf einen akzeptablen hinreichend kleinen Wert zu beschränken. Bei genügend kleiner Verkopplung der Antennen sind auch die zugehörigen Torrichtcharakteristiken in guter Näherung zueinander orthogonal [9, 12, 13] (vgl. auch Abschnitt 2.1.2.3).

Dieses Ziel der hinreichend geringen Verkopplung der Elemente erreicht man bei kopolaren Elementen durch einen genügend großen Abstand zwischen den Elementen von typischerweise $\geq \lambda_0/2$ oder durch Elemente mit orthogonaler Polarisation [14–16]. Ist man allerdings gezwungen, mehrere kopolare Elemente auf einem Volumen des Durchmessers von ca. einer halben Wellenlänge unterzubringen, so versagt dieses Konzept der hinreichend entkoppelten Elemente [17–19].

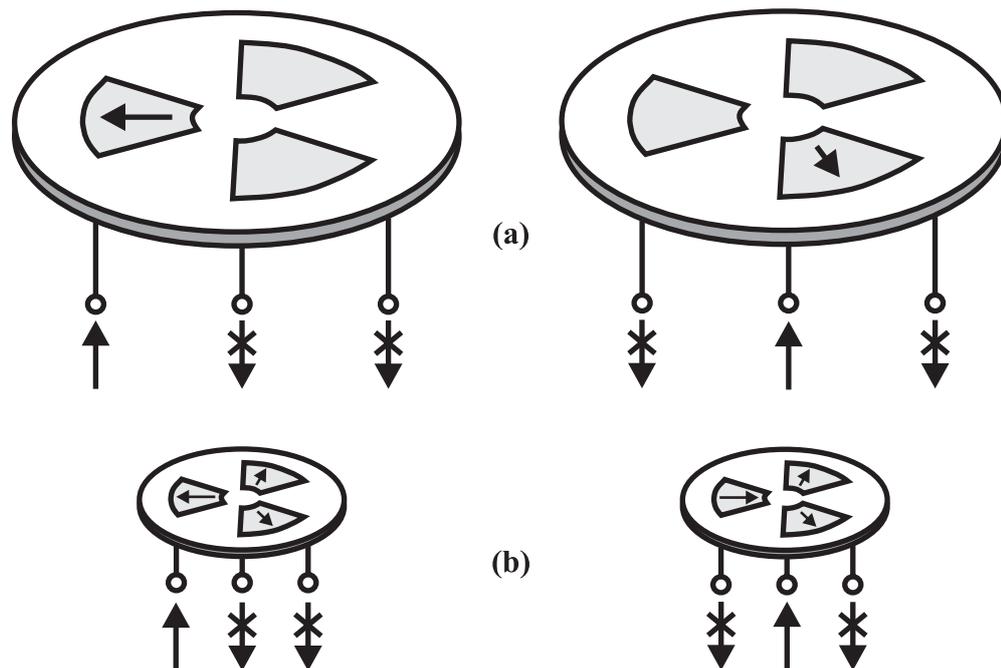


Abbildung 3.2: (a) Mehrfachantenne als Gruppe von Einzelstrahlern. Speisung eines Tors erregt nur zugehörige Teilstruktur. (b) Kompakte Mehrfachantenne als Multimodenantenne. Speisung eines Tors erregt gesamte Struktur. Unterschiedliche Moden gehören zu unterschiedlichen Toren.

3.2.2 Mehrfachantennen als Multimodenantennen

Aus der obigen Definition der idealen Mehrfachantenne (Mehrtoranantenne) geht hervor, dass die einzelnen Tore voneinander entkoppelt sein müssen. Dies bedeutet aber nicht, dass den Toren individuelle strahlende Teilstrukturen (Elemente) zugeordnet sein müssen, so dass bei Speisung eines Tors nur die zugehörige Teilstruktur erregt werden darf. Es ist also konzeptionell zulässig, eine geeignet gestaltete strahlende (Gesamt-)Struktur zu haben, so dass jedes Tor bei Speisung die gesamte (und gleiche) Struktur erregt (Abb. 3.2 b). Die zu den einzelnen Toren gehörigen „Erregungen“ (räumliche Verteilung der äquivalenten Stromdichte) müssen sich aber so unterscheiden, dass die Tore entkoppelt und damit auch die zugehörigen Torrichtcharakteristiken zueinander orthogonal sind. Bezeichnet man diese zu den einzelnen Toren gehörigen Feldverteilungen als **Moden** (beachte Unterschied zu späteren „Eigenmoden“), so erhält dieser Typ von Mehrfachantenne den Namen **Multimodenantenne**. Eine symbolische Darstellung einer solchen Antenne, die im weiteren Verlauf dieser Arbeit noch mehrfach verwendet wird, ist in Abb. 3.3 gezeigt. Der Vorteil dieses Konzepts ist, dass die zu den einzelnen Torrichtcharakteristiken gehörigen äquivalenten Stromverteilungen nicht mehr räumlich getrennt sein müssen. Dies ermöglicht bei vorgegebener Torzahl eine kompaktere Bauweise als das oben beschriebene Konzept der Realisierung von Mehrfachantennen aus schwach verkoppelten

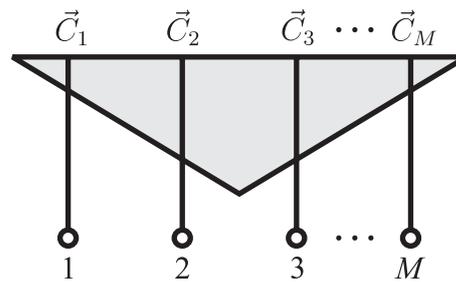


Abbildung 3.3: Symbolische Darstellung einer kompakten Mehrfachantenne im Sinne einer Multimodenantenne. Jedem Tor ist eindeutig eine Richtcharakteristik zugeordnet. Zuordnung von Richtcharakteristiken zu Antennenelementen entfällt.

Elementen. Bei strenger Betrachtung könnte man die konventionelle Mehrfachantenne aus Einzelantennen als Sonderfall der Multimodenantenne betrachten, es sei denn, dass man eine Zuordnung Tor-Element streng verbietet.

3.3 Entwurfskonzepte für Multimodenantennen

Wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben ist es vorteilhaft, Mehrfachantennen im Falle starker Größenbeschränkungen in Form von Multimodenantennen zu realisieren. In der Literatur [20–24] sind einige Multimodenantennen in Form sehr spezieller Strukturen bekannt. Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, verschiedene Ansätze für einen systematischen Entwurf solcher Antennen zu entwickeln und anhand von Designbeispielen mit Hilfe von Computersimulationen und auch experimentell zu verifizieren.

In diesem Abschnitt werden dazu drei verschiedene Entwurfskonzepte vorgestellt, welche sich nicht nur hinsichtlich des Entwurfs, sondern auch hinsichtlich der sich ergebenden Antennenstruktur unterscheiden. Jedes der Konzepte ermöglicht dabei eine gezielte Kontrolle der von der Antennenstruktur bereitgestellten Moden. Diese Konzepte sind mit der Übersicht aus Abb. 3.4 aufgegliedert, in Abb. 3.5 für den Fall von Zweitorantennen mit Bezug auf die Übersicht veranschaulicht und werden in den nachfolgenden Abschnitten erläutert.

An dieser Stelle sei bereits vermerkt, dass die Anwendbarkeit der erläuterten Entwurfsverfahren zwar an keinerlei Voraussetzungen an geometrische Symmetrien der zu entwerfenden Strukturen geknüpft ist, solche Symmetrien die Entwurfsprozedur jedoch sehr stark vereinfachen. In einem späteren Abschnitt (3.4) wird für eine Klasse von Antennen, welche bestimmte Symmetriebedingungen erfüllen, das Konzept der Eigenmoden einge-

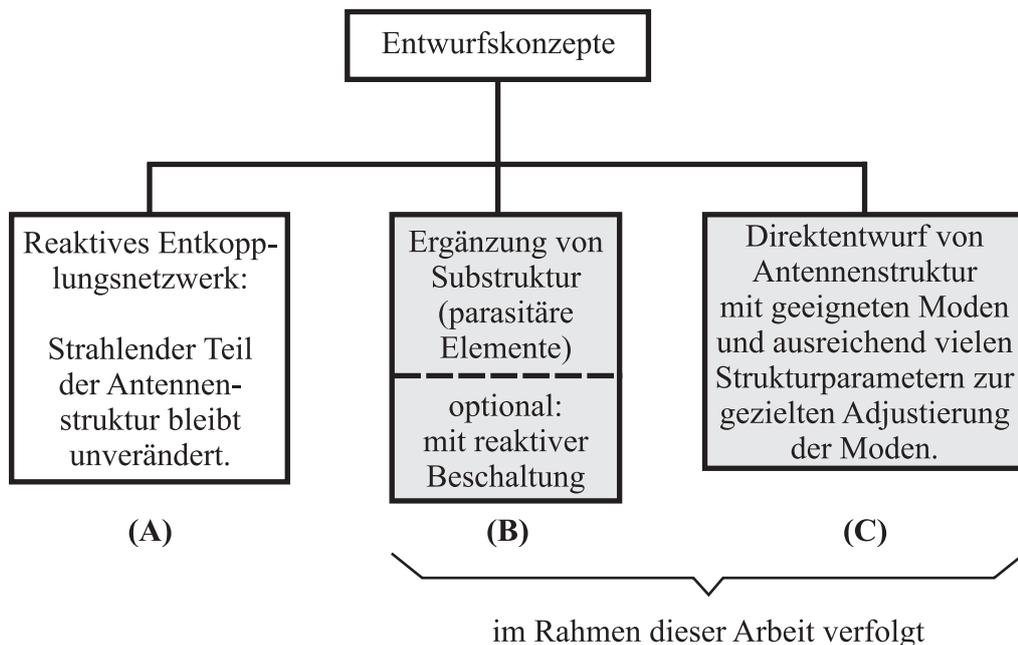


Abbildung 3.4: Übersicht über die Entwurfskonzepte für Multimodenantennen (zur Veranschaulichung siehe Abb. 3.5). **(A)** Abschn. 3.3.1. **(B)** Abschn. 3.3.2. **(C)** Abschn. 3.3.3.

führt. Dabei wird gezeigt, dass die allgemeine Forderung nach entkoppelten und angepassten Toren sich im Modell der Eigenmoden in der Forderung nach übereinstimmenden Modenimpedanzen niederschlägt.

3.3.1 Konzept A: Hinzufügen eines reaktiven Entkopplungsnetzwerkes

Der Ausgangspunkt ist eine Antennenstruktur mit geforderter Zahl M von Toren und zugehörigen Elementen, welche die Kompaktheitsanforderung erfüllt. Aufgrund der aus der Kompaktheit folgenden (unkonventionell) geringen Elementeabstände weisen die kopolaren Elemente und damit auch die zugehörigen Tore dieser Ausgangsstruktur eine starke Verkopplung auf. Wie bereits oben ausgeführt wurde, müssen im benutzten Frequenzbereich die Antennentore hinreichend entkoppelt werden, jedoch nicht die Antennenelemente.

Ausgehend von dieser Erkenntnis werden bei diesem Konzept mit Hilfe eines passiven (idealerweise verlustlosen) Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerkes (AEN) die verkopplten und nicht angepassten M Tore der Ausgangsstruktur (beschrieben durch die Streumatrix S) auf M „neue“ entkoppelte und angepasste Tore transformiert. Die dabei

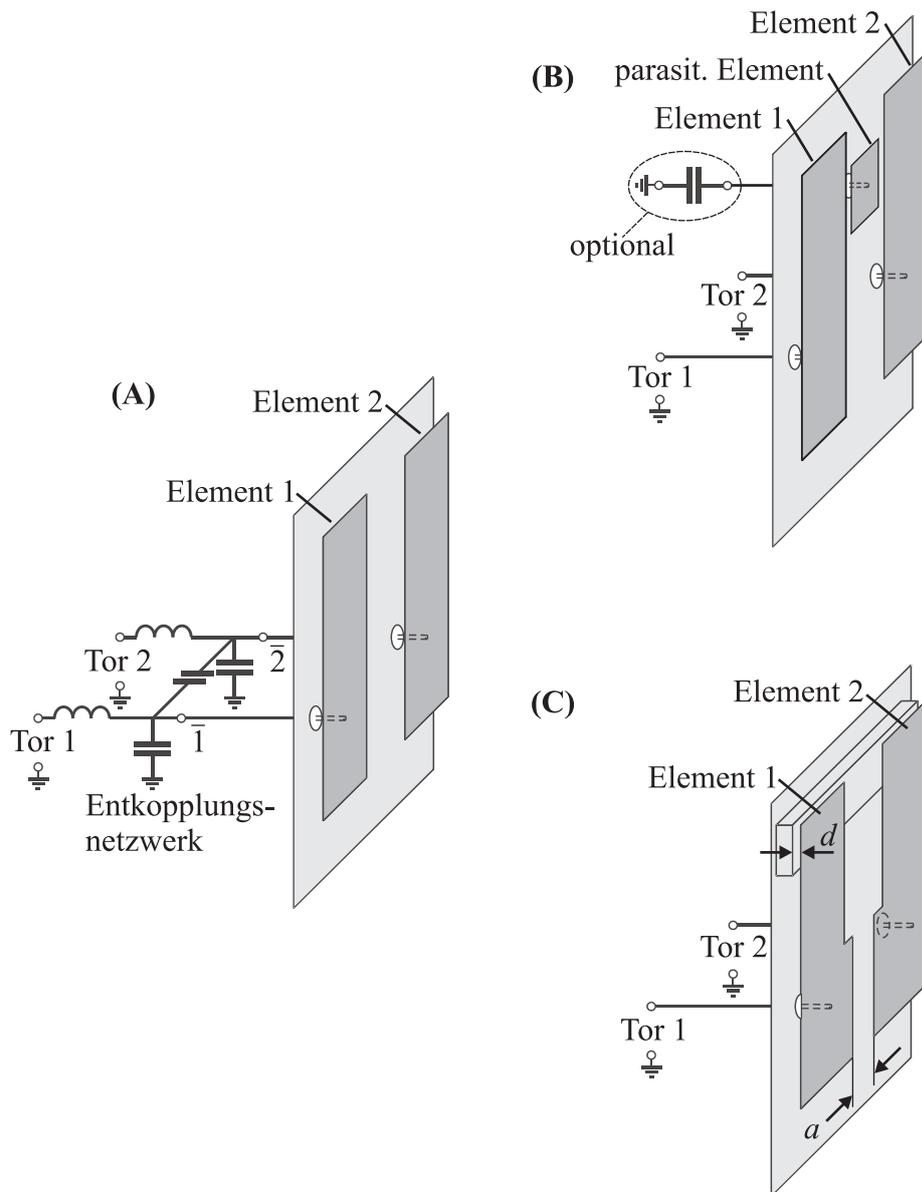


Abbildung 3.5: Drei Entwurfskonzepte für Multimodenantennen. **(A)** Hinzufügen eines Entkopplungsnetzwerks bei unveränderter Antenne (Abschn. 3.3.1). **(B)** Hinzufügen von parasitären Elementen (optional mit reaktiver Beschaltung) (Abschn. 3.3.2). **(C)** Direktentwurf von Struktur mit geeigneten Moden und Geometrieparametern zur Adjustierung der Moden (Abschn. 3.3.3).

geforderte Transformationseigenschaft des AEN mit $2M$ Toren ist in Abb. 3.6 dargestellt. Schließt man die M Ausgangstore des AEN mit den M Lastimpedanzen Z_L ab, so muss das Streuverhalten an den M Eingangstoren des AEN durch eine Streumatrix charakterisiert sein, welche gleich der konjugiert Komplexen der Streumatrix \mathbf{S} ist. Dieses Ergebnis kann man als eine Verallgemeinerung der Anpassungsbedingung für Eintore auf Mehrfore betrachten. Durch das Hinzufügen des AEN erhält man in Zusammenarbeit der Ausgangsstruktur mit dem AEN eine Multimodenantenne im Sinne obiger Definition. Speist

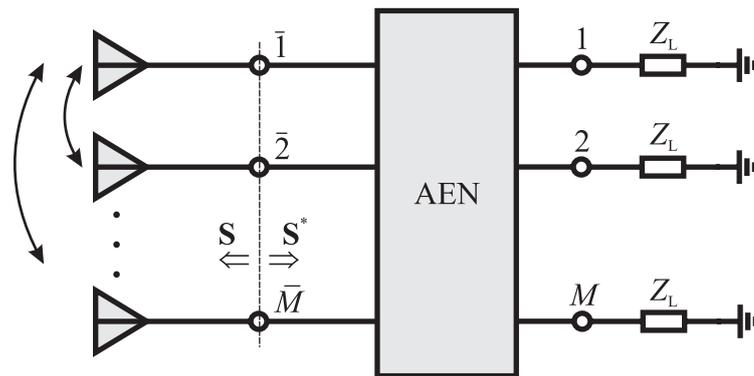


Abbildung 3.6: Transformation der verkoppelten und nicht angepassten Tore $\bar{1}$ bis \bar{M} auf entkoppelte und angepasste Tore 1 bis M über ein Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk (AEN).

man eines der M voneinander entkoppelten Tore, so werden im Allgemeinen alle Elemente der Antenne erregt. Die zur Speisung eines Tors gehörige Erregung der Elemente repräsentiert eine Mode der Antenne, und die zu den verschiedenen Toren gehörigen Moden sind mit zueinander orthogonalen Richtcharakteristiken verknüpft.

Die Wirkungsweise des AEN lässt sich anschaulich mit Hilfe des Effekts der Mehrwegkopplung erläutern. In der Ausgangsstruktur (Elemente mit geringem Abstand, ohne AEN) gibt es zwischen den einzelnen Elementen Kopplungspfade. Das AEN realisiert dazu parallele Koppelpfade, welche die bereits existierenden Pfade kompensieren. Dieses anschauliche Modell ist im nächsten Abschnitt in Zusammenhang mit dem Konzept der parasitären Elemente noch ausführlicher erläutert.

Im Fall der Erfüllung bestimmter Symmetriebedingungen durch die Ausgangsstruktur, kann man diese durch ihre M Eigenmodenimpedanzen beschreiben. Wählt man für das AEN die gleiche Struktursymmetrie, so kann man den Entwurf des AEN mit $2M$ Toren in Form des wesentlich einfacheren Entwurfs von M Zweitornnetzwerken umgestalten.

Selbst bei Vorliegen der genannten Symmetrie kann das AEN aus konzentrierten Elementen (Kapazitäten und Induktivitäten) oder Leitungstücken bei einer Torzahl > 3 sehr kompliziert und voluminös werden. Daher wird man bei diesem Konzept versuchen, auf systematischem Wege Änderungen an der Ausgangsstruktur derart vorzunehmen, dass das AEN mit weniger Elementen auskommt.

Die Eigenschaften einer solchen kompakten Multimodenantenne mit Entkopplungsnetzwerk sollten klar von den Eigenschaften einer klassischen Array-Antenne mit Mehrfachkeulenbetrieb (z.B. mit Hilfe eines Butler-Matrix-Netzwerkes) unterschieden werden [25]. Im letzteren Fall werden auch durch Speisung eines Antennentores alle Ele-

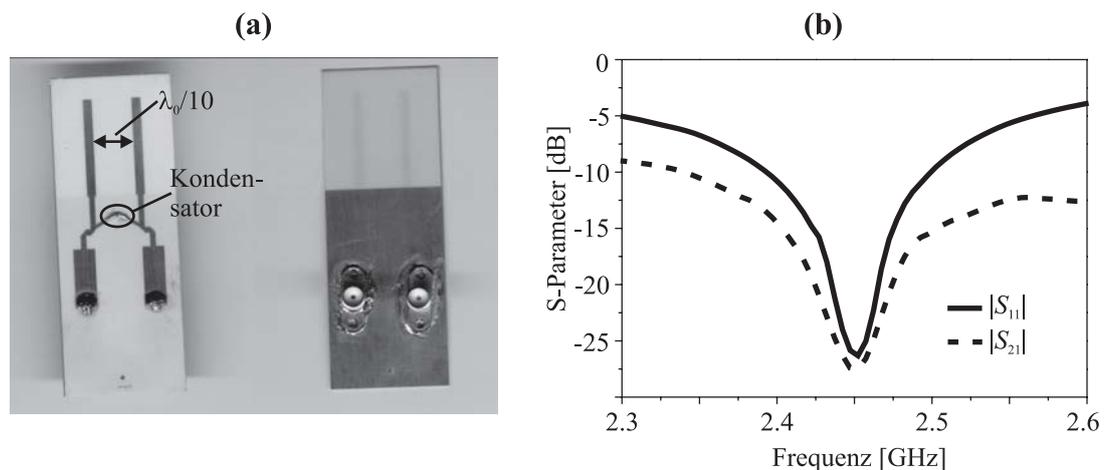


Abbildung 3.7: Zweitorantenne aus gedruckten Monopolen [6, 30, 31]. **(a)** Foto der untersuchten Struktur mit Entkopplungskondensator. **(b)** Gemessene Frequenzverläufe der Streuparameter.

mente erregt. Jedoch sind hierbei die zu jedem einzelnen Element gehörigen Richtcharakteristiken zueinander orthogonal und die Elementetore entkoppelt. Das Butler-Matrix-Netzwerk dient also nur zur Verteilung eines eingespeisten Signals auf die verschiedenen Elemente und nicht zur Kompensation des Übersprechens zwischen den Toren.

Die Methode mit Hilfe eines AEN wurde in [6, 8, 26–29] ausführlich untersucht und soll im Rahmen dieser Arbeit nicht mehr weiterverfolgt werden. Ein Realisierungsbeispiel für diese Methode ist in Abb. 3.7 mit einer Antenne aus zwei gedruckten Monopolen eines Elementabstandes von ca. $\lambda_0/10$ und einem einzelnen Parallelkondensator zwischen den Antennentoren als AEN präsentiert. Die dargestellten Frequenzverläufe der Streuparameter zeigen eine gute Anpassung und Entkopplung der Tore bei einer Betriebsfrequenz mit einer relativen Bandbreite von ca. 3 %.

3.3.2 Konzept B: Hinzufügen parasitärer Elemente

3.3.2.1 Prinzip und Entwurfsverfahren

Wie beim Konzept A dient als Ausgangsstruktur eine Antenne, bei der jedem der M Tore ein individuelles Element zugeordnet ist. Da die Elemente aufgrund der Kompaktheitsanforderung einen geringen Abstand aufweisen müssen, hat dies (wie bei A) eine starke Verkopplung der Elemente und Tore („Übersprechen“) zur Folge.

Im Gegensatz zu Konzept A wird hier jedoch zur Tor-Entkopplung kein nicht-strahlendes

Entkopplungsnetzwerk eingesetzt, sondern eine Modifikation des strahlenden Teils der Antennenstruktur vorgenommen. Dies geschieht dadurch, dass zusätzlich zu den bereits existierenden, mit Toren versehenen Elementen weitere Elemente in Form von parasitären Elementen hinzugefügt werden. Die mit Toren versehenen Elemente sollen in diesem Zusammenhang im Folgenden als „aktive Elemente“ bezeichnet werden. Sie werden über die Tore auf direktem Wege erregt, während die parasitären Elemente durch Kopplung an die aktiven Elemente erregt werden. Die Entkopplung der Tore durch Hinzufügung von parasitären Elementen lässt sich wieder auf anschaulichem Wege über die Einführung zusätzlicher Koppelpfade parallel zu den bereits existierenden Koppelpfaden zwischen den aktiven Elementen erläutern. Diese Koppelpfade müssen so gestaltet werden, dass es zu einer Kompensation kommt. Diese Überlegungen werden im anschließenden Unterabschnitt 3.3.2.2 näher erläutert.

Im Gegensatz zur Verwendung von Entkopplungsnetzwerken (Konzept A) ist durch die parasitären Elemente die strahlende Struktur selbst verändert worden. Im Folgenden wird kurz auf die Antenneneigenschaften nach Erreichung der Torentkopplung mittels der parasitären Elemente eingegangen. Speist man eines der Tore, so werden im Allgemeinen neben dem zum Tor gehörigen aktiven Element alle parasitären Elemente erregt. Da jedoch die anderen Tore entkoppelt sind, verschwindet auf den anderen aktiven Elementen die mit dem Tor verkoppelte Stromverteilung. Die zur Toranregung m gehörige Mode m wird also im Wesentlichen von dem aktiven Element m und den parasitären Elementen getragen. Auf den anderen aktiven Elementen werden nur Stromverteilungen induziert, die zu Nullstellen der Spannung an diesen Toren gehören. Dieses Verhalten unterscheidet sich von demjenigen bei Konzept A, wo alle Elemente an der Mode beteiligt sind.

Da das Hinzufügen beliebiger parasitärer Elemente selbstverständlich nicht „per se“ zur Torentkopplung führt, soll hier in allgemeiner Form auf die zugehörige Entwurfsstrategie eingegangen werden (vgl. auch [32]).

Es sei von dem Fall ausgegangen, dass unter Berücksichtigung der Kompaktheitsanforderung im Raum zwischen den M aktiven Elementen L parasitäre Elemente eingefügt werden. Die über die Kopplung mit den aktiven Elementen in den parasitären Elementen (PE) induzierten Ströme sind nach Betrag und Phase entscheidend von der Lage der Resonanzfrequenz des jeweiligen PE zur Betriebsfrequenz der Antenne abhängig (siehe z.B. Theorie der Yagi-Antenne [11]). Eine mögliche Vorgehensweise bei der Dimensionierung der PE besteht somit darin, über ein numerisches Simulationstool (z.B. Microwave Studio) die Abhängigkeit der $0,5M(M - 1)$ Nebendiagonalelemente (Transmissionsfaktoren) der Streumatrix an den M Toren von den Geometrieabmessungen der PE zu

ermitteln und daraus die gesuchten Werte für das Verschwinden aller $S_{\mu\nu}$ (mit $\mu \neq \nu$) zu extrahieren. Es ist offensichtlich, dass diese Vorgehensweise bei relativ geringen Elementezahlen (z. B. $M = L = 2$) praktikabel ist, jedoch bei höheren Elementezahlen zu aufwendig wird. Daher wurde eine alternative Vorgehensweise entwickelt. Hierbei werden im Rahmen des Entwurfsverfahrens nicht nur an den aktiven, sondern auch an den parasitären Elementen Tore (passive Tore) eingefügt. Damit entsteht ein Mehrtor mit insgesamt $M + L$ Toren, M an den aktiven und L an den parasitären Elementen. Die Streumatrix dieses $(M + L)$ -Tors lässt sich mit Hilfe eines numerischen Simulationstools bestimmen. Im nächsten Schritt wird angenommen, dass die passiven Tore durch variable Reaktanzen belastet sind, und es werden diejenigen Werte der Reaktanzen gesucht, für die alle $S_{\mu\nu}$ (mit $\mu \neq \nu$) verschwinden. Da die Lösung dieses Problems mit netzwerktheoretischen Methoden durch Lösung linearer Gleichungssysteme gefunden werden kann, ist diese Vorgehensweise wesentlich einfacher und geradliniger als die oben erwähnte Methode von Geometrieparameteränderungen an den PE. Nachdem die benötigten Werte der Reaktanzen gefunden wurden, müssen diese nicht notwendigerweise als externe Bauelemente implementiert werden, sondern können in weiteren Designschritten in die Struktur der PR integriert werden. Geht man davon aus, dass die Streumatrix der aktiven Tore $0,5M(M - 1)$ komplexwertige Nebendiagonalelemente aufweist und andererseits L reelle Reaktanzwerte variiert werden können, benötigt man im allgemeinen Fall zu den M aktiven Elementen zusätzlich $L = M(M - 1)$ parasitäre Elemente. Diese Zahl kann reduziert werden, wenn man nicht nur die Parameter der PE sondern auch die der aktiven Elemente reduziert.

Diese Arbeit enthält mehrere Realisierungsbeispiele für dieses Konzept und zwar in Abschnitt 6.4 in Form einer Struktur aus zwei Monopolantennen als aktive und zwei Patchantennen als parasitäre Elemente. Diese Struktur wurde ohne die Methode reaktiv belasteter PE entworfen. Das Konzept mit reaktiv belasteten PE ist ausführlich in Kapitel 6 in Zusammenhang mit rekonfigurierbaren Antennen beschrieben.

3.3.2.2 Beschreibung der Mehrwegkopplung über parasitäre Elemente

Die Bereitstellung der zusätzlichen Kopplungspfade zwischen den Antennentoren wird in dem hier vorgestellten Konzept durch spezielle Modifikationen am strahlenden Teil der Antenne erreicht [33]. Dies wird im Folgenden zuerst anhand eines einfachen Netzwerkmodells beschrieben, bevor dann eine Realisierungsmöglichkeit mit parasitären Antennenelementen vorgestellt wird. Das Netzwerkmodell liefert eine weitere Betrachtungsweise der Mehrwegkopplung zwischen den Antennentoren aus Sicht der Netzwerktheo-

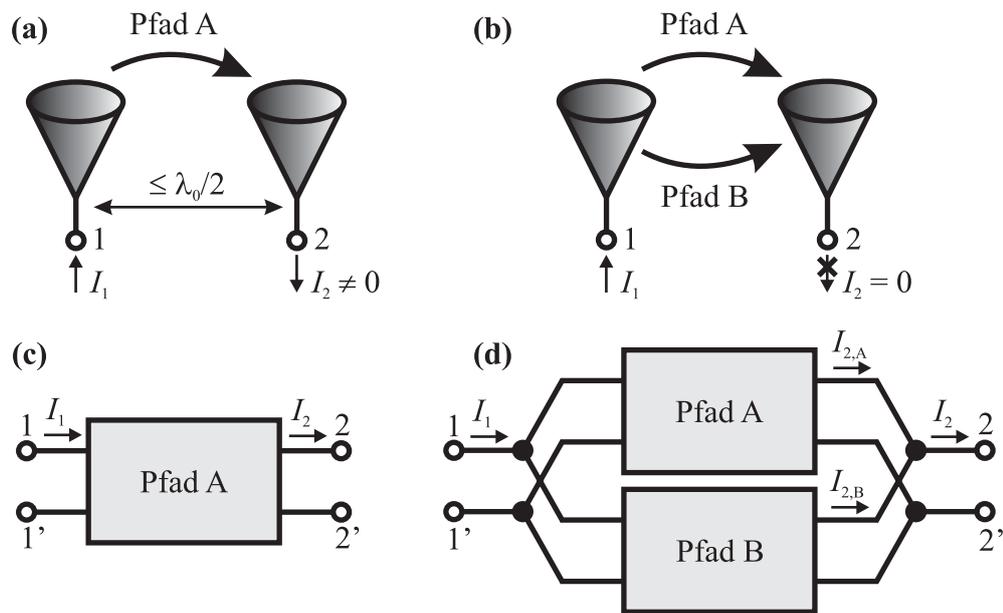


Abbildung 3.8: Netzwerkmodell der Mehrwegekopplung in einer Zweitorantenne [33]. **(a)** Direkte Verkopplung bei kleinem Elementabstand. **(b)** Verkopplung modelliert durch mehrere separierte Wege. **(c)** Zweitorbeschreibung zu (a). **(d)** Zweitorbeschreibung zu (b).

rie und soll damit lediglich zur Veranschaulichung dieses Zusammenhangs dienen. Abb. 3.8 a zeigt dazu eine Zweitorantenne mit einem Elementabstand, der ($\leq \lambda_0/2$) klein genug ist, um eine starke gegenseitige Verkopplung der Antennenelemente zu erreichen. Speisung von Tor 1 mit einem Strom I_1 bewirkt nun ein Übersprechen auf Tor 2, so dass bei Abschluss dieses Tores ein Strom $I_2 \neq 0$ entnommen werden kann. Die Übertragung zwischen den beiden Toren kann nun durch ein verlustbehaftetes Zweitor modelliert werden (Abb. 3.8 c). Modifiziert man die Antennenstruktur beispielsweise durch Hinzufügen von nicht direkt gespeisten Antennenelementen, so dass die Übertragung zwischen den beiden Antennenelementen über mehrere Wege geschieht (Abb. 3.8 b), oder separierbar modellierbar ist, kann dies durch ein Modell aus mehreren parallelgeschalteten Zweitoren dargestellt werden (Abb. 3.8 d). Für den illustrierten Fall erkennt man, dass für den an Tor 2 entnehmbaren Strom

$$I_2 = I_{2,A} + I_{2,B}$$

gilt. Die zur Auslöschung des Übersprechens ($I_2 = 0$) nötige Bedingung lautet dann $I_{2,A} = -I_{2,B}$, welche durch gezieltes Design der Kopplungswege einzustellen ist.

Die im vorherigen Abschnitt anhand eines Netzwerkmodells beschriebene Mehrwegekopplung wird nun durch ein realitätsnäheres Modell beschrieben. Die zur Entkopplung der Tore erforderlichen zusätzlichen Kopplungspfade werden in dem hier vorgestellten

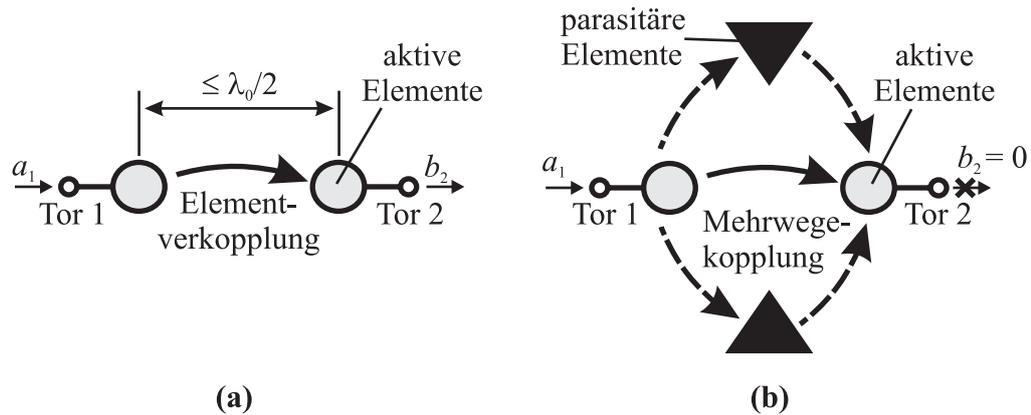


Abbildung 3.9: (a) Direkte Verkopplung bei kleinem Abstand. (b) Mehrere indirekte Kopplungspfade über parasitäre Elemente führen zur Auslöschung des Übersprechens zwischen Antennentoren.

Konzept durch die Verwendung von parasitären Antennenelementen realisiert. Dies wird in Abb. 3.9 verdeutlicht. 3.9 b zeigt eine Zweitorantenne mit Antennenelementen, welche direkt mit gespeisten (aktiven) Toren verbunden sind (aktive Antennenelemente) und Elemente, die nicht mit aktiven Toren verbunden sind, sondern indirekt durch die aktiven Antennenelemente angeregt werden. Diese Elemente werden als parasitäre Elemente bezeichnet und gehören zum strahlenden Teil der Antennenstruktur. Damit sind diese Elemente untrennbar mit einem Einfluss auf die Richtcharakteristik der Antenne verbunden.

Ohne die parasitären Antennenelemente (Abb. 3.9 a) existiert lediglich ein direkter Kopplungspfad zwischen den beiden Toren, so dass wegen des geringen Elementabstandes ($\leq \lambda_0/2$) die Speisung von Tor 1 unvermeidlich zum Übersprechen auf das zweite Antennentor führt. Das Hinzufügen der parasitären Elemente hat hingegen mehrere indirekte Kopplungswege zur Folge (Mehrwegkopplung), was, wie bereits in Abschnitt 3.3.2.1 erklärt, durch gezieltes Design zur Auslöschung des Übersprechens an Tor 2 führt.

3.3.3 Konzept C: Direktentwurf einer Multimodenstruktur

Sowohl bei Konzept A als auch bei Konzept B wurde im ersten Schritt von der „klassischen“ Struktur von separaten torgespeisten Elementen ausgegangen. Da diese Struktur aufgrund des geringen gegenseitigen Abstands der Elemente jedoch zu stark verkopplten Toren führt, wurde in einem zweiten Schritt entweder durch Hinzufügen eines externen Entkopplungsnetzwerkes (Konzept A) oder von parasitären Elementen (Konzept B) die Entkopplung der Tore bewirkt. Das Endergebnis ist in beiden Fällen eine Multimodenantenne, bei der durch Speisung jedes einzelnen Tores nicht nur ein Element, sondern

mehrere, den verfügbaren Raum füllende Elemente erregt werden.

Es ist offensichtlich, dass der Weg zum Entwurf einer allgemeinen Multimodenantenne nicht zwingend auf einer Struktur mit separaten torgespeisten Elementen aufgebaut werden muss. Als Ausgangspunkt des Entwurfs kann vielmehr eine allgemeine mit einer ausreichenden Zahl von Toren ausgestattete strahlende Struktur dienen, bei der keine vorgegebene Zuordnung zwischen Teilbereichen (Elemente) und Toren existiert. Diese Ausgangsstruktur muss nur mehrere parallele Koppelwege zwischen den Toren ermöglichen und über genügend freie Strukturparameter verfügen, um durch Adjustierung dieser Parameter eine Entkopplung aller Tore zu erzielen.

Eine wesentliche Vereinfachung ergibt sich für Strukturen, welche aufgrund geometrischer Symmetrien eine Beschreibung über Eigenmoden (siehe Abschnitt 3.4) erlauben. In Kapitel 4 (Abschnitt 4.1) wird ein Realisierungsbeispiel für dieses Konzept in Form einer Trimodenantenne [34] vorgestellt. Dieses Beispiel soll auch dazu dienen, das oben nur sehr allgemein beschriebene Konzept C wesentlich konkreter darzustellen.

3.3.4 Begrenzung der Zahl entkoppelter Tore bei vorgegebener Frequenzbandbreite

Bei der bisherigen Darstellung zum Entwurf von kompakten Multimodenantennen wurden prinzipielle Wege aufgezeigt, wie man bei gegebener Gesamtabmessung (kugelförmige Hüllfläche mit Durchmesser D) eine vorgebbare Zahl von M orthogonalen Richtcharakteristiken und zugehörigen entkoppelten Toren realisieren kann. Dabei wurde noch nicht auf physikalische Grenzen für die Zahl M eingegangen. Wie im Folgenden kurz ausgeführt wird, ergeben sich diese Grenzen aus dem Anstieg der Strahlungsgüte Q_{rad} bei Verkleinerung von D . Jeder Torrichtcharakteristik $m \in \{1, \dots, M\}$ kann man bei der Betriebsfrequenz f_0 eine Strahlungsgüte $Q_{\text{rad},m}$ zuordnen, die sich aus dem Verhältnis der im Nahfeld gespeicherten reaktiven Energie $W_{\text{react},m}$ zur abgestrahlten Leistung $P_{\text{rad},m}$ (Gl. (2.11)) entsprechend

$$Q_{\text{rad},m} = \frac{2\pi f_0 W_{\text{react},m}}{P_{\text{rad},m}}$$

ergibt. Aus dieser Strahlungsgüte folgt die relative Bandbreite (Abschnitt 2.1.2.4, Gl. (2.18)) zu

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_m = \frac{1}{\sqrt{2} Q_{\text{rad},m}} .$$

Der Anstieg von $Q_{\text{rad},m}$ bei Verkleinerung von D hängt von den Eigenschaften der jeweiligen Torrichtcharakteristiken ab. Diese Eigenschaften lassen sich am besten charakterisieren, wenn man sich $\vec{C}_m(\Theta, \Phi)$ in sphärische Wellenfunktionen (Multipol-Terme)

$$\sim P_{\mu}^{(\nu)}(\Theta) \begin{cases} \cos(\nu\Phi) \\ \sin(\nu\Phi) \end{cases}$$

entwickelt denkt. Für diese Multipolterme lassen sich Abschätzungen für die untere Grenze von $Q_{\text{rad},m}$ bei gegebenem D angeben. Dabei steigt der Wert von $Q_{\text{rad},m}^{(\text{min})}$ mit dem Hauptindex μ rapide an, so dass bei einer Entwicklung der Torrichtcharakteristik nach sphärischen Wellenfunktionen der Index μ des die Richtcharakteristik dominierenden Multipolterms die untere Grenze für $Q_{\text{rad},m}$ bestimmt. Bei gegebenem Wert von D und gegebener relativen Bandbreite lässt sich die höchste Zahl M von Toren realisieren, wenn man nur Torrichtcharakteristiken nutzt, welche Linearkombinationen der Multipolterme mit Hauptindex $\mu = 1$ sind. Dies sind die drei zueinander orthogonalen elektrischen und zusätzlich die drei magnetischen Dipole, so dass man also in diesem Fall eine maximale Torzahl von $M = 6$ mit einer Strahlungsgüte entsprechend der unteren Grenze $Q_{\text{rad},m}^{(\text{min})}$ für den Multipolterm mit Hauptindex $\mu = 1$ (Dipole) erhält. Für $Q_{\text{rad},m}$ der Dipole findet man in der Literatur [35–39]

$$Q_{\text{rad},m}^{(\text{min})} = \left(\frac{\lambda_0}{\pi D} \right)^3 + \frac{\lambda_0}{\pi D} \quad . \quad (3.1)$$

Das bedeutet z. B. bei einer geforderten relativen Bandbreite von 5%, dass $Q_{\text{rad},m} < 14$ sein muss. Dies wäre nach Gl. (3.1) für $M = 6$ Tore bei einem Durchmesser $D \approx \lambda_0/7$ möglich. Hierbei muss aber betont werden, dass diese theoretische Grenze nur erreicht werden kann, wenn die Antennenstruktur die Hüllfläche mit dem Durchmesser D vollständig nutzt. Realistische Antennen besitzen damit ein etwas „schlechteres“ Verhalten.

3.4 Eigenmodenanalyse

Die in Abschnitt 3.3 beschriebenen Entwurfsverfahren sind allgemein für beliebige Strukturgeometrien gültig, d. h. sie stellen keine Voraussetzungen an geometrische Symmetrien. Eine allgemeine Definition von Moden kann dann über die abgestrahlte Leistung P_{rad} einer Multimodenantenne geschehen. Dazu fordert man, dass die Moden zu „entkoppelten“ Strahlungsfernfeldern führen müssen, welche keine Leistung miteinander umsetzen [40–42]. Damit werden die pro Mode abgestrahlten Leistungen superponierbar, und

die Gesamtleistung P_{rad} ergibt sich als Summe aus den abgestrahlten Leistungen der einzelnen Moden. Zu diesem Modenbegriff gelangt man, wie nachfolgend kurz dargestellt, über die Singulärwerte der Streumatrix \mathbf{S} .

Für die Streumatrix \mathbf{S} kann man über

$$\mathbf{S} = \mathbf{Y} \text{diag}(|\gamma_1|, \dots, |\gamma_M|) \mathbf{X}^+$$

eine Singulärwertzerlegung mit den positiv reellen Singulärwerten $|\gamma_1|, \dots, |\gamma_M|$ und den beiden unitären Matrizen

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \dots \mathbf{x}_M] \quad \text{und} \quad \mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1 \dots \mathbf{y}_M]$$

aus den Rechtssingulärvektoren $\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_M$ und den Linkssingulärvektoren $\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_M$ angeben. Diese Singulärvektoren sind dann mit

$$\mathbf{S}^+ \mathbf{S} \mathbf{x}_m = |\gamma_m|^2 \mathbf{x}_m \quad \text{und} \quad \mathbf{S} \mathbf{S}^+ \mathbf{y}_m = |\gamma_m|^2 \mathbf{y}_m \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\}$$

die Eigenvektoren der hermiteschen Matrizen $\mathbf{S}^+ \mathbf{S}$ und $\mathbf{S} \mathbf{S}^+$ zu den Eigenwerten $|\gamma_m|^2$. Dann gilt allgemein für die Streumatrix \mathbf{S}

$$\mathbf{S} \mathbf{x}_m = |\gamma_m| \mathbf{y}_m \quad .$$

Die Wellenkoeffizienten $\mathbf{a} = [a_1 \dots a_M]^T$ und $\mathbf{b} = [b_1 \dots b_M]^T$ können dann als Linearkombination aus den Singulärvektoren entsprechend

$$\mathbf{a} = \sum_{m=1}^M \alpha_m \mathbf{x}_m = \sum_{m=1}^M \mathbf{a}_{s,m} \quad \text{und} \quad \mathbf{b} = \sum_{m=1}^M \beta_m \mathbf{y}_m = \sum_{m=1}^M \mathbf{b}_{s,m}$$

mit den beiden Mengen aus paarweise orthogonalen (hermitesches Produkt) Vektoren $\{\mathbf{a}_{s,1}, \dots, \mathbf{a}_{s,M}\}$ und $\{\mathbf{b}_{s,1}, \dots, \mathbf{b}_{s,M}\}$ angegeben werden. Speisung der Antennentore mit Wellen beschrieben durch $\mathbf{a}_{s,1}, \dots, \mathbf{a}_{s,M}$ führt dann zu M verschiedenen speziellen unverbundenen Strahlungsmoden (Singulärmoden), deren Fernfelder keine Leistung miteinander umsetzen. Bei Speisung mit beliebigen Wellen entsprechend $\mathbf{a} = [a_1 \dots a_M]^T$ ergibt sich dann unter Vernachlässigung von Verlusten ($\mathbf{K}_{\text{diss}} = \mathbf{0}$) nach den Gl. (2.8) und (2.17) die gesamte abgestrahlte Leistung

$$P_{\text{rad}} = \mathbf{a}^+ (\mathbf{E} - \mathbf{S}^+ \mathbf{S}) \mathbf{a}$$

aus der Superposition der abgestrahlten Leistungen der Singulärmoden zu

$$P_{\text{rad}} = \sum_{m=1}^M \alpha_m (1 - |\gamma_m|^2) \quad .$$

Hierüber ist also eine allgemeine Definition von Moden über die Singulärmoden der Antennenstruktur gegeben.

Für den praktischen Entwurf ist eine Voraussetzung gewisser Struktursymmetrien allerdings sinnvoll, da dies eine erhebliche Vereinfachung des Antennendesigns über die Eigenmoden der Struktur ermöglicht, welche mit den Eigenvektoren der Streumatrix \mathbf{S} korrespondieren [6, 30, 34]. Dies wird nun ausführlich beschrieben und mit einer für den praktischen Entwurf geeigneten Gesetzmäßigkeit abgeschlossen.

3.4.1 Basis aus Torrichtcharakteristiken

Der Ausgangspunkt sei dazu die in Abb. 3.3 dargestellte Mehrfachantenne mit einem Satz von M zunächst nur linear unabhängigen Torrichtcharakteristiken

$$\mathcal{B} = \{ \vec{C}_1, \dots, \vec{C}_M \} \quad .$$

Diese Antenne wird bezüglich ihrer Tore durch die $M \times M$ -Streumatrix \mathbf{S} beschrieben, mit

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a} \tag{3.2}$$

und $\mathbf{b} = [b_1 \dots b_4]^T$ und $\mathbf{a} = [a_1 \dots a_4]^T$ als Vektoren aus den Wellenkoeffizienten der von den Toren reflektierten bzw. auf das Tor zulaufenden Wellen. Jedes beliebige Element \vec{C} des Raumes \mathcal{C} lässt sich also als lineares Kompositum

$$\vec{C} = \sum_{m=1}^M c_m \vec{C}_m$$

aus den Basis-RC der Menge \mathcal{B} bilden. Weiterhin ist auch jede weitere M -elementige linear unabhängige Teilmenge $\mathcal{B}' \subset \mathcal{C}$ als Basis von \mathcal{C} geeignet. Eine solche Menge wird in Abschnitt 3.4.4 in geeigneter Weise eingeführt.

3.4.2 Diagonalisierung der Streumatrix

Die Streumatrix \mathbf{S} ist eine komplexe und aus Reziprozitätsgründen symmetrische aber nicht hermitesche Matrix, für die im Allgemeinen keine orthogonale Diagonalisierung existiert. Dennoch kann \mathbf{S} durch

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}_R + j \mathbf{S}_I \quad (3.3)$$

mit

$$\mathbf{S}_R = \text{Re}\{\mathbf{S}\} \quad \text{und} \quad \mathbf{S}_I = \text{Im}\{\mathbf{S}\}$$

in Real- und Imaginärteil zerlegt werden. Sowohl \mathbf{S}_R als auch \mathbf{S}_I sind nun reelle und symmetrische Matrizen und besitzen damit je M reelle Eigenwerte

$$\{\Gamma'_{R,1}, \dots, \Gamma'_{R,M}\} \quad \text{und} \quad \{\Gamma'_{I,1}, \dots, \Gamma'_{I,M}\}$$

sowie je eine Menge mit M reellwertigen orthogonalen Eigenvektoren

$$\{\mathbf{a}'_{R,1}, \dots, \mathbf{a}'_{R,M}\} \quad \text{und} \quad \{\mathbf{a}'_{I,1}, \dots, \mathbf{a}'_{I,M}\} \quad ,$$

welche, eine entsprechende Normierung vorausgesetzt, ein Orthonormalsystem bilden, wobei für die Eigenwerte und Eigenvektoren im mathematischen Sinne

$$\mathbf{S}_R \mathbf{a}'_{R,m} = \Gamma'_{R,m} \mathbf{a}'_{R,m} \quad \text{und} \quad \mathbf{S}_I \mathbf{a}'_{I,m} = \Gamma'_{I,m} \mathbf{a}'_{I,m} \quad \forall m \in \{1, \dots, M\}$$

gilt. Damit existiert für beide Matrizen eine orthogonale Diagonalisierung mit

$$\mathbf{S}_R = \mathbf{U}_R \mathbf{\Gamma}'_R \mathbf{U}_R^T \quad \text{und} \quad \mathbf{S}_I = \mathbf{U}_I \mathbf{\Gamma}'_I \mathbf{U}_I^T \quad ,$$

wobei \mathbf{U}_R und \mathbf{U}_I Orthogonalmatrizen sind, deren Spaltenvektoren gleich den Eigenvektoren von \mathbf{S}_R bzw. \mathbf{S}_I sind:

$$\mathbf{U}_R = [\mathbf{a}'_{R,1} \dots \mathbf{a}'_{R,M}] \quad \text{und} \quad \mathbf{U}_I = [\mathbf{a}'_{I,1} \dots \mathbf{a}'_{I,M}]$$

$\mathbf{\Gamma}'_R$ und $\mathbf{\Gamma}'_I$ sind Diagonalmatrizen mit den Eigenwerten von \mathbf{S}_R bzw. \mathbf{S}_I auf der Hauptdiagonalen, und es gilt

$$\mathbf{\Gamma}'_R = \text{diag}(\Gamma'_{R,1}, \dots, \Gamma'_{R,M}) = \mathbf{U}_R^T \mathbf{S}_R \mathbf{U}_R$$

und

$$\mathbf{\Gamma}'_I = \text{diag}(\Gamma'_{I,1}, \dots, \Gamma'_{I,M}) = \mathbf{U}_I^T \mathbf{S}_I \mathbf{U}_I \quad .$$

Aus Gl. (3.3) folgt dann für \mathbf{S}

$$\mathbf{S} = \mathbf{U}_R \mathbf{\Gamma}'_R \mathbf{U}_R^T + j \mathbf{U}_I \mathbf{\Gamma}'_I \mathbf{U}_I^T \quad .$$

Für eine Sonderklasse von Antennen [6] sind die Eigenvektoren des Real- und Imaginärteils von \mathbf{S} auf Grund von Symmetrieeigenschaften, welche auch für die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Antennen vorausgesetzt sind, identisch und frequenzunabhängig. Im Allgemeinen kann dies auch durch Beschaltung der Antennentore mit Reaktanzen für eine vorgegebene Frequenz erzwungen werden. In diesem Fall gilt dann

$$\mathbf{U}_R = \mathbf{U}_I = \mathbf{U} = [\mathbf{a}'_1 \dots \mathbf{a}'_M] \quad . \quad (3.4)$$

Damit erhält man

$$\mathbf{S} = \mathbf{U} \mathbf{\Gamma}'_R \mathbf{U}^T + j \mathbf{U} \mathbf{\Gamma}'_I \mathbf{U}^T$$

und daraus

$$\mathbf{S} = \mathbf{U} \mathbf{\Gamma}' \mathbf{U}^T \quad (3.5)$$

mit

$$\mathbf{\Gamma}' = \mathbf{\Gamma}'_R + j \mathbf{\Gamma}'_I = \text{diag}(\Gamma'_1, \dots, \Gamma'_M) \quad ,$$

wobei

$$\Gamma'_m = \Gamma'_{R,m} + j \Gamma'_{I,m} \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\}$$

ist. Die Elemente der Diagonalmatrix $\mathbf{\Gamma}'$ sind somit die Eigenwerte von \mathbf{S} und die zugehörigen Eigenvektoren von \mathbf{S} sind durch die paarweise orthogonalen Spaltenvektoren der Orthogonalmatrix \mathbf{U} nach Gl. (3.4) beschrieben.

3.4.3 Eigenmodenkenngrößen

Aus Gl. (3.2) erhält man für jede Eigenmode und damit für jeden Eigenvektor \mathbf{a}'_m

$$\mathbf{b}'_m = \mathbf{S}\mathbf{a}'_m = \Gamma'_m \mathbf{a}'_m \quad ; \quad m \in 1, \dots, M \quad ,$$

und es folgt

$$\mathbf{b}'_m = \Gamma'_m \mathbf{a}'_m \quad . \quad (3.6)$$

Die Eigenwerte von \mathbf{S} sind somit eigenmodenabhängige Reflexionsfaktoren, welche sich zwar von Eigenmode zu Eigenmode unterscheiden, allerdings für alle Tore identisch sind. Damit sind nach Gl. (3.6) die Betragsquadrate der **Eigenmodenreflexionsfaktoren** mit

$$|\Gamma'_m|^2 = \frac{|\mathbf{b}'_m|^2}{|\mathbf{a}'_m|^2} = \frac{P'_{sc,m}}{P'_{avail,m}} \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\} \quad (3.7)$$

die eigenmodenabhängigen Verhältnisse der insgesamt an allen Toren reflektierten zu verfügbaren Leistung.

Führt man mit

$$\mathbf{V} = [U_1 \dots U_M]^T \quad \text{und} \quad \mathbf{I} = [I_1 \dots I_M]^T$$

Vektoren aus den Speisespannungen und -strömen an den M Toren der Mehrfachantenne ein, sind diese durch

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I}$$

über die Impedanzmatrix \mathbf{Z} der Mehrfachantenne verknüpft. Mittels eines Bezugswiderstandes Z_L lässt sich dann nach [43] eine Verknüpfung der Streumatrix \mathbf{S} mit der Impedanzmatrix \mathbf{Z} durch

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z} + Z_L \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{Z} - Z_L \mathbf{E})$$

angeben. Nach [44] besitzen die Matrizen die gleichen Eigenvektoren \mathbf{a}'_m und für die Eigenwerte beider Matrizen gilt

$$\Gamma'_m = (Z'_m + Z_L)^{-1} (Z'_m - Z_L) = \frac{Z'_m - Z_L}{Z'_m + Z_L} \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\} \quad , \quad (3.8)$$

wenn mit Z'_m die Eigenwerte der Impedanzmatrix \mathbf{Z} bezeichnet werden. Somit gilt mit der Orthogonalmatrix \mathbf{U} aus Gl. 3.4 für \mathbf{Z} die orthogonale Diagonalisierung

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U}\mathbf{Z}'\mathbf{U}^T$$

mit $\mathbf{Z}' = \text{diag}(Z'_1, \dots, Z'_M)$. Die Größen Z'_m heißen **Eigenmodenimpedanzen** und sind wieder für alle Tore gleich aber von Mode zu Mode verschieden.

Weiterhin lässt sich über

$$\Lambda'_m = \frac{P'_{\text{in},m}}{P'_{\text{avail},m}} \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\}$$

ein sogenannter **Eigenmodenanpassungsfaktor** als eigenmodenabhängiges Verhältnis der insgesamt an allen Toren aufgenommenen zu verfügbaren Leistung definieren. Mit

$$\frac{P'_{\text{in},m}}{P'_{\text{avail},m}} = \frac{|\mathbf{a}'_m|^2 - |\mathbf{b}'_m|^2}{|\mathbf{a}'_m|^2}$$

und Gl. (3.7) folgt dann

$$\Lambda'_m = 1 - |\Gamma'_m|^2 \quad , \quad (3.9)$$

also ein Zusammenhang zwischen eigenmodenabhängigem Anpassungs- und Reflexionsfaktor. Die Eigenmodenanpassungsfaktoren nach Gl. (3.9) können nun im Hinblick auf eine spätere Verwendung ebenfalls kompakt in einer Diagonalmatrix zusammengefasst werden:

$$\mathbf{\Lambda}' = \text{diag}(\Lambda'_1, \dots, \Lambda'_M) \quad (3.10)$$

3.4.4 Basistransformation und Eigenmoden-RC

Jede der M möglichen Eigenmodenanregungen, die den Eigenvektoren $\mathbf{a}'_1, \dots, \mathbf{a}'_M$ entsprechen, führt zu einer Stromverteilung auf der Antennenstruktur und somit zu einer Strahlungsmode mit eigener Richtcharakteristik. Dies ist in Abb. 3.10 schematisch für eine 4-Tor-Antenne illustriert. Somit wird jeder Eigenvektor entsprechend

$$\mathbf{a}'_m \mapsto \vec{C}'_m \quad ; \quad m \in \{1, \dots, M\}$$

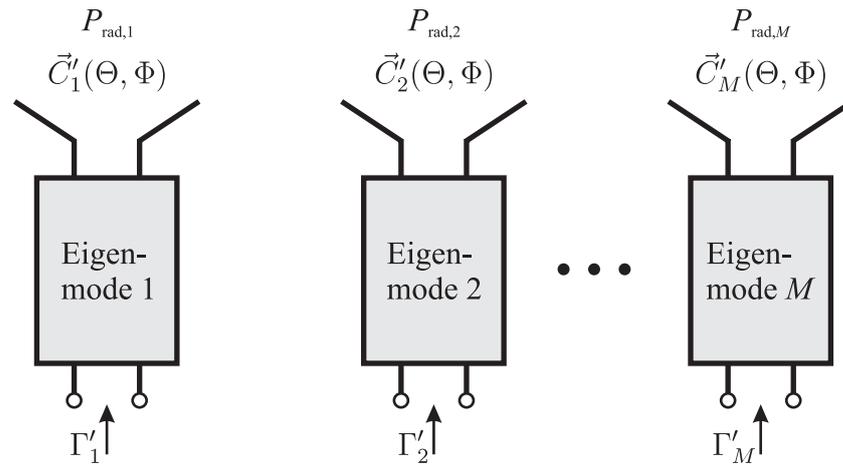


Abbildung 3.11: Ersetzen der Torrichtcharakteristiken durch einen Satz von Eigenmodenrichtcharakteristiken.

zur Verfügung stehen. Fasst man die Bilder unter den Basisfunktionen beider Mengen in Form der Matrizen

$$\mathbf{C}(\Theta, \Phi) = \left[\vec{C}_1(\Theta, \Phi) \dots \vec{C}_M(\Theta, \Phi) \right]^T$$

und

$$\mathbf{C}'(\Theta, \Phi) = \left[\vec{C}'_1(\Theta, \Phi) \dots \vec{C}'_M(\Theta, \Phi) \right]^T$$

zusammen, ist mit der orthogonalen Matrix aus Gl. (3.4) und der Diagonalmatrix aus Eigenmodenanpassungsfaktoren nach Gl. (3.10) über die Abbildung

$$\mathbf{C}'(\Theta, \Phi) \mapsto \mathbf{C}(\Theta, \Phi) = \mathbf{U}^T \sqrt{\Lambda'} \mathbf{C}'(\Theta, \Phi)$$

die zugeordnete Basistransformation zwischen \mathcal{B} und \mathcal{B}' erklärt. Dabei ist

$$\sqrt{\Lambda'} = \text{diag} \left(\sqrt{\Lambda'_1}, \dots, \sqrt{\Lambda'_M} \right)$$

die Diagonalmatrix mit den Wurzeln aus den Eigenmodenanpassungsfaktoren nach Gl. (3.9) auf ihrer Diagonalen. Somit kann entsprechend Abb. 3.11 die betrachtete Mehrfachantenne mit ihren M Toren durch einen Satz von M Eigenmoden mit M Eigenmoden-RC repräsentiert werden.

3.4.5 Orthogonalität und Torentkopplung

Bei Vernachlässigung der mit Gl. (2.16) in Abschnitt 2.1.2.3 beschriebenen Verluste durch $\mathbf{K}_{\text{diss}} = \mathbf{0}$ gilt für die im gleichen Abschnitt mit Gl. (2.17) eingeführte Korrelationsmatrix

$$\mathbf{K} = \mathbf{E} - \mathbf{S}^+\mathbf{S} \quad . \quad (3.11)$$

Für die Streumatrix wurde mit Gl. (3.5) die Diagonalisierung

$$\mathbf{S} = \mathbf{U}\mathbf{\Gamma}'\mathbf{U}^T$$

der Streumatrix gefunden. Eingesetzt in Gl. (3.11) erhält man

$$\mathbf{K} = \mathbf{E} - (\mathbf{U}\mathbf{\Gamma}'^+\mathbf{U}^T)(\mathbf{U}\mathbf{\Gamma}'\mathbf{U}^T)$$

und weiter

$$\mathbf{K} = \mathbf{E} - \mathbf{U}\mathbf{D}'\mathbf{U}^T$$

mit

$$\mathbf{D}' = \mathbf{\Gamma}'^+\mathbf{\Gamma}' = \text{diag} (|\Gamma'_1|^2, \dots, |\Gamma'_M|^2) \quad .$$

Daraus folgt

$$\mathbf{U}^T\mathbf{K}\mathbf{U} = \mathbf{E} - \mathbf{D}' = \text{diag} [(1 - |\Gamma'_1|^2), \dots, (1 - |\Gamma'_M|^2)] \quad . \quad (3.12)$$

Durch Vergleich mit den Gleichungen (3.9) und (3.10) für die Eigenmodenanpassungsfaktoren erkennt man, dass sich Gl. 3.12 nun kompakt in der Form

$$\mathbf{U}^T\mathbf{K}\mathbf{U} = \text{diag} (\Lambda'_1, \dots, \Lambda'_M) = \mathbf{\Lambda}'$$

darstellen lässt. Daraus erhält man schließlich für die Korrelationsmatrix

$$\mathbf{K} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}'\mathbf{U}^T \quad (3.13)$$

wieder eine orthogonale Diagonalform. Aus dieser Darstellung ergeben sich die Eigenmodenanpassungsfaktoren Λ'_m mit $m \in \{1, \dots, M\}$ zu den Eigenwerten der Korrelationsmatrix \mathbf{K} .

Mit Hilfe der durch die Eigenmodenanalyse gewonnenen Erkenntnisse lassen sich nun wertvolle Schlussfolgerungen ziehen:

Zunächst sieht man mit Hilfe der Gleichungen (3.9) und (3.13), dass sich für betragsmäßig gleiche Eigenmodenreflexionsfaktoren

$$|\Gamma'_1| = \dots = |\Gamma'_M| = |\Gamma'|$$

und damit für gleiche Eigenmodenanpassungsfaktoren

$$\Lambda'_1 = \dots = \Lambda'_M = \Lambda'$$

die Matrix aus Gl. (3.10) zu

$$\mathbf{\Lambda}' = \Lambda' \mathbf{E}$$

ergibt, woraus durch Einsetzen in Gl. (3.13) nach

$$\mathbf{K} = \Lambda' \mathbf{E}$$

die Korrelationsmatrix diagonal wird, was bedeutet, dass die Nebendiagonalelemente von \mathbf{K} verschwinden, d.h.

$$K_{\mu\nu} = 0 \quad \forall \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \wedge \mu \neq \nu$$

wird. Aus der ursprünglichen Bedeutung der Korrelationsmatrix nach Gl. (2.9) in Abschnitt 2.1.2.3 folgt dann sofort mit

$$K_{\mu\nu} = \langle \vec{C}_\mu, \vec{C}_\nu \rangle = 0 \quad \forall \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \wedge \mu \neq \nu$$

die Orthogonalität der Torrichtcharakteristiken. D.h. durch spezielle Anpassungsmaßnahmen an den Antennentoren ist es möglich, die Orthogonalität der Richtcharakteristiken herzustellen, ohne dabei entkoppelte Tore vorauszusetzen. Somit ist hier noch einmal explizit der für die Umkehrung des in Abschnitt 2.1.2.3 aufgestellten Satzes, der besagt,

*dass die Entkopplung der Antennentore eine hinreichende **aber nicht notwendige Bedingung** für die Orthogonalität der Torrichtcharakteristiken ist,*

wichtige Teil bewiesen. Daraus gilt die Umkehrung:

Wenn die Torrichtcharakteristiken nicht orthogonal sind, dann sind auch die zugehörigen

Tore nicht voneinander entkoppelt.

Die Unkorreliertheit der Torrichtcharakteristiken folgt insbesondere, wenn nicht nur die Beträge von $\Gamma'_m \forall m \in \{1, \dots, M\}$ gleich sind, sondern wenn für die Eigenmodenreflexionsfaktoren selbst

$$\Gamma'_1 = \dots = \Gamma'_M = \Gamma'$$

gilt. Dies resultiert nun zum einen wieder in orthogonalen Torrichtcharakteristiken aber darüber hinaus mit Gl. (3.5) auch in

$$\mathbf{S} = \Gamma' \mathbf{E} \quad ,$$

also in verschwindenden Nebendiagonalelementen der Streumatrix \mathbf{S} nach

$$S_{\mu\nu} = 0 \quad \forall \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \wedge \mu \neq \nu$$

und damit in entkoppelten Antennentoren.

Das Ziel beim Design einer Multimodenantenne über ihre Eigenmoden ist also, die Eigenmodenreflexionsfaktoren Γ'_m oder gleichbedeutend die Eigenmodenimpedanzen Z'_m für alle $m \in \{1, \dots, M\}$ in Übereinstimmung zu bringen und dadurch in Konsequenz die Entkopplung der Antennentore und orthogonale Richtcharakteristiken zu erreichen.

3.5 Kurze Zusammenfassung

Dieses Kapitel diene der Behandlung von Prinzipien und Entwurfskonzepten von Mehrfachantennen mit Beschränkung auf Abmessungen von einer halben bis einer Freiraumwellenlänge, wie sie bei mobilen Kommunikationsterminals vorkommen. Als Designziele wurden hierzu entkoppelte Tore mit (in Konsequenz) zugehörigen orthogonalen Torrichtcharakteristiken für eine vorgegebene erforderliche Frequenzbandbreite genannt.

Da das Konzept einer Gruppe von entkoppelten Einzelantennen für starke Größenbeschränkungen versagt, wurden Multimodenantennen als spezielle kompakte Mehrfachantennen vorgeschlagen, welche dadurch charakterisiert sind, dass bei Speisung eines Tores die gesamte Struktur erregt wird (Mode). Die einzelnen Moden müssen sich so unterscheiden, dass die zugehörigen Tore entkoppelt sind.

Neben dem bereits in einer vorherigen Arbeit behandelten Entwurfskonzept mittels eines reaktiven Entkopplungsnetzwerks wurden die in dieser Arbeit verfolgten Konzepte erläutert. Dazu zählen das Hinzufügen parasitärer Elemente mit optionaler reaktiver Beschaltung, was eine Ausgangsantennenstruktur voraussetzt, deren strahlender Teil gezielt modifiziert wird, und der Direktentwurf einer Multimodenstruktur, die über mehrere Kopplungswege zwischen den Toren und über freie Strukturparameter zur Kontrolle der Moden verfügt.

Die physikalischen Grenzen kompakter Multimodenantennen ergeben sich aus dem Anstieg der Strahlungsgüte bei Verkleinerung des Antennendurchmessers (bei gleich bleibender Torzahl) und der damit verbundenen Bandbreitenreduzierung.

Abschließend wurde der in dieser Arbeit verwendete Antennenentwurf über Eigenmoden erläutert, woraus sich ergab, dass man die geforderte Torentkopplung erreicht, wenn man alle Eigenmodenimpedanzen in Übereinstimmung bringt.

KAPITEL 4

Realisierungs- und Entwurfsbeispiele

Die im Abschnitt 3.3 beschriebenen Konzepte der Multimodenantennen wurden im Rahmen dieser Arbeit an verschiedenen Antennenstrukturen verifiziert. Dazu wurde auf die in den Abschnitten 3.3.3 und 3.3.2.2 erläuterten Realisierungskonzepte zurückgegriffen. In diesem Abschnitt wird nun zu jedem der beiden Konzepte ein Realisierungsbeispiel vorgestellt.

Bei dem ersten Beispiel (Abschnitt 4.1) handelt es sich um eine planare Dreifachantenne mit einer Antennengeometrie, die ausreichend viele Freiheitsgrade zur Einflussnahme auf die drei Moden der Antenne besitzt.

Das zweite Beispiel (Abschnitt 4.2) bedient sich parasitärer Antennenelemente, um eine Zweifach-Monopolantenne mit entkoppelten Toren zu realisieren.

4.1 Trimodenantenne

In diesem Abschnitt wird eine neuartige Mehrfachantenne mit drei Toren und drei Moden (Trimodenantenne) vorgestellt. Charakteristisch für diese Antenne ist, dass sie nicht mehr aus voneinander separierten (galvanisch getrennten) Antennenelementen besteht, sondern

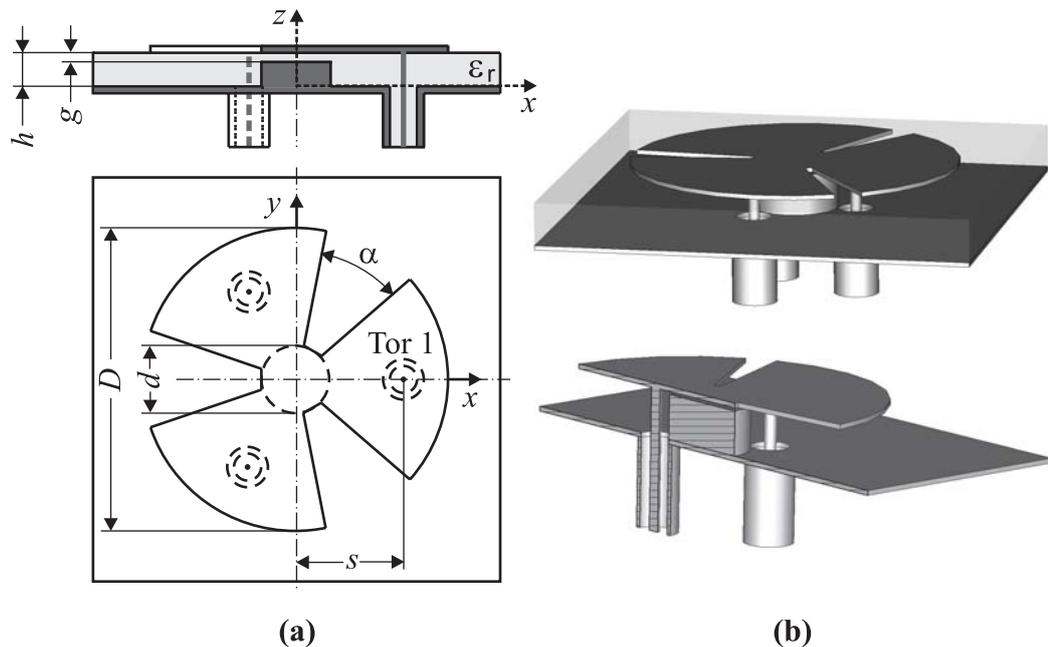


Abbildung 4.1: Trimodenantenne mit drei Toren [34]. **(a)** Schematische Darstellung in Vorderansicht und Draufsicht. **(b)** Perspektivische Darstellungen, ganz und als Schnitt.

eine strahlende Struktur ist, welche mit drei voneinander entkoppelten Toren versehen ist, über die drei Strahlungsmoden mit drei zueinander orthogonalen Richtcharakteristiken bereitgestellt werden. Durch diese Antenne ist eine typische Multimodenantenne gegeben. Darum wird hier zum Entwurf noch einmal detailliert eine Eigenmodenanalyse für diese Struktur durchgeführt. Nach einer anschließenden Beschreibung der Vorgehensweise bei der Dimensionierung der Struktur sind dann die Ergebnisse numerischer und experimenteller Untersuchungen dargestellt [34, 45].

4.1.1 Antennenstruktur

Abb. 4.1 zeigt die untersuchte Antennenstruktur, welche aus einem kreisrunden Scheibenresonator mit drei Schlitzen (Öffnungswinkel α) und drei koaxial gespeisten Toren besteht. Der koaxiale Innenleiter ist dabei im Abstand s vom Antennenzentrum mit der Unterseite der flügelartigen Ausläufer verbunden. Die Struktur ist weiterhin durch einen zentrierten metallischen Pfosten mit der Dicke d ergänzt. Dieser ist allerdings nicht galvanisch mit der Antennenscheibe verbunden, sondern über einen schmalen Spalt der Dicke g kapazitiv gekoppelt. Zwischen der geschlitzten Scheibe und der Grundmetallisierung befindet sich ein dielektrisches Material der Dicke h mit der Dielektrizitätszahl ϵ_r . Der Durchmesser der Kreisscheibe beträgt damit $D \approx \lambda_0 / (2\sqrt{\epsilon_r})$. Die Lage dieser Struktur

bezüglich eines Koordinatensystems wurde so gewählt, dass die Antennenfläche parallel zur xy -Ebene liegt und die z -Achse durch das Antennenzentrum verläuft. Weiterhin verläuft die x -Achse durch Tor 1.

4.1.2 Eigenmoden

Mit den Erkenntnissen und Begriffen aus Abschnitt 3.4 kann nun eine Eigenmodenanalyse für die vorliegende Trimodenantenne durchgeführt werden. Dazu werden im Folgenden zunächst die Eigenwerte und Eigenvektoren der Streumatrix bestimmt.

4.1.2.1 Eigenwerte und -vektoren

Die Streumatrix der Dreitorantenne besitzt aus Symmetrie- und Reziprozitätsgründen die Form

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{21} \\ S_{21} & S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} .$$

Zur Bestimmung der drei Eigenwerte Γ'_m und Eigenvektoren \mathbf{a}'_m für $m \in \{1, 2, 3\}$ von \mathbf{S} mit

$$\mathbf{S}\mathbf{a}'_m = \Gamma'_m \mathbf{a}'_m \quad \Leftrightarrow \quad (\mathbf{S} - \Gamma'_m \mathbf{E})\mathbf{a}'_m = \mathbf{0} \quad ; \quad m \in \{1, 2, 3\} \quad (4.1)$$

wird nun das charakteristische Polynom 3. Grades von \mathbf{S} nach

$$p(\Gamma'_m) = \det(\mathbf{S} - \Gamma'_m \mathbf{E}) \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.2)$$

in den Eigenwerten Γ'_m gelöst.

Die erste Lösung ist durch den einfachen Eigenwert

$$\Gamma'_1 = S_{11} + 2S_{21}$$

beschrieben. Der zugehörige Eigenvektor \mathbf{a}'_1 , der Gl. (4.1) für $m = 1$ löst, ergibt sich in normierter Form zu

$$\mathbf{a}'_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} .$$

Der zum Eigenwert Γ'_1 zugehörige Eigenraum

$$\text{Kern}(\mathbf{S} - \Gamma'_1 \mathbf{E}) = \text{Lin} \{\mathbf{a}'_1\}$$

besitzt also die Dimension

$$\dim \text{Kern}(\mathbf{S} - \Gamma'_1 \mathbf{E}) = 1 \quad .$$

Die zweite und dritte Lösung von Gl. (4.2) Γ'_2 und Γ'_3 sind durch einen Eigenwert

$$\Gamma'_2 = S_{11} - S_{21}$$

der algebraischen Vielfachheit 2 mit $\Gamma'_2 = \Gamma'_3$ gegeben. D. h. die zweite und dritte Eigenmode besitzen den gleichen Eigenwert. Bestimmt man die Lösung von (4.1) für $m = 2$, erhält man die zu Γ'_2 gehörenden Eigenvektoren (nicht normiert) zu

$$\tilde{\mathbf{a}}'_2 = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \tilde{\mathbf{a}}'_3 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad .$$

Diese beiden Eigenvektoren sind Basisvektoren des Eigenraumes von Γ'_2

$$\text{Kern}(\mathbf{S} - \Gamma'_2 \mathbf{E}) = \text{Lin} \{\tilde{\mathbf{a}}'_2, \tilde{\mathbf{a}}'_3\}$$

mit

$$\dim \text{Kern}(\mathbf{S} - \Gamma'_2 \mathbf{E}) = 2 \quad .$$

Somit ist auch jedes weitere von $\mathbf{0}$ verschiedene Element aus $\text{Kern}(\mathbf{S} - \Gamma'_2 \mathbf{E})$ als lineares Kompositum von $\{\tilde{\mathbf{a}}'_2, \tilde{\mathbf{a}}'_3\}$ ein zum Eigenwert Γ'_2 zugehöriger Eigenvektor. Aus diesem Eigenraum kann man mit Hilfe des Schmidtschen Orthonormierungsverfahrens [44] nun zwei orthonormierte Elemente \mathbf{a}'_2 und \mathbf{a}'_3 auswählen:

$$\mathbf{a}'_2 = \frac{\tilde{\mathbf{a}}'_2}{|\tilde{\mathbf{a}}'_2|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\xi \tilde{\mathbf{a}}'_3 = \tilde{\mathbf{a}}'_3 - (\tilde{\mathbf{a}}'^T_3 \mathbf{a}'_2) \mathbf{a}'_2 \quad ; \quad \xi \in \mathbb{R} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{a}'_3 = \frac{\tilde{\mathbf{a}}'_3}{|\tilde{\mathbf{a}}'_3|} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ 2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Man kann leicht nachprüfen, dass die Menge $\{\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \mathbf{a}'_3\}$ der Eigenvektoren von \mathbf{S} ein Orthonormalsystem bildet. Fasst man die Eigenvektoren in einer Matrix zusammen, erhält man mit

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}'_1 & \mathbf{a}'_2 & \mathbf{a}'_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\sqrt{3} & -1 \\ \sqrt{2} & \sqrt{3} & -1 \\ \sqrt{2} & 0 & 2 \end{bmatrix}$$

die Orthogonalmatrix nach Gl. (3.4). Mit dieser findet man für \mathbf{S} die orthogonale Diagonalisierung nach Gl. (3.5)

$$\mathbf{S} = \mathbf{U}\mathbf{\Gamma}'\mathbf{U}^T$$

mit

$$\mathbf{\Gamma}' = \text{diag}(\Gamma'_1, \Gamma'_2, \Gamma'_3) \quad .$$

Für die in Abschnitt 4.1.1 dargestellte Dreitorantenne sind also drei Eigenmoden mit drei orthonormalen Eigenvektoren $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \mathbf{a}'_3$ und drei Eigenwerten $\Gamma'_1, \Gamma'_2, \Gamma'_3$ der Streumatrix verfügbar, wovon mit $\Gamma'_2 = \Gamma'_3$ zwei Eigenwerte identisch sind. Man sagt deshalb, die Moden 2 und 3 sind entartet.

Speist man nun die Antennenstruktur für jede der drei Moden an allen Toren mit Sätzen von Wellen entsprechend der Eigenvektoren \mathbf{a}'_1 (Mode 1), \mathbf{a}'_2 (Mode 2) und \mathbf{a}'_3 (Mode 3), so werden die einzelnen Eigenmoden angeregt, und auf der Struktur bilden sich Stromverteilungen aus, welche abhängig von der angeregten Eigenmode zur Abstrahlung führen (Strahlungsmoden). Dies zeigt Abb. 4.2 in schematischer Form. Die Tore sind jeweils mit 1, 2, 3 bezeichnet, wobei entgegengesetzte Phasigkeit der Speisung mit \odot und \otimes (Phasenverschiebung: 180°) gekennzeichnet ist.

4.1.2.2 Eigenmodenimpedanzen

Nach Gl. (3.8) können aus den Eigenmodenreflexionsfaktoren $\Gamma'_1, \Gamma'_2, \Gamma'_3$ die Eigenmodenimpedanzen Z'_1, Z'_2, Z'_3 und damit die Eigenwerte der Z -Matrix der Dreitorantenne berechnet werden. Aufgrund der Entartung der Moden 2 und 3 gilt für die zugehörigen Eigenmodenimpedanzen ebenfalls

$$Z'_2 = Z'_3 \quad .$$

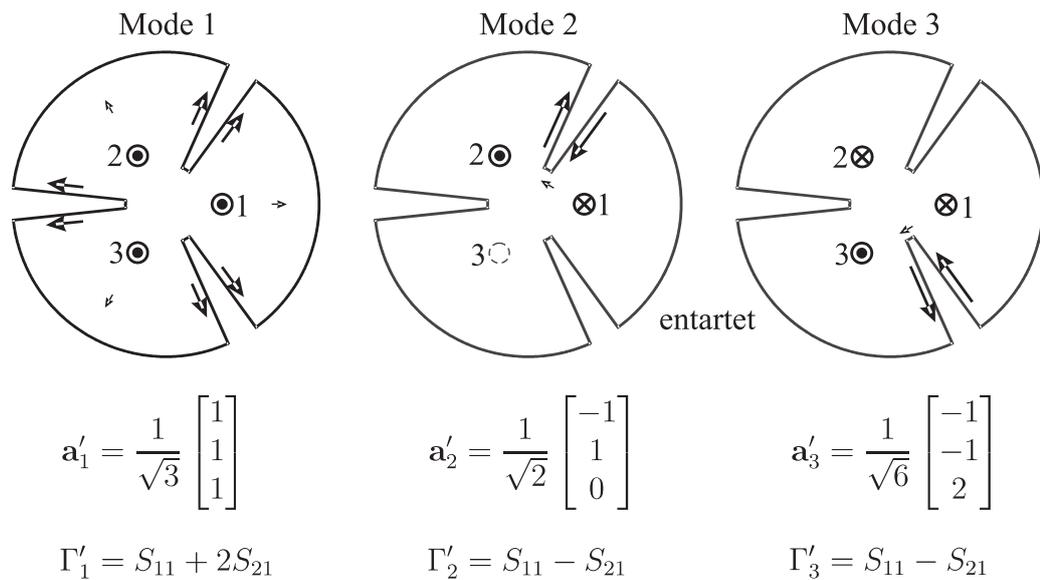


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung der Stromverteilungen auf der Antennenstruktur für die drei Eigenmoden. Moden 2 und 3 sind entartet, d.h. sie besitzen gleiche Eigenwerte und damit gleiche Resonanzfrequenzen.

Damit bleiben die Eigenmodenimpedanzen und Eigenmodenreflexionsfaktoren von Mode 1 und 2 als unterscheidbare Eigenmodenkenngrößen.

Aus Abschnitt 3.4.5 ist bekannt, dass entkoppelte Antennentore und dadurch orthogonale Torrichtcharakteristiken als Konsequenz gleicher Eigenmodenreflexionsfaktoren und damit gleicher Eigenmodenimpedanzen existieren. Somit besteht nach Abschnitt 3.3.3 die Aufgabe der Antennendimensionierung darin, die Geometrieparameter der Antenne so zu wählen, dass die Eigenmodenimpedanzen in Übereinstimmung gebracht werden.

Die Eigenmodenimpedanzen Z'_1 und Z'_2 der vorliegenden Struktur zeigen beide das Frequenzverhalten eines Parallelschwingkreises, da hier der Fall eines „mittig“ angeregten Leitungsresonators einer Länge $< \lambda/4$ (Flügel der Struktur) mit reaktiver Belastung an beiden Enden vorliegt. Dies ist in Abb. 4.3 illustriert. Dabei sind die Nullstellen der Imaginärteile von Z'_1 und Z'_2 gleich den Resonanzfrequenzen f_1 und f_2 , und die relativen Maxima der Realteile werden als Resonanzwiderstände bezeichnet. Resonanzwiderstand und -frequenz sind die wesentlichen Größen zur Beschreibung der Eigenmodenimpedanzen. Weiterhin kann man noch eine Eigenmodengüte als proportional dem Kehrwert des Frequenzabstandes von relativem Maximum und Minimum des Imaginärteiles einer Eigenmodenimpedanz angeben.

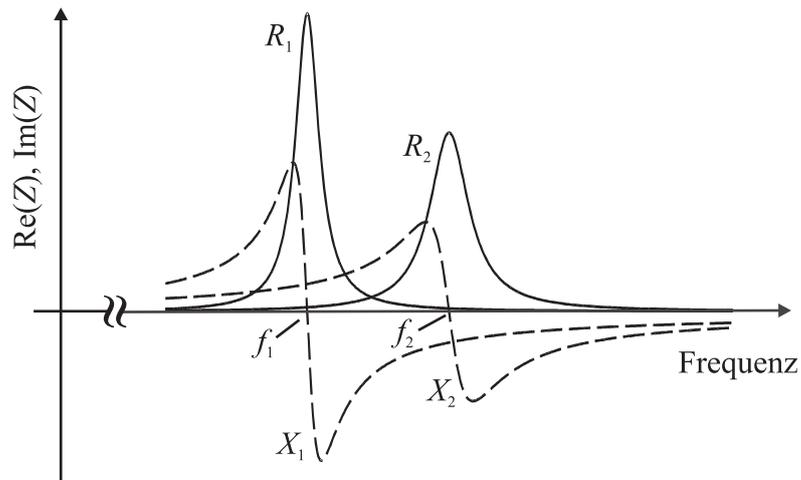


Abbildung 4.3: Parallelresonanzverhalten der Eigenmodenimpedanzen von Mode 1 und 2. Resonanzfrequenzen f_1 und f_2 als Nullstellen der Imaginärteile und Resonanzwiderstände R_1 und R_2 als relative Maxima der Realteile.

4.1.3 Numerische Simulationen

Das Abstimmverhalten der Eigenmodenimpedanzen der betrachteten Multimodenantenne wurde anhand numerischer Simulationen mit CST Microwave Studio 5 [46] untersucht.

4.1.3.1 Parameterstudie

Die wesentliche Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in Abb. 4.4 dargestellt. Sie wurden für ein Dielektrikum mit $\epsilon_r = 2$ und einer Dicke von 5,8 mm erzielt. Der Öffnungswinkel der Schlitze betrug $\alpha = 10^\circ$ und der Pfostendurchmesser $d = 11,6$ mm. Der Scheibendurchmesser war mit $D = 44,2$ mm rund $\lambda_0/(2\sqrt{2})$.

In 4.4 a ist dazu die Abhängigkeit der Resonanzfrequenzen von der Spaltbreite g für einen festen Speisepunkt Abstand $s = 8,3$ mm gezeigt. Man erkennt eine monotone Abhängigkeit für die beiden Moden und weiterhin, dass die Resonanzfrequenzen gegenläufig durch die Spaltbreite beeinflusst werden. Somit kann man einen Wert g finden, für den die Resonanzfrequenzen f_1 und f_2 gleich werden.

4.4 b zeigt entsprechend die Abhängigkeit der Resonanzwiderstände von der Position des Speisepunktes für eine feste Spaltbreite $g = 0,35$ mm, beschrieben durch den Abstand s des Speisepunktes auf der Unterseite eines Flügels vom Zentrum der Antenne. Auch hier erkennt man ein monotones und gegenläufiges Verhalten im Intervall von $s = 0 \dots 10$ mm mit einer Stelle gleicher Resonanzwiderstände.

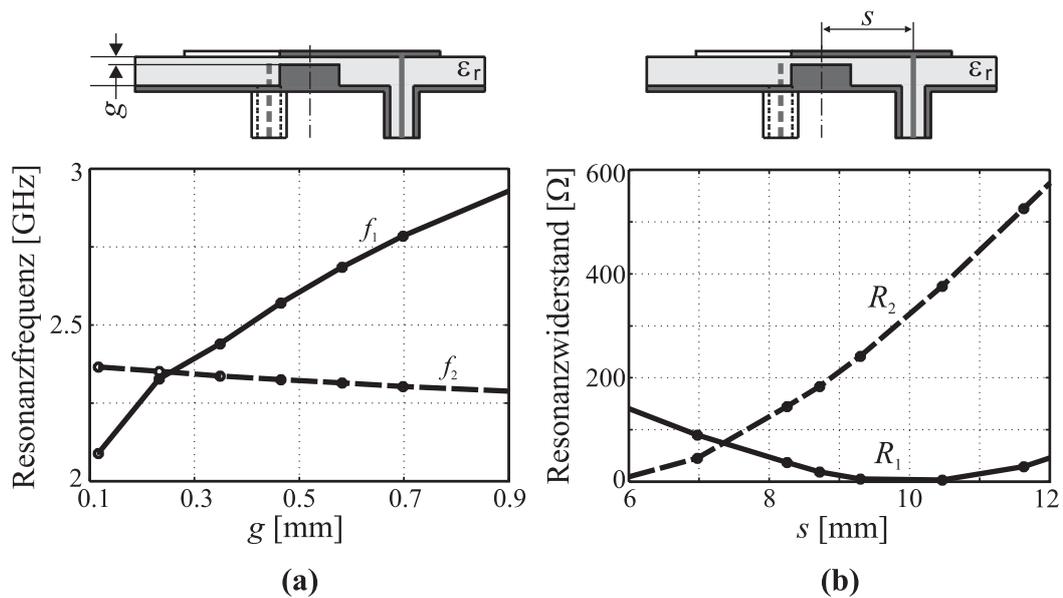


Abbildung 4.4: Parameterstudie. (a) Abhängigkeit der Resonanzfrequenzen von der Spaltbreite g . (b) Abhängigkeit der Resonanzwiderstände vom Abstand des Speisepunktes bezogen auf das Zentrum der Struktur.

Diese Parameterstudie zeigt das Abstimmvermögen der avisierten Antennenstruktur in Bezug auf die Eigenmodenkenngrößen. Für den praktischen Entwurf ist je nach Anforderung an die Entkopplung kein deckungsgleicher Verlauf der Eigenmodenimpedanzen in einem Frequenzintervall erforderlich, sondern eine grobe Übereinstimmung für eine Frequenz. Eine solche Stelle findet man in der Umgebung der Resonanzfrequenzen, wenn man diese unter Beibehaltung einer groben Übereinstimmung der Resonanzwiderstände einander annähert.

4.1.3.2 Streuparameter

Das Ergebnis für einen Satz entsprechender Geometrieparameter mit $s = 8,3$ mm und $g = 0,35$ mm ist in Abb. 4.5 gezeigt. In 4.5 a sieht man die Stromdichteverteilung auf der Scheibe bei Speisung von Tor 1 und gleichzeitigem reflexionsfreien Abschluss der anderen Tore (keine Eigenmode). Man erkennt, dass die gesamte Struktur von Tor 1 angeregt wird. Die Streuparameter bezüglich Tor 1 und Tor 2 für diesen Fall sind in 4.5 b abgebildet. Es wurde eine Übersprech- und Reflexionsdämpfung von ca. 20 dB bei 2,45 GHz erreicht.

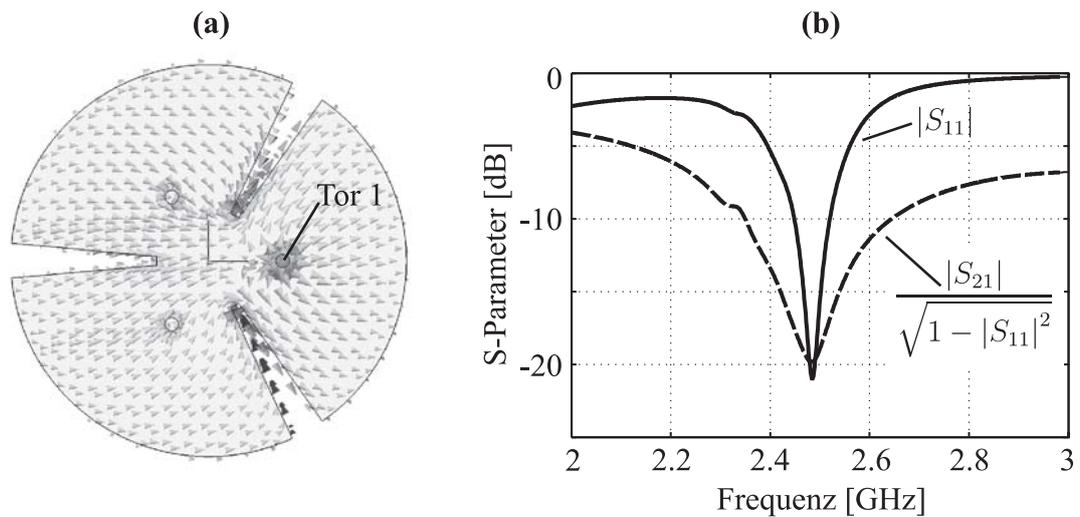


Abbildung 4.5: Ergebnisse numerischer Simulationen der Trimodenantenne. **(a)** Stromdichteverteilung auf der Struktur bei ausschließlicher Speisung von Tor 1. **(b)** Frequenzverläufe der Streuparameter bezüglich Tor 1 und Tor 2.

4.1.3.3 Richtcharakteristiken

In Abb. 4.6 sind die Eigenmodenrichtcharakteristiken bei der Frequenz $f_0 = 2,5$ GHz in Form der Winkelabhängigkeit des Betrags der Direktivität für die jeweils dominante Feldkomponente (Polarisation) abgebildet. Die Bildzeilen gehören dabei jeweils zu einer Eigenmode, die linke Spalte zeigt immer eine Elevationscharakteristik und die rechte eine Azimutalcharakteristik. Eine detaillierte Beschreibung jeder Charakteristik kann der Bildunterschrift entnommen werden. Für alle Richtcharakteristiken ist dabei das Koordinatensystem aus Abb. 4.1 zu Grunde gelegt.

Bei den abgebildeten Betragscharakteristiken handelt es sich somit um bestimmte Schnitte durch die Beträge der zu dieser Dreitorantenne gehörenden Basis von Eigenmodenrichtcharakteristiken

$$\mathcal{B}' = \left\{ \vec{C}'_1, \vec{C}'_2, \vec{C}'_3 \right\} \quad ,$$

durch deren Linearkombination jede Richtcharakteristik des zur Antenne gehörenden RC-Raumes \mathcal{C} erzeugt werden kann.

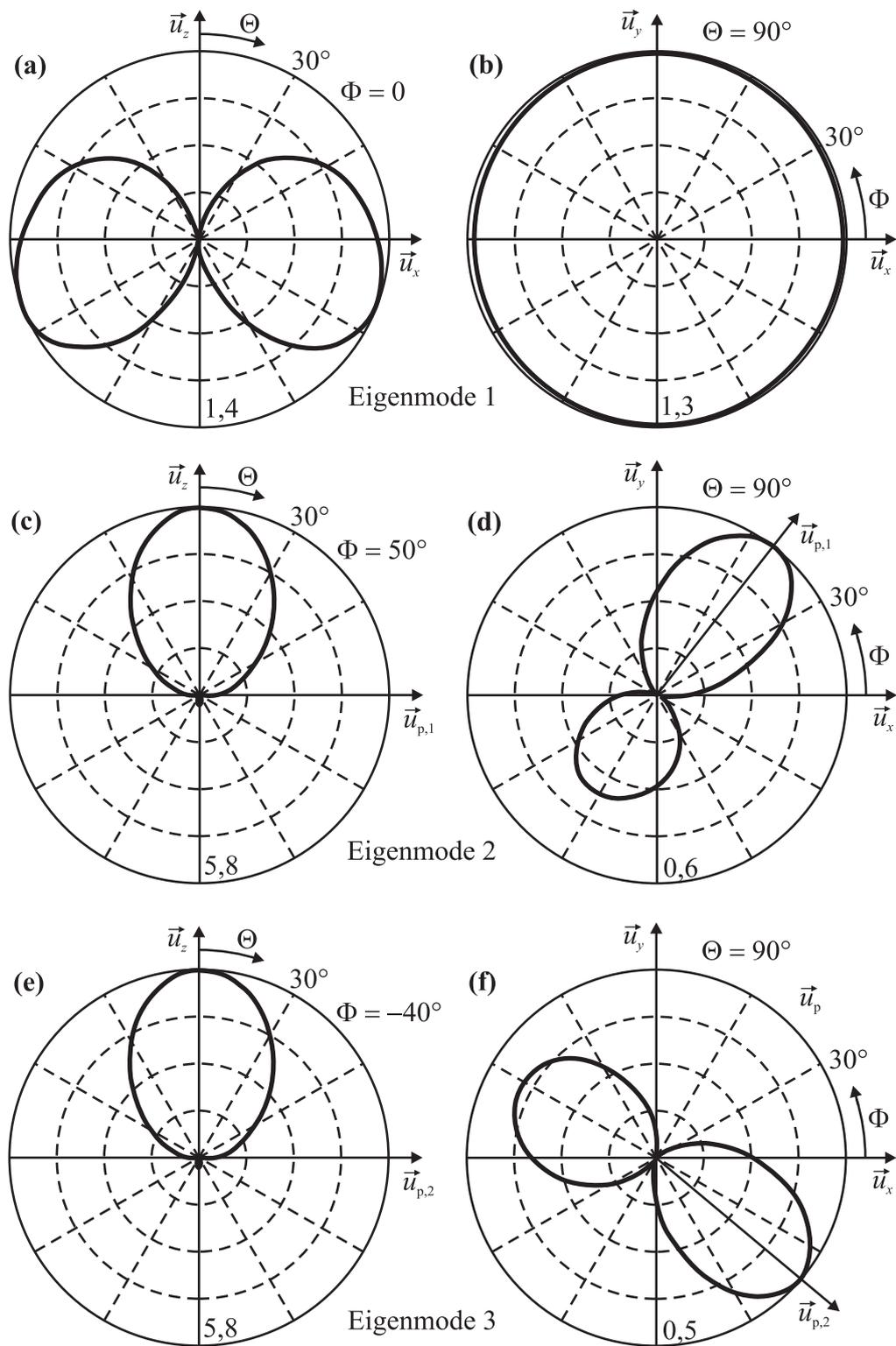


Abbildung 4.6: Eigenmodenrichtcharakteristiken (Amplitudencharakteristiken der Direktivität) für verschiedene Schnitte in der jeweils dominanten Polarisierung. Eigenmode 1 (Θ -Polarisation): **(a)** Elevation in xz -Ebene ($\Phi = 0$). **(b)** Azimut in xy -Ebene ($\Theta = 90^\circ$). Eigenmode 2 (Φ -Polarisation): **(c)** Elevation in Ebene aufgespannt von \vec{u}_z und $\vec{u}_{p,1}$ ($\Phi = 50^\circ$). **(d)** Azimut in xy -Ebene ($\Theta = 90^\circ$). Eigenmode 3 (Φ -Polarisation): **(e)** Elevation in Ebene aufgespannt von \vec{u}_z und $\vec{u}_{p,2}$ ($\Phi = -40^\circ$). **(f)** Azimut in xy -Ebene ($\Theta = 90^\circ$).

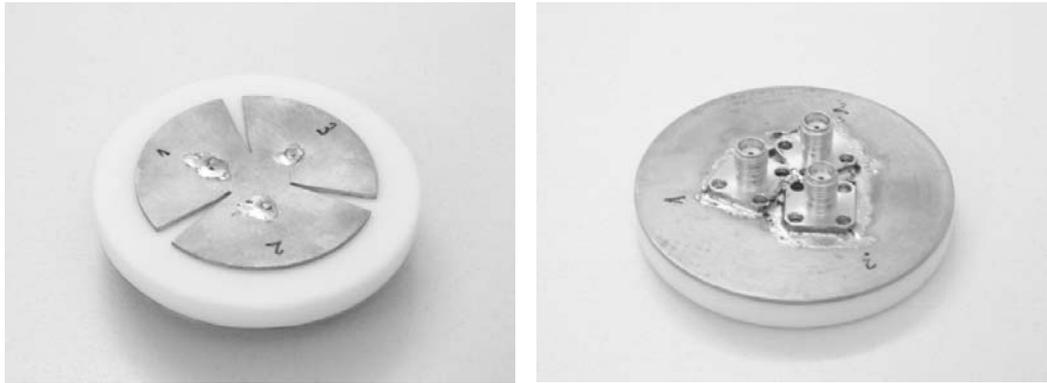


Abbildung 4.7: Fotos von Ober- und Unterseite der experimentell untersuchten Struktur (Teflon als Dielektrikum zwischen oberer und unterer Scheibe) [34].

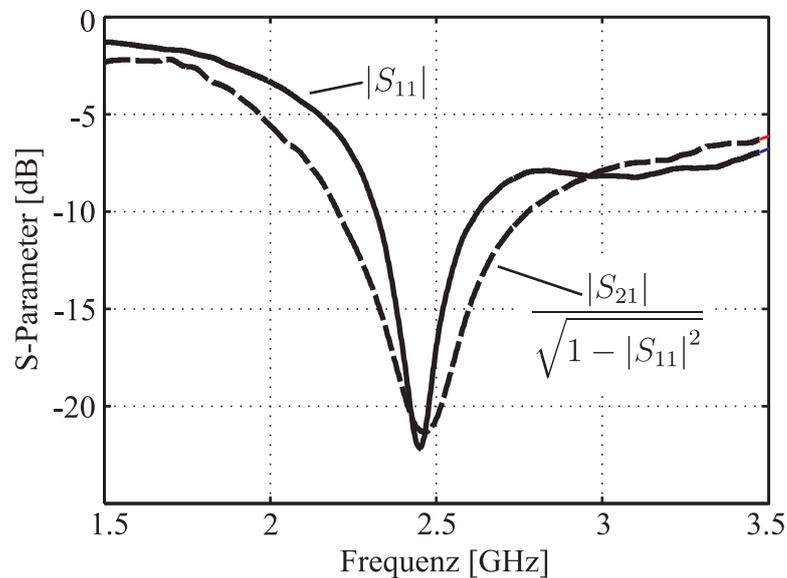


Abbildung 4.8: Gemessene Frequenzverläufe der Streuparameter bezüglich der Tore 1 und 2.

4.1.4 Experimentelle Verifikation

Die beschriebene Antennenstruktur wurde mechanisch gefertigt (siehe Fotos in Abb. 4.7) und die Funktion messtechnisch überprüft. Die Fertigung geschah aus ca. 1 mm dicken Messingblechen als Grundmetallisierung und als Antennenscheibe. Dazwischen befindet sich eine Teflonscheibe mit $\epsilon_r \approx 2$. Die Schlitzte in der Scheibe wurden zum Zentrum hin ausgesägt. Trotz dieser relativ groben Fertigungsmethode, bei der Luftspalte zwischen der geschlitzten Scheibe und dem Dielektrikum nicht vermeidbar waren, ließ sich die Funktion durch Messung bestätigen. Dies zeigt Abb. 4.8 mit den gemessenen (Netzwerkanalysator Agilent PNA E 8363 A) Verläufen der Streuparameter bezüglich der Tore 1 und

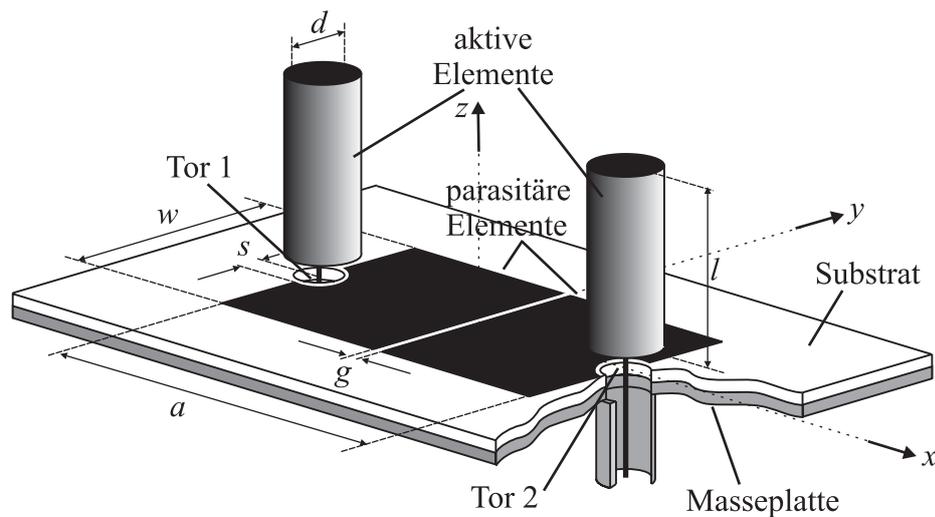


Abbildung 4.9: Struktur der Monopolantenne mit parasitären Elementen [33].

2. Auch hier wurde eine Anpassung und Entkopplung von 20 dB bei 2,45 GHz mit einer relativen Bandbreite von ca. 9 % (Abschnitt 2.1.2.4) erreicht.

4.2 Monopolantenne mit parasitären Elementen

In dem hier vorgestellten zweiten Realisierungsbeispiel wird eine Zweifach-Monopolantenne als Grundstruktur durch parasitäre Antennenelemente ergänzt, durch die gemäß Abschnitt 3.3.2.2 eine Mehrwegkopplung zwischen den Antennentoren erreicht wird. In diesem Beispiel wird noch kein Gebrauch von einer expliziten reaktiven Beschaltung der parasitären Elemente gemacht. Auch hier wird numerisch und experimentell gezeigt, dass sich die Frequenzcharakteristik der Transmission zwischen den Antennentoren durch gezieltes Beeinflussen der unterschiedlichen Kopplungspfade einstellen lässt und eine gute Entkopplung erreicht werden kann. Dabei wird bei dieser Antenne die Kompaktheitsanforderung mit einem Monopolabstand von ca. $\lambda_0/2$ etwas abgeschwächt, aber dafür eine höhere Transmissionsdämpfung (≥ 40 dB) zwischen den Antennentoren gefordert [33].

4.2.1 Antennenstruktur

Die avisierte Antennenstruktur ist in Abb. 4.9 dargestellt. Die Grundstruktur der Antenne ist eine Anordnung aus zwei koaxial gespeisten Monopolen über einer metallischen Platte. Der Abstand a der $l \approx \lambda_0/5$ langen Monopole beträgt dabei ca. $\lambda_0/2$ und der

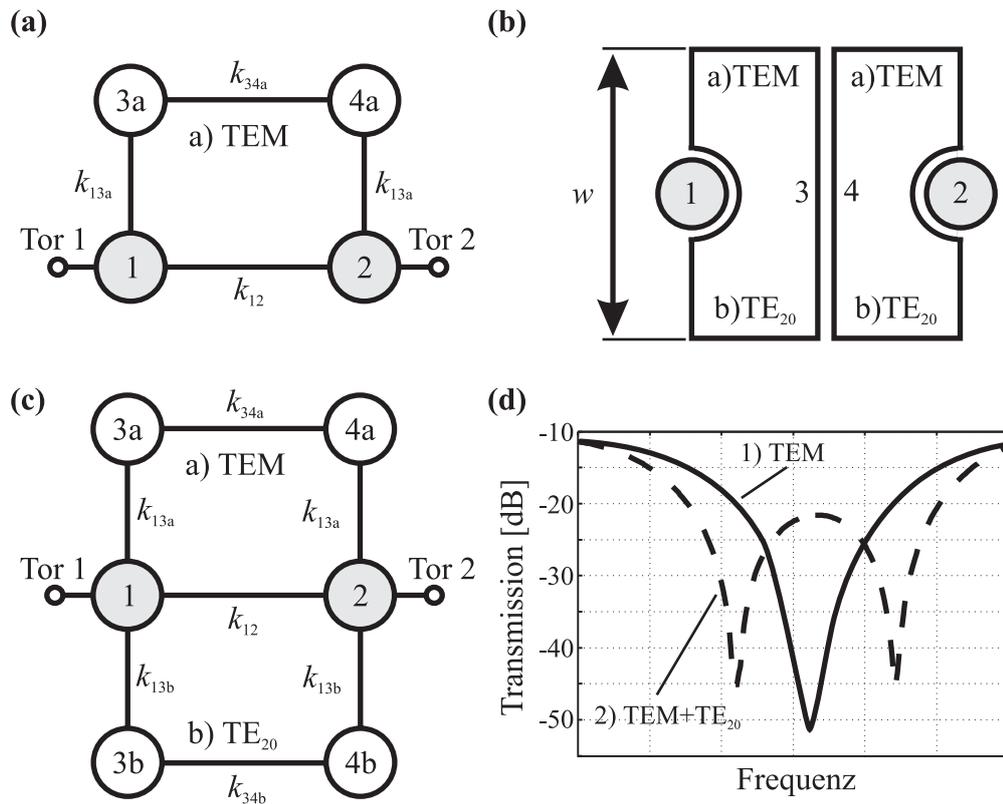


Abbildung 4.10: Kopplungsschemata der verfügbaren Wellentypen. **(a)** Quasi-TEM-Wellen-Betrieb für $w < \lambda_0/2\sqrt{\epsilon_r}$. **(b)** Struktur mit den insgesamt ausbreitungsfähigen Wellentypen. **(c)** Betrieb mit Quasi-TEM- und TE₂₀-Wellen für $w > \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$. **(d)** Charakteristische Transmissionsverläufe für beide Betriebsarten.

Monopoldurchmesser $d \approx \lambda_0/12$. Zu dieser Grundstruktur ist weiterhin eine Mikrostreifenleitungsstruktur auf einem 1 mm dicken Substratmaterial mit $\epsilon_r = 4$ oberhalb der Metallplatte hinzugefügt. Die beiden Mikrostreifenleitungen besitzen die Breite w und sind jeweils durch einen Spalt voneinander (Breite g) und von den Monopolen (Breite s) separiert. Mit den in Abschnitt 3.3.2 eingeführten Begriffen sind die Monopole die aktiven Antennenelemente. Die beiden Mikrostreifenleitungsstücke repräsentieren die parasitären Elemente.

Die Aufgabe der parasitären Elemente ist in diesem Fall hauptsächlich das Bereitstellen zusätzlicher Kopplungswege zwischen den Antennentoren. Dennoch ist der Einsatz parasitärer Antennenelemente zur Torentkopplung und damit folglich zur Dekorrelation der zugehörigen Torrichtcharakteristiken untrennbar mit einem Beitrag zum Strahlungsverhalten der Antenne verbunden. Dieser Einfluss auf die vom Monopol zu erwartende omnidirektionale Betragcharakteristik soll als weitere Designanforderung aber möglichst minimal sein.

4.2.2 Numerische Simulationen

Die Struktur wurde anhand numerischer Simulationen mit CST Microwave Studio 5 [46] auf die Wirkungsweise der parasitären Elemente und deren Auswirkungen auf das Transmissionsverhalten zwischen den Antennentoren und das Strahlungsverhalten der Antenne untersucht.

4.2.2.1 Wirkungsweise der parasitären Elemente

Im Folgenden wird eine qualitative Erläuterung der Wirkungsweise der parasitären Elemente gegeben. Für diese qualitative Erläuterung wird das Feld auf den beiden parasitären Elementen als Überlagerung der Felder von Leitungswellen betrachtet. Hierbei kann die Zahl der ausbreitungsfähigen Wellentypen auf der Mikrostreifenleitungsstruktur durch die Wahl der Leiterbreite w entscheidend kontrolliert werden. Zur Erklärung soll die folgende Fallunterscheidung mit Bezug auf die schematisierte Darstellung aus Abb. 4.10 dienen.

1. Für den Fall dass $w < \lambda_0/2\sqrt{\varepsilon_r}$ gilt (Abb. 4.10 a/b), ist auf den Mikrostreifenleitungen eine Quasi-TEM-Welle (3a und 4a) ausbreitungsfähig. Das Feld auf den Leitungsstücken ergibt sich damit aus der Überlagerung hin- und rücklaufender Quasi-TEM-Wellen (Abb. 4.11). Das bedeutet, dass zusätzlich zu dem ursprünglich zwischen den Antennentoren vorhandenen Koppelpfad (Koppelfaktor k_{12}) genau ein weiterer Koppelpfad über die Quasi-TEM-Wellen auf den Leitungen entsteht. Die Quasi-TEM-Wellen 3a und 4a werden durch die beiden Monopole angeregt. Dabei wird die Kopplung der Felder 1 und 3a bzw. 2 und 4a durch die Koppelfaktoren k_{13a} und die gegenseitige Verkopplung der Felder 3a und 4a durch den Koppelfaktor k_{34a} repräsentiert. Die Transmissionscharakteristik mit einer Transmissionsnullstelle für diesen Fall der 2-Wege-Kopplung zeigt Abb. 4.10 d.

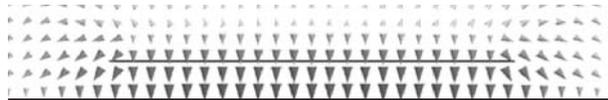


Abbildung 4.11: Quasi-TEM-Welle auf der Mikrostreifenleitung für $w < \lambda_0/2\sqrt{\varepsilon_r}$ (Querschnittsdarstellung).

2. Für $w > \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$ besteht auf den Mikrostreifenleitungen kein reiner Quasi-TEM-Wellen-Betrieb mehr, sondern zusätzlich zu den Quasi-TEM-Wellen 3a und 4a werden die TE_{20} -Wellen 3b und 4b ausbreitungsfähig. Diese sind durch zwei Nullstel-

len der elektrischen Feldstärke im Querschnitt der Leitung gekennzeichnet (Abb. 4.12). Die gegenseitige Verkopplung dieser Felder wird durch den Koppelfaktor k_{34b} und die Kopplung der Felder 1 mit 3b und 2 mit 4b durch die Koppelfaktoren k_{13b} beschrieben. Insgesamt besteht hier eine 3-Wege-Kopplung, welche in einem charakteristischen Transmissionsverhalten mit zwei Transmissionsnullstellen resultiert (Abb. 4.10 d). Die für $w > \lambda_0/2\sqrt{\varepsilon_r}$ ebenfalls existierende TE_{10} -Welle wird aus Symmetriegründen (mittige Speisung) hier nicht angeregt.



Abbildung 4.12: Zusätzliche TE_{20} -Welle für $w > \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$ (Querschnittsdarstellung).

Der technisch interessante und im vorliegenden Designbeispiel genutzte Fall der 3-Wege-Kopplung besteht in der simultanen Ausnutzung von genau einer vorhandenen Übertragungsstrecke über die zwei planaren parasitären Elemente durch zwei unterschiedliche Wellentypen (TEM und TE_{20}). D. h. die Mikrostreifenleitung liefert zusätzlich zum ursprünglichen Kopplungspfad zwischen den beiden Antennentoren zwei weitere Kopplungspfade, also insgesamt eine 3-Wege-Kopplung. Allgemein gilt, dass eine Mehrwegekopplung mit M Pfaden zu $M - 1$ Transmissionsnullstellen führen kann.

4.2.2.2 Torübersprechen und Richtcharakteristik

In Abb. 4.13 ist die Transmission zwischen den beiden Antennentoren für verschiedene Geometrieparameter dargestellt. Dabei ist die Kurve (a) für den Fall ohne Mikrostreifenleitungsstruktur aufgenommen. In diesem Fall existiert also nur genau ein Kopplungspfad zwischen den Antennentoren. Im Vergleich mit den Kurven (b), (c), (d) erkennt man eine stark reduzierte Übersprechdämpfung auf ca. 16 dB. Die Verläufe (b), (c), (d) entsprechen dem charakteristischen Verlauf der 3-Wege-Kopplung im Betrieb der Mikrostreifenleitungen mit der TEM - und der TE_{20} -Welle. Die Lage der Transmissionsnullstellen, kann in großem Maße durch Wahl der Geometrieparameter w (Breite der Mikrostreifenleitungen) und s (Abstand der Leitung zum Antennenfußpunkt) variiert werden. Somit kann der charakteristische Verlauf an vorgegebene Systemanforderungen (z. B. minimale Bandbreite und Transmissionsdämpfung) angepasst werden.

Die azimutalen Richtcharakteristiken des Betrags der relativen elektrischen Feldstärke

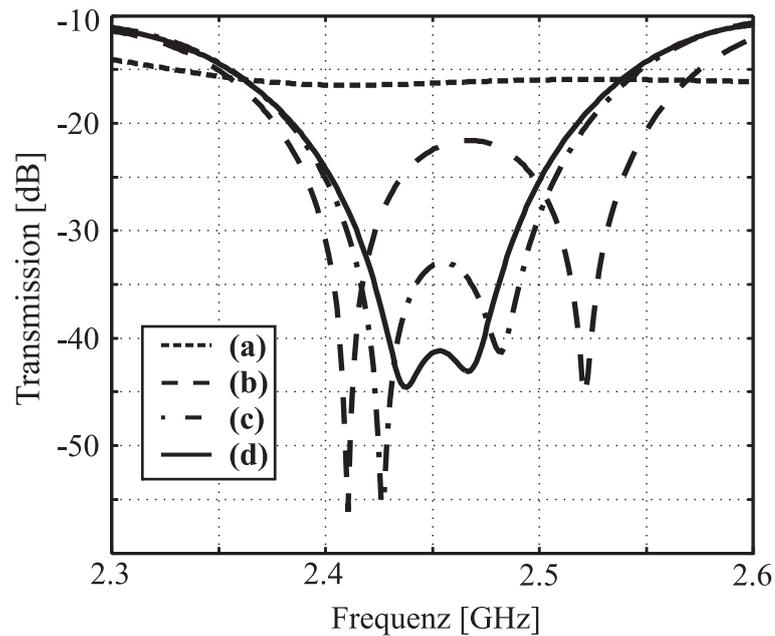


Abbildung 4.13: (a) Transmission zwischen Antennentoren ohne Mikrostreifenleitungsstruktur. (b),(c),(d) 3-Wege-Transmissionsverhalten zwischen Tor 1 und 2 für unterschiedliche Geometrie-parameter.

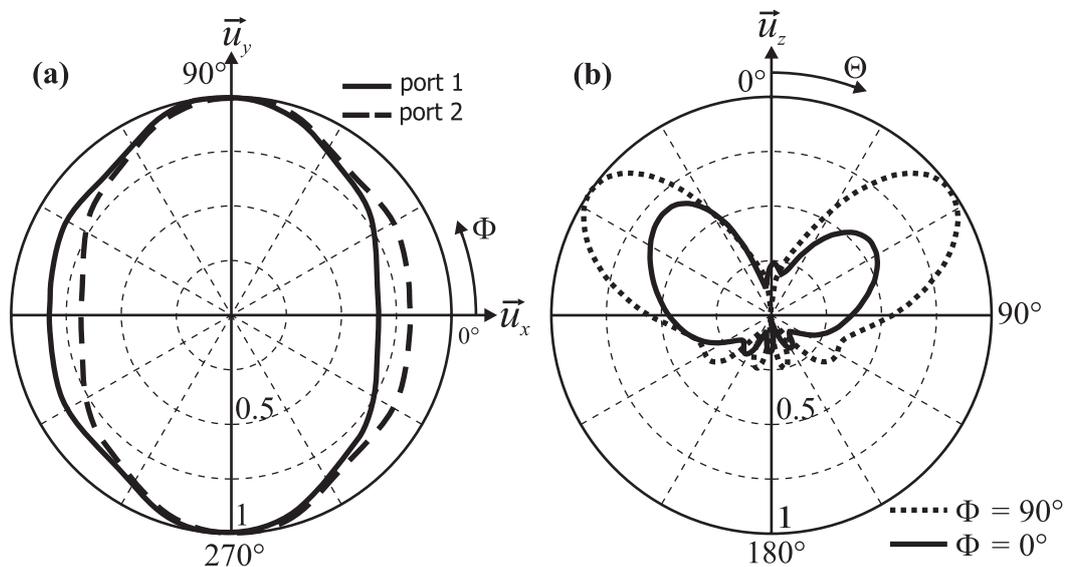


Abbildung 4.14: (a) Azimutale Betragscharakteristik der relativen elektrischen Feldstärke (Θ -Polarisation) in xy-Ebene für Tor 1 und 2. (b) Elevationsrichtcharakteristiken des Betrags der relativen elektrischen Feldstärke (Θ -Komponente) bei Speisung von Tor 1 für die Schnitte $\Phi = 0$ und $\Phi = 90^\circ$.

(Θ -Komponente) in der xy-Ebene zugehörig zu Tor 1 und Tor 2 (Torrichtcharakteristiken) sind in Abb. 4.14 a dargestellt. An der Richtcharakteristik für Tor 1 erkennt man bei $\Phi = 0$ eine Abweichung der relativen Feldstärke vom Maximum und damit von

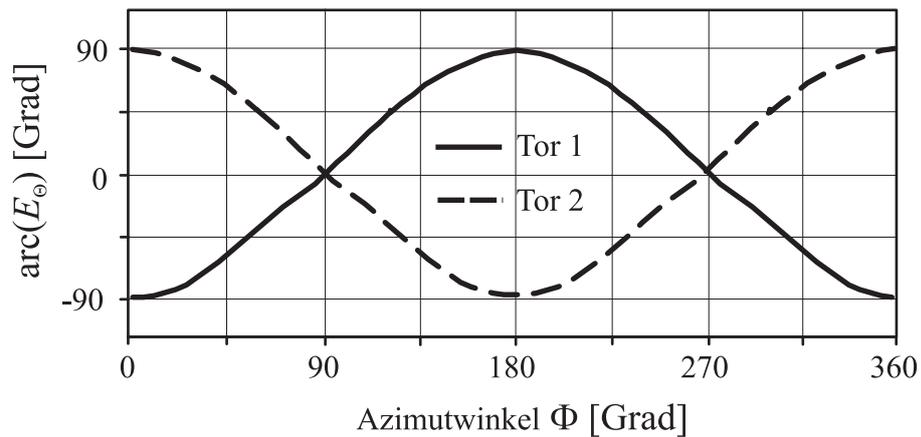


Abbildung 4.15: Phasen des elektrischen Feldes (θ -Polarisation) für Tor 1 und 2 in Abhängigkeit vom Azimutwinkel Φ .

der Kreisform um ca. -3 dB. Diese Abweichung von der omnidirektionalen Form ist hauptsächlich auf die Anwesenheit des zweiten Monopols zurückzuführen. In 4.14 b sieht man die Elevationsrichtcharakteristiken des Betrags der relativen elektrischen Feldstärke (Θ -Komponente) bei Speisung von Tor 1 für die Schnittebene durch die Monopole ($\Phi = 0$) und die Ebene ($\Phi = 90^\circ$) senkrecht dazu (symmetrische Charakteristik). Die kreuzpolare Feldkomponente ist gegenüber der dargestellten Θ -Komponente um etwa 20 dB gedämpft und deshalb nicht dargestellt. Als Bezugskoordinatensystem für alle Richtcharakteristiken liegt das aus Abb. 4.9 zugrunde. Die Richtcharakteristiken sind für die Frequenz 2,45 GHz angegeben, bei der eine Übersprechdämpfung von mehr als 40 dB erreicht wurde (siehe Abb. 4.13). Somit liegen hier stark voneinander entkoppelte Antennentore vor, was in zueinander orthogonalen Torrichtcharakteristiken resultiert. Die Orthogonalität wird hier hauptsächlich durch den Phasenunterschied der Richtcharakteristiken erreicht. Dies ist exemplarisch für die azimutale Winkelabhängigkeit der Phasen des elektrischen Feldes (Θ -Komponente) bei Speisung von Tor 1 und 2 in Abb. 4.15 illustriert.

4.2.3 Experimentelle Verifikation

Die in Abschnitt 4.2.1 beschriebene Antenne wurde mechanisch gefertigt, und ihre Toreigenschaften wurden messtechnisch mit Hilfe eines vektoriiellen Netzwerkanalysators (Agilent PNA E 8363 A) bestimmt. Abb. 4.16 zeigt ein Foto der untersuchten Struktur. Als Substratmaterial für die Mikrostreifenleitung wurde das herkömmliche Platinenmaterial FR-4 mit $\epsilon_r = 4$ und einer Dicke von 1 mm verwendet. Die Unterseite ist komplett metallisiert (Kupfer) und dient als „Massegegenpol“ für die unsymmetrisch gespeis-



Abbildung 4.16: Foto der experimentell untersuchten Struktur [33]. Monopollänge $l = 23,2$ mm, Monopolabstand $a = 63,3$ mm, Breite der Mikrostreifenleitung $w = 58,8$ mm, Schlitzbreite $g = 2,9$ mm, Abstand zw. Leitung und Antennenfußpunkt $s = 6,2$ mm.

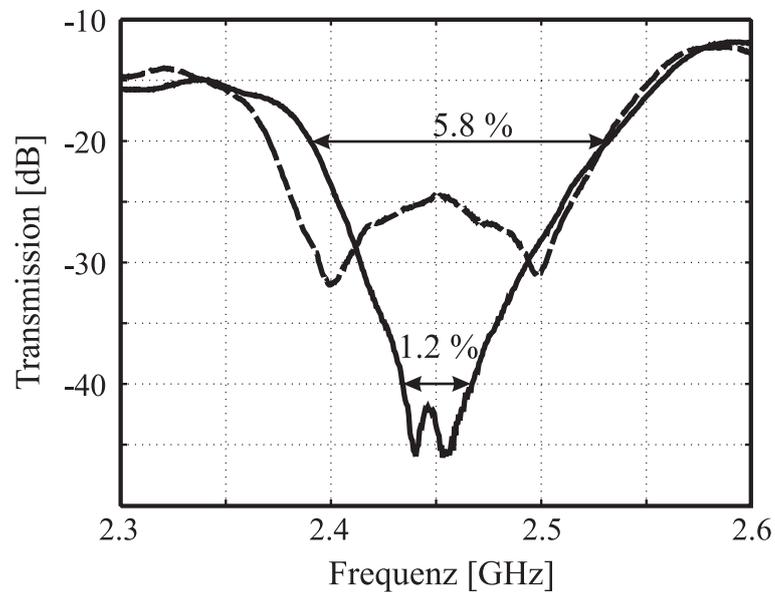


Abbildung 4.17: Gemessenes Transmissionsverhalten ($TEM+TE_{20}$) zwischen Tor 1 und 2 für unterschiedliche Geometrieparameter.

ten Monopole. Die Mikrostreifenleitungsstruktur auf der Oberseite wurde mit Hilfe eines nass-chemischen Ätzverfahrens hergestellt. Die beiden Monopole sind zylindrische Drehteile, die einseitig mit einer Längsbohrung versehen sind und so mittels Presspassung mit den Innenleitern der verwendeten Koaxialstecker verbunden sind.

Abb. 4.17 zeigt gemessene Verläufe für die Transmission zwischen den beiden Antennen für verschiedene Werte für w und s . Dabei entspricht der Verlauf mit der durchgezogenen Linie den in der Bildunterschrift von Abb. 4.16 angegebenen geometrischen Abmessungen. Die bei 2,45 GHz erreichte Transmissionsdämpfung ist ca. 42 dB. Die erreichte relative Bandbreite beträgt 1,2 % bei -40 dB und 5,8 % bei -20 dB Transmission. Die Mes-

sung des Stehwellenverhältnisses an den Toren ergab $VSWR < 2$ im Frequenzbereich von 2,2 GHz bis 2,8 GHz.

4.3 Kurze Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die numerische und experimentelle Verifikation der beiden in dieser Arbeit verwendeten und im vorherigen Kapitel beschriebenen Entwurfskonzepte dargestellt.

Bei der ersten Struktur (Trimodenantenne) handelte es sich um eine strahlende Gesamtstruktur (Gesamtabmessung kleiner als eine halbe Freiraumwellenlänge) mit drei Toren, denen keine strahlenden Teilstrukturen (Elemente) zugeordnet sind. Jedes Tor erregt hier die gesamte Struktur. Diese Multimodenantenne wurde mit Hilfe ihrer Eigenmoden entworfen. Dazu standen ausreichend viele Geometrieparameter zur Verfügung, um eine grobe Übereinstimmung der Eigenmodenimpedanzen und damit die Torentkopplung zu erreichen.

Die Grundstruktur der zweiten Antenne bestand aus zwei Monopolen mit einem Abstand von einer halben Freiraumwellenlänge. Dieser Grundstruktur wurden zwei parasitäre Elemente in Form von Mikrostreifenleitungsstücken hinzugefügt, durch deren Dimensionierung das Übersprechen zwischen den Toren gezielt beeinflussbar war und schließlich minimiert wurde. Das Übersprechen zeigte hier einen charakteristischen Verlauf mit zwei Transmissionsnullstellen.

KAPITEL 5

Anwendung: Winkel-Zeit-Signalverarbeitung

Wie bereits in Abschnitt 1.1 beschrieben, bietet der Einsatz von Mehrfachantennen mit entkoppelten Toren auf der Sende- und/oder Empfangsseite eines Übertragungssystems die Möglichkeit einer enormen Erhöhung der Kanalkapazität ohne gleichzeitige Erhöhung der Übertragungsbandbreite. Dies beruht auf einer Erhöhung des Signal-Rausch-Abstandes oder auf der Realisierung mehrerer paralleler Übertragungskanäle im gleichen Frequenzband durch Ausnutzung unterschiedlicher Wellenausbreitungsrichtungen beim Senden und/oder Empfangen in Szenarien mit Mehrwegeausbreitung zwischen Sender und Empfänger [1, 5, 10, 47].

Die in dieser Arbeit vorgestellten Multimodenantennen stellen mehrere orthogonale Richtcharakteristiken an mehreren entkoppelten Toren bereit und treten bei einer omnidirektionalen Gleichverteilung der Wellenausbreitungsrichtungen am Ort der Antenne an die Stelle einer Gruppe von Einzelantennen an Sender und/oder Empfänger, z. B. in einem MIMO-System (Abb. 5.1). Dies führt zu einer großen Platzersparnis, was insbesondere für den Einsatz in mobilen Terminals von Vorteil ist.

In diesem Kapitel wird der Einsatz von Multimodenantennen exemplarisch an ausgewählten Anwendungen erläutert. Aufbauend auf den allgemeinen Empfangseigenschaften von Mehrfachantennen aus Abschnitt 2.1.3 wird dazu zunächst die Darstellung einer Multimodenantenne als winkelabhängiges Filter präsentiert. Weiterhin ist beschrieben, wie

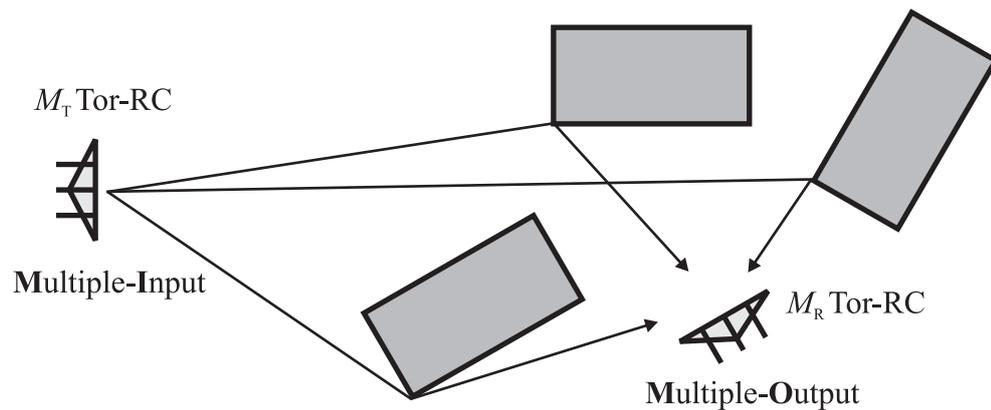


Abbildung 5.1: Übertragungsszenario mit Mehrwegeausbreitung. Einsatz von Multimodenantennen mit M_T Richtcharakteristiken am Sender und M_R am Empfänger anstelle je einer Gruppe von Einzelantennen.

die Anteile jeder einzelnen Richtcharakteristik optimal kombiniert werden können, um den Signal-Rausch-Abstand beim Empfang zu maximieren. Dieses Prinzip wird dann am Beispiel des Diversitätsempfangs mit Maximum-Ratio-Combining (MRC) erklärt und danach das darauf aufbauende Prinzip der Übertragung mittels mehrerer paralleler Kanäle im Raummultiplexverfahren erläutert.

5.1 Multimodenantennen als Winkelfilter

In diesem Abschnitt wird eine für Multimodenantennen mögliche Beschreibungsweise als winkelabhängige Filter präsentiert. In dieser Beschreibung werden alle einfallenden Wellen über die Richtcharakteristiken der Antenne in Abhängigkeit der Einfallrichtung unterschiedlich gewichtet. Das bedeutet, dass an den einzelnen Toren unterschiedliche Linearkombinationen der gleichen einfallenden Wellen zur Verfügung stehen. Zur Erklärung wird in einem ersten Schritt der Empfang von Wellen aus unterschiedlichen Einfallrichtungen über eine Richtcharakteristik an einem Tor der Mehrtorantenne erklärt und erst dann eine Verallgemeinerung auf den Multimodenempfang vollzogen.

5.1.1 Winkelfilterung bei Einzelmodenempfang

Der Empfang von Wellen aus unterschiedlichen Richtungen über eine Richtcharakteristik (Mode) \vec{C}_μ an Tor μ der Multimodenantenne ist in Abb. 5.2 dargestellt. 5.2 a zeigt dazu einen Satz von kohärenten einfallenden Wellen (selbe Quelle, aber verschiedene Einfall-

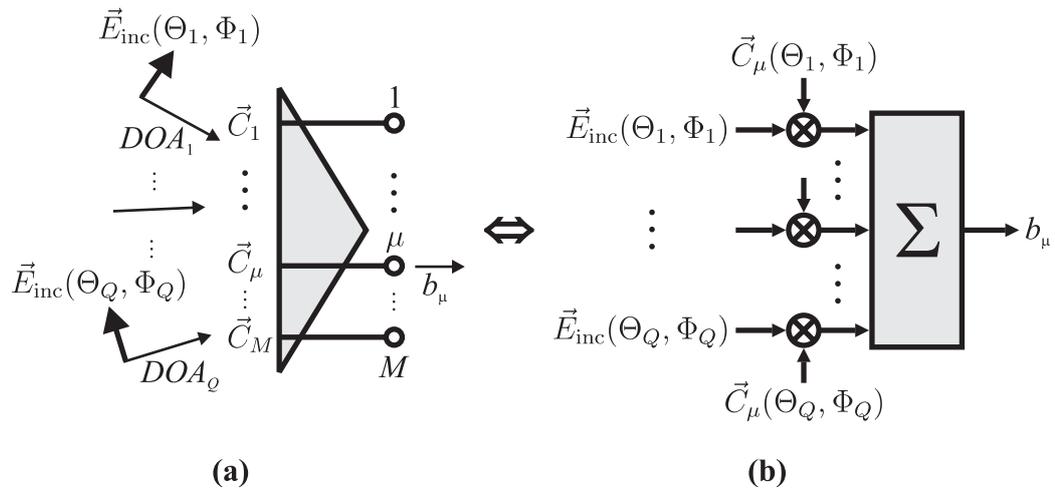


Abbildung 5.2: (a) Empfang mehrerer Wellen mit unterschiedlichen Einfallrichtungen an Tor μ . (b) Gewichtung jeder einfallenden Welle mit dem richtungsabhängigen Funktionswert der Torrichtcharakteristik \vec{C}_μ von Tor μ .

richtungen auf Grund von Mehrwegeausbreitung) aus den Q Einfallrichtungen DOA_1 beschrieben durch Θ_1, Φ_1 bis DOA_Q beschrieben durch Θ_Q, Φ_Q , welche durch die elektrischen Felder $\vec{E}_{\text{inc}}(\Theta_1, \Phi_1), \dots, \vec{E}_{\text{inc}}(\Theta_Q, \Phi_Q)$ der einzelnen Wellen repräsentiert werden. An Tor μ gilt dann für die Signalanteile der Wellen aus den einzelnen Richtungen mit Gl. (2.22) aus Abschnitt 2.1.3

$$b_{\mu,i} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{8\pi Z_0}} \vec{C}_\mu(\Theta_i, \Phi_i) \cdot \vec{E}_{\text{inc}}(\Theta_i, \Phi_i) \quad ; \quad i \in \{1, \dots, Q\} \quad . \quad (5.1)$$

Für das Gesamtsignal erhält man dann

$$b_\mu = \frac{\lambda_0}{\sqrt{8\pi Z_0}} \sum_{i=1}^Q \vec{C}_\mu(\Theta_i, \Phi_i) \cdot \vec{E}_{\text{inc}}(\Theta_i, \Phi_i) \quad . \quad (5.2)$$

Dieses Ergebnis ist Abb. 5.2 b veranschaulicht, und man erkennt, dass das elektrische Feld für jede der festen Einfallrichtungen DOA_1, \dots, DOA_Q mit dem entsprechenden Funktionswert der Torrichtcharakteristik von Tor μ gewichtet wird.

Für die realistische Annahme einer hohen Anzahl von Einfallrichtungen mit einer quasi kontinuierlichen Einfallrichtungsverteilung (Abb. 5.3) bezeichnet man mit \vec{E}_{inc} als Funktion von Θ und Φ das Einfallrichtungsspektrum, welches aus der Überlagerung der aus allen Richtungen einfallenden Feldern entsteht.

In diesem Fall erhält man als Verallgemeinerung von Gleichung (5.2) für die an Tor μ

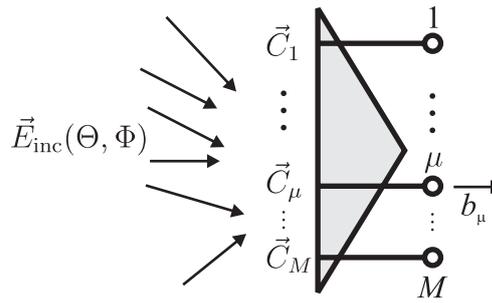


Abbildung 5.3: Empfang bei allgemeiner Einfallssichtungsverteilung beschrieben durch Einfallssichtungsspektrum \vec{E}_{inc} .

auslaufende Welle (Gl. (2.23))

$$b_\mu = \frac{\lambda_0}{\sqrt{8\pi Z_0}} \cdot \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \vec{C}_\mu(\Theta, \Phi) \cdot \vec{E}_{inc}(\Theta, \Phi) d\Omega \quad .$$

Der soeben beschriebene Fall des Empfangs mit einem Tor (μ) der Multimodenantenne beschreibt prinzipiell den Empfangsfall einer Einzelantenne. Im folgenden Abschnitt wird aufbauend darauf der allgemeine und relevante Fall des Empfangs mit allen Toren der Multimodenantenne betrachtet.

5.1.2 Adaptive Winkelfilterung bei Multimodenempfang

Abb. 5.4 zeigt den in diesem Abschnitt beschriebenen Empfangsfall. Ein Signal wird in Form einer Schar von Wellen aus verschiedenen Einfallssichtungen mit einem Satz von M simultanen und orthogonalen Richtcharakteristiken $\vec{C}_1, \dots, \vec{C}_M$ über M entkoppelte Tore empfangen. Die M auslaufenden Wellen an den Toren $\mathbf{b} = [b_1 \dots b_M]^T$ werden mit einem Satz von komplexwertigen Gewichtungsfaktoren $\mathbf{w} = [w_1 \dots w_M]^T$ gewichtet und linearkombiniert. Die Multimodenantenne besitzt damit den RC-Raum \mathcal{C} mit

$$\mathcal{C} = \text{Lin} \left\{ \vec{C}_1, \dots, \vec{C}_M \right\} \quad .$$

Somit gilt für jede erzeugbare Richtcharakteristik \vec{C}

$$\vec{C} \in \mathcal{C} \quad \Longrightarrow \quad \vec{C} = \sum_{m=1}^M w_m \vec{C}_m$$

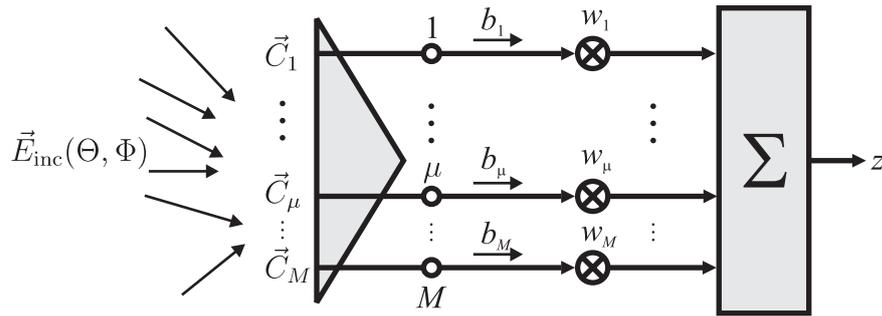


Abbildung 5.4: Empfang von mehreren Wellen mit allgemeiner Einfallstrichtungsverteilung über einen Satz von M simultanen orthogonalen Richtcharakteristiken an M entkoppelten Toren. Gewichtung der M empfangenen Signale b_1, \dots, b_M mit komplexen Gewichtungsfaktoren w_1, \dots, w_M .

und für die Bilder

$$\vec{C}(\Theta, \Phi) = \sum_{m=1}^M w_m \vec{C}_m(\Theta, \Phi) = \mathbf{C}^T(\Theta, \Phi) \mathbf{w}$$

mit

$$\mathbf{C}(\Theta, \Phi) = [\vec{C}_1(\Theta, \Phi) \dots \vec{C}_M(\Theta, \Phi)]^T .$$

Es stellt sich nun die Frage nach der Richtcharakteristik \vec{C} , die im Sinne der Maximierung der Empfangsleistung optimal an das einfallende Wellenfeld angepasst ist und nach den zugehörigen Linearfaktoren w_1, \dots, w_M , die zu dieser Richtcharakteristik führen. Ein Zusammenhang von \mathbf{w} mit dem Vektor der auslaufenden Wellen \mathbf{b} an den M Toren für diesen optimalen Empfangsfall wird nachfolgend hergeleitet.

Unter der Voraussetzung, dass für den mittleren effektiven Gewinn nach Gl. (2.10)

$$\varrho_m = 1 \quad \forall m \in \{1, \dots, M\}$$

gilt, was gleichbedeutend mit der Annahme von Verlustlosigkeit und idealer Anpassung sowie Entkopplung aller Tore ist, erhält man für die Matrix aus den Bildern der normierten Torrichtcharakteristiken nach Gl. (2.14)

$$\mathbf{C}(\Theta, \Phi) = \mathbf{c}(\Theta, \Phi) = [\vec{c}_1(\Theta, \Phi) \dots \vec{c}_M(\Theta, \Phi)]^T . \quad (5.3)$$

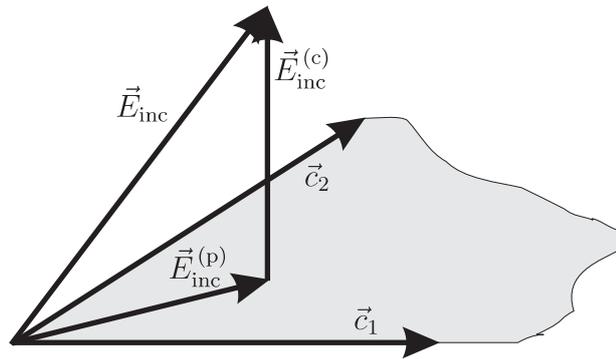


Abbildung 5.5: Vereinfachte Illustration der Projektion des Einfallsspektrums \vec{E}_{inc} in den Raum der Richtcharakteristiken aufgespannt durch \vec{c}_1 und \vec{c}_2 .

Für den Vektor der auslaufenden Wellen gilt dann

$$\mathbf{b} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{8\pi Z_0}} \cdot \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \mathbf{c}(\Theta, \Phi) \vec{E}_{inc}(\Theta, \Phi) d\Omega \quad . \quad (5.4)$$

Das Einfallsspektrum \vec{E}_{inc} gehört im Allgemeinen einem unendlichdimensionalen Raum \mathcal{E} mit

$$\dim \mathcal{E} \rightarrow \infty$$

an. Dieses Einfallsspektrum wird beim Empfang (Gl. (5.4)) mit der vorliegenden M -Tor-Antenne in den endlichdimensionalen Raum \mathcal{C} der Richtcharakteristiken mit

$$\dim \mathcal{C} = M$$

projiziert (Abb. 5.5) und wird dazu gemäß

$$\vec{E}_{inc} = \vec{E}_{inc}^{(p)} + \vec{E}_{inc}^{(c)} \quad (5.5)$$

in die Projektion $\vec{E}_{inc}^{(p)}$ und in einen nicht in \mathcal{C} fallenden (komplementären) Teil $\vec{E}_{inc}^{(c)}$ zerlegt. Für diesen komplementären Teil muss dann

$$\frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \vec{c}_m(\Theta, \Phi) \cdot \vec{E}_{inc}^{(c)}(\Theta, \Phi) d\Omega = 0 \quad \forall m \in \{1, \dots, M\} \quad (5.6)$$

gelten. Durch Einsetzen von Gl. (5.5) in Gl. (5.4) erhält man unter Beachtung von Gl.

(5.6) für den Vektor der auslaufenden Wellen

$$\mathbf{b} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{8\pi Z_0}} \cdot \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \mathbf{c}(\Theta, \Phi) \vec{E}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi) d\Omega \quad . \quad (5.7)$$

Mit

$$P_{\text{max}} = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi} \right)^2 \oint_{\Omega} \frac{|\vec{E}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi)|^2}{2Z_0} d\Omega$$

als der maximal empfangbaren Leistung wird über

$$\vec{e}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi) = \frac{\lambda_0}{4\pi} \sqrt{\frac{2\pi}{Z_0 P_{\text{max}}}} \vec{E}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi) \quad (5.8)$$

die Projektion des normierten Einfallstrichtungsspektrums eingeführt. Für $\vec{e}_{\text{inc}}^{(p)}$ ergibt sich dann die folgende Normierung:

$$\frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} |\vec{e}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi)|^2 d\Omega = 1 \quad (5.9)$$

Mit Gl. (5.8) erhält man folglich aus Gl. (5.7)

$$\mathbf{b} = \sqrt{P_{\text{max}}} \cdot \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \mathbf{c}(\Theta, \Phi) \vec{e}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi) d\Omega \quad . \quad (5.10)$$

Für das Gesamtsignal z ergibt sich somit

$$z = \mathbf{b}^T \mathbf{w} = \sqrt{P_{\text{max}}} \cdot \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} [\mathbf{c}(\Theta, \Phi) \vec{e}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi)]^T \mathbf{w} d\Omega \quad (5.11)$$

$$= \sqrt{P_{\text{max}}} \cdot \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \vec{c}(\Theta, \Phi) \cdot \vec{e}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi) d\Omega \quad (5.12)$$

mit

$$\vec{c}(\Theta, \Phi) = \mathbf{c}^T(\Theta, \Phi) \mathbf{w} \quad . \quad (5.13)$$

Für die gesamte Empfangsleistung resultiert folglich

$$\frac{P_{\text{rec}}}{P_{\text{max}}} = \frac{|z|^2}{P_{\text{max}}} = \left| \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} \vec{c}(\Theta, \Phi) \cdot \vec{e}_{\text{inc}}^{*(p)}(\Theta, \Phi) d\Omega \right|^2 . \quad (5.14)$$

Aus diesem Ausdruck erhält man dann mit Gl. (5.9) den interessanten Schluss

$$\vec{c}(\Theta, \Phi) \stackrel{!}{=} \vec{e}_{\text{inc}}^{*(p)}(\Theta, \Phi) \implies \frac{P_{\text{rec}}}{P_{\text{max}}} = \text{Max!} = 1$$

und damit die Forderung für die Gesamtcharakteristik \vec{C} . Wenn also die Empfangscharakteristik gleich dem konjugiert komplexen der Projektion des normierten Einfallsspektrums ist, wird die Empfangsleistung maximiert. Mit Gl. (5.13) ist somit auch

$$\mathbf{c}^T(\Theta, \Phi) \mathbf{w} = \vec{e}_{\text{inc}}^{*(p)}(\Theta, \Phi) \quad (5.15)$$

erfüllt.

Führt man nun eine Matrix (\mathcal{C} -Raum-Matrix) mit den normierten Torrichtcharakteristiken $\{\vec{c}_1, \dots, \vec{c}_M\} \subset \mathcal{C}$ durch

$$\mathbf{c} = [\vec{c}_1 \dots \vec{c}_M]^T$$

ein, so erhält man mit den gültigen Eigenschaften

$$\|\vec{c}_m\| = 1 \quad \forall m \in \{1, \dots, M\}$$

und Orthogonalität der Torrichtcharakteristiken

$$\langle \vec{c}_\mu, \vec{c}_\nu \rangle = \delta_{\mu\nu} \quad \forall \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \wedge \mu \neq \nu .$$

Die Menge $\{\vec{c}_1, \dots, \vec{c}_M\}$ bildet damit ein Orthonormalsystem in \mathcal{C} und die Matrix \mathbf{c} ist folglich unitär. Somit gilt für das Matrizenprodukt in \mathcal{C}

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{c} | \mathbf{c}^+ \rangle &= \mathbf{1} \\ \Rightarrow \langle \mathbf{c}^* | \mathbf{c}^T \rangle &= \mathbf{1} , \end{aligned}$$

wenn $\mathbf{1}$ mit $\mathbf{1}(\Theta, \Phi) = \mathbf{E}$ die Einheitsmatrix in \mathcal{C} darstellt. Aus Gl. (5.15) erhält man

$\mathbf{c}^T \mathbf{w} = \bar{e}_{\text{inc}}^{*(p)}$ in \mathcal{C} . Links anmultiplizieren von \mathbf{c}^* führt dann auf

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{c}^* | \mathbf{c}^T \mathbf{w} \rangle &= \langle \mathbf{c}^* | \bar{e}_{\text{inc}}^{*(p)} \rangle \\ \Rightarrow \quad \mathbf{1} \mathbf{w} &= \langle \mathbf{c} | \bar{e}_{\text{inc}}^{(p)} \rangle^* , \end{aligned}$$

und man erhält die gesuchten Gewichtskoeffizienten zu

$$\mathbf{w}^* = [\mathbf{c}(\Theta, \Phi) \bar{e}_{\text{inc}}^{(p)}(\Theta, \Phi)] .$$

Setzt man diesen Ausdruck in Gl. (5.10) und Gl. (5.11) ein, ergibt sich der gesuchte Zusammenhang mit \mathbf{b} zu

$$\mathbf{b} = \sqrt{P_{\text{max}}} \mathbf{w}^* \quad \Longrightarrow \quad |\mathbf{b}| = \sqrt{P_{\text{max}}} |\mathbf{w}| \quad (5.16)$$

und mit dem Gesamtsignal z zu

$$z = \sqrt{P_{\text{max}}} |\mathbf{w}|^2 .$$

Aus einem Vergleich mit Gleichung (5.14) erhält man für den Betrag von \mathbf{w} das Ergebnis

$$|\mathbf{w}| = 1 .$$

Aus Gleichung (5.16) ergibt sich schließlich das Endergebnis für die Gewichtungskoeffizienten

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{b}^*}{|\mathbf{b}|} ; \quad |\mathbf{w}| = 1 . \quad (5.17)$$

Im Falle eines optimalen Empfangs (Maximierung der Empfangsleistung) besteht also zwischen den Gewichtungsfaktoren w_1, \dots, w_M und den Wellenkoeffizienten b_1, \dots, b_M der Zusammenhang aus Gl. (5.17) (vgl. auch [2, 9, 48]). In diesem Zustand liegt zum Empfang ein optimal an das einfallende Feld angepasstes Winkelfilter mit den Filterkoeffizienten w_1, \dots, w_M vor. Deshalb spricht man in diesem Fall auch von einem „Matched Angular Filter“.

Da die Empfangsleistung hier bei gleichbleibender Sendeleistung maximiert wurde, resultiert dies bei Annahme eines für alle Tore gleichen unabhängigen Rauschens somit auch in einer Maximierung des Signal-Rausch-Abstandes (SNR).

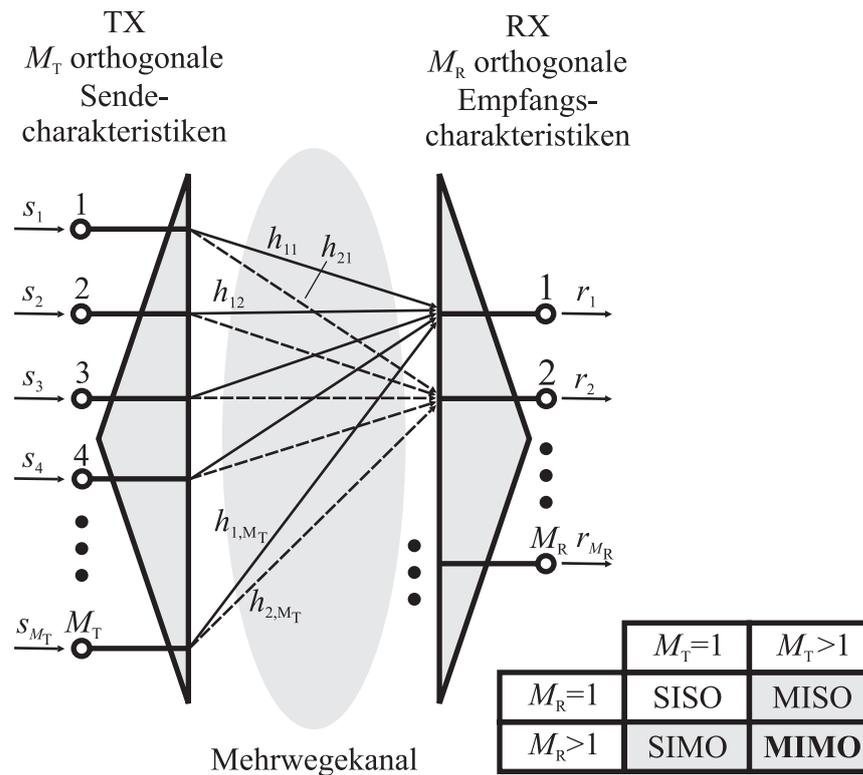


Abbildung 5.6: MIMO-Übertragungsszenario mit M_T Richtcharakteristiken am Sender und M_R am Empfänger über Kanal mit Mehrwegeausbreitung.

5.2 Winkel-Zeit-Signalverarbeitung

Das in Abschnitt 5.1.2 erläuterte Prinzip der adaptiven Winkelfilterung (Matched Angular Filter) bildet die Grundlage für verschiedene Techniken der **Winkel-Zeit-Signalverarbeitung**, von denen eine exemplarische Auswahl in diesem Abschnitt erläutert wird. Der Begriff Winkel-Zeit-Signalverarbeitung ist dabei eine Präzisierung des in der Nachrichtentechnik oft verwendeten Begriffs *Raum-Zeit-Signalverarbeitung* [47, 49]. In dieser Arbeit wurde jedoch die Bezeichnung Winkel-Zeit-Signalverarbeitung gewählt, da die nachfolgend dargestellten Anwendungen in Verbindung mit den vorgestellten Multimodenantennen insbesondere die unterschiedlichen Wellenausbreitungsrichtungen bei Mehrwegeausbreitung als Ressource zur Erhöhung der Kanalkapazität nutzen.

Die technischen Möglichkeiten hängen dabei von der Anzahl der zur Verfügung stehenden Sende- und Empfangscharakteristiken (M_T bzw. M_R) der verwendeten Antennen ab, die entsprechend über M_T bzw. M_R Tore mit Transceiver-Zweigen verbunden sind. Dazu betrachte man Abb. 5.6. Mit $M_T = M_R = 1$ (SISO) liegt ein Übertragungssystem mit einer Einzelantenne an Sender und Empfänger vor. Die Erhöhung der Zahl der Richtcha-

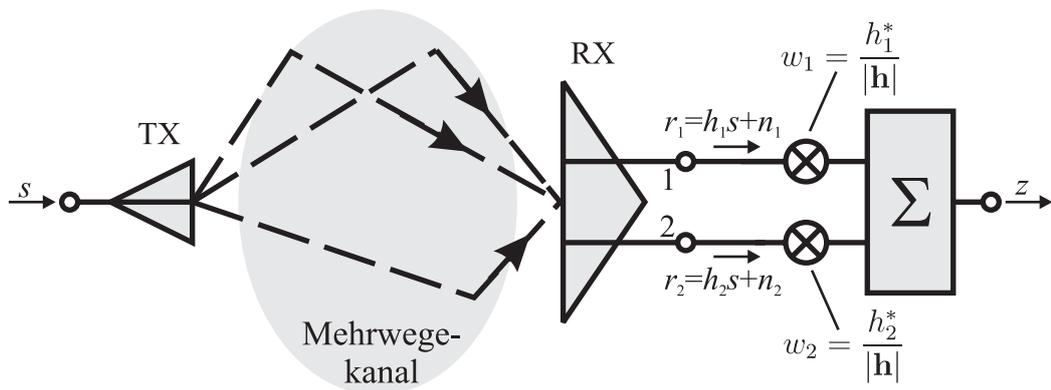


Abbildung 5.7: Diversitätsempfang am Beispiel einer Zweifachantenne ($M_R = 2$) mit Maximum-Ratio-Combining.

rakteristiken (und damit Tore) auf nur einer Seite führt dann auf MISO ($M_T > 1, M_R = 1$) oder SIMO ($M_T = 1, M_R > 1$) und folglich $M_T > 1$ und $M_R > 1$ auf ein MIMO-System.

Entsprechend der „Dimension“ des Systems werden die Tore auf der Sendeseite mit den Signalen $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_M]^T$ gespeist und über einen Mehrwegekanal mit der Kanalmatrix

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R 1} & \cdots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1 \dots \mathbf{h}_{M_T}]$$

übertragen. Bei additiver Berücksichtigung des Rauschens mit $\mathbf{n} = [n_1 \dots n_{M_R}]^T$ erhält man dann für die M_R Empfangssignale $\mathbf{r} = [r_1 \dots r_{M_R}]^T$ im Frequenzbereich

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad .$$

Als Anwendungsbeispiele wurden für diese Arbeit ein einfacher Diversitätsempfang mit zwei Empfangscharakteristiken und ein 2×2 -MIMO-System gewählt.

5.2.1 Diversitätsempfang

Abb. 5.7 zeigt ein 1×2 -MIMO-System mit einer einzelnen Sendeantenne (SIMO). Das Sendesignal s wird über einen Mehrwegekanal übertragen und trifft auf Grund dessen in Form mehrerer Wellen aus unterschiedlichen Einfallsrichtungen am Empfänger ein. Diese Empfangssignale werden kohärent mit einer Zweifachantenne (zwei Empfangscharakteristiken an zwei Toren, verbunden mit zwei Empfängerzweigen, also $M_T = 1, M_R = 2$)

empfangen. Die Kanalmatrix hat für diesen Fall die Form

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} = \mathbf{h}_1 \quad .$$

Für die Empfangssignale erhält man dann:

$$r_1 = h_{11}s + n_1$$

$$r_2 = h_{21}s + n_2$$

Diese Empfangssignale werden mit den Gewichtungsfaktoren w_1, w_2 linearkombiniert und ergeben das Empfangssignal z . Entsprechend der in Abschnitt 5.1.2 beschriebenen adaptiven Winkelfilterung wird im Fall von

$$\mathbf{w} = [w_1 \quad w_2]^T = \frac{\mathbf{h}_1^*}{|\mathbf{h}_1|} \quad ; \quad |\mathbf{w}|^2 = 1$$

das Signal-Rausch-Verhältnis maximal und man erhält

$$SNR = (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2) \frac{P_s}{P_r}$$

mit

$$P_s = E\{|s|^2\} \quad \text{und} \quad P_r = E\{|n_{1,2}|^2\} \quad .$$

Zur Wahl der Gewichtungsfaktoren ist auf der Empfangsseite die Kenntnis von h_{11}/h_{21} notwendig, was über eine Kanalschätzung erlangt wird. Dieser spezielle Empfangsfall wird *Maximum Ratio Combining* (MRC) genannt [2, 9, 48]. Im Vergleich zum Empfang mit nur einer Richtcharakteristik (Antenne), hier ohne Beschränkung der Allgemeinheit \vec{C}_1 , ergibt sich das Signal-Rausch-Verhältnis zu

$$SNR = |h_{11}|^2 \frac{P_s}{P_r} \quad .$$

In frequenzflachen Kanälen (Phasendifferenz zwischen einzelnen Ausbreitungswegen innerhalb der Bandbreite nahezu konstant) ergibt sich ein stetiger Wechsel zwischen konstruktiver und destruktiver Interferenz (Fading). Dies wird in Abb. 5.8 a exemplarisch anhand der Einzelsignaleinhüllenden r_1 und r_2 illustriert. Die Übertragungsfunktionen h_{11} und h_{21} des Kanals sind stochastische Variablen in der Zeit. Unter bestimmten Vorausset-

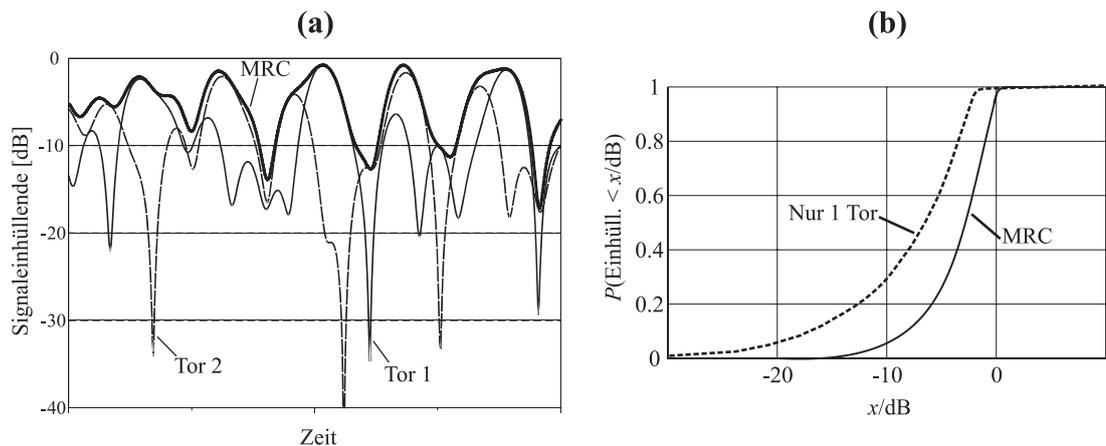


Abbildung 5.8: Illustration des Diversitätsempfangs in einem Schmalbandsystem. **(a)** Zeitlicher Verlauf der Einhüllenden an einzelnen Toren und bei Anwendung von MRC. **(b)** Zugehörige Verteilung der Einhüllenden im Vergleich für MRC und ohne Diversität.

zungen hinsichtlich der Torrichtcharakteristiken und der stochastischen Eigenschaften der Einfallrichtungen ist das Fading an den beiden Toren statistisch unabhängig. Abb. 5.8 b zeigt dazu die zugehörigen Wahrscheinlichkeitsverteilungen im Fall des Eintorempfangs und bei MRC. Man erkennt hier, dass die Wahrscheinlichkeit dafür, dass die Amplitude der Signaleinhüllenden unter einer bestimmten Schwellwert fällt, im Fall von MRC geringer ist als beim Empfang über eine einzelne Richtcharakteristik. Beispielsweise ist die Wahrscheinlichkeit, dass die Amplitude unter den Schwellwert von -5 dB fällt, bei MRC rund 35 % geringer als beim Eintorempfang.

Weiterhin ist in Abb. 5.9 gezeigt, dass die mittlere Bitfehlerrate für den beschriebenen MRC-Empfangsfall auch bei kleiner werdenden Signal-Rausch-Abständen immer noch geringer bleibt als im Fall ohne Diversität.

5.2.2 MIMO mit Raummultiplex

Eine Möglichkeit, durch Vergrößern des Signal-Rausch-Abstandes die Kanalkapazität zu erhöhen, ist in Abschnitt 5.2.1 beschrieben worden. Eine andere Möglichkeit zur Erhöhung der Kanalkapazität besteht in der Bereitstellung von parallelen Übertragungskanälen im Raummultiplexverfahren unter Ausnutzung verschiedener Wellenausbreitungsrichtungen, wie sie bei Mehrwegeausbreitung vorliegen. Die letzt genannte Methode wird in diesem Abschnitt anhand eines 2×2 -MIMO-Systems erläutert ($M_T = 2, M_R = 2$). Dazu betrachte man Abb. 5.10.

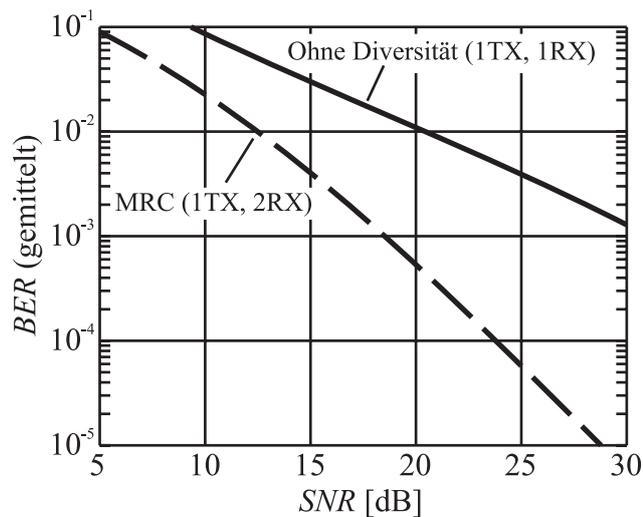


Abbildung 5.9: Mittlere Bitfehlerrate für verschiedene Signal-Rausch-Abstände im Vergleich für MRC und ohne Diversität [50].

Die Abbildung zeigt ein Übertragungsszenario mit je einer Zweifachantenne (Zweierantenne) an Sender und Empfänger. Die beiden entkoppelten Sendetore werden durch die voneinander unabhängigen Signalquellen 1 und 2 mit s_1 und s_2 gespeist und über zwei orthogonale Richtcharakteristiken abgestrahlt. Die beiden Signalquellen können dabei sowohl unterschiedliche Teilnehmer als auch gesplittete Datenströme des selben Teilnehmers repräsentieren. Die Übertragung geschieht über einen Kanal mit Mehrwegeausbreitung. Die Kanalmatrix ist für diesen Fall durch

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_2]$$

gegeben. Die übertragenen Signale der beiden Quellen 1 und 2 treffen nun wieder aus unterschiedlichen Einfallsrichtungen an der Empfangsantenne ein und werden über die beiden Empfangscharakteristiken gewichtet. An den Empfang wird nun die folgende Anforderung gestellt:

Die Empfangssignale beider Signalquellen sollen jedes für sich im Sinne einer SNR-Maximierung optimal empfangen werden, und das bei gleichzeitiger Separation vom jeweils anderen Signal, womit dann voneinander unabhängige Übertragungskanäle vorliegen.

Dazu ist nun ein geeigneter Satz von (normierten) Gewichtungsfaktoren \tilde{w}_{11} , \tilde{w}_{21} und \tilde{w}_{12} , \tilde{w}_{22} zu finden. Die Bestimmung dieser Gewichtungsfaktoren geschieht in zwei Schritten. Zunächst führt man eine Trainingssequenz durch, in der nur Quelle 1 sendet (gleichbe-

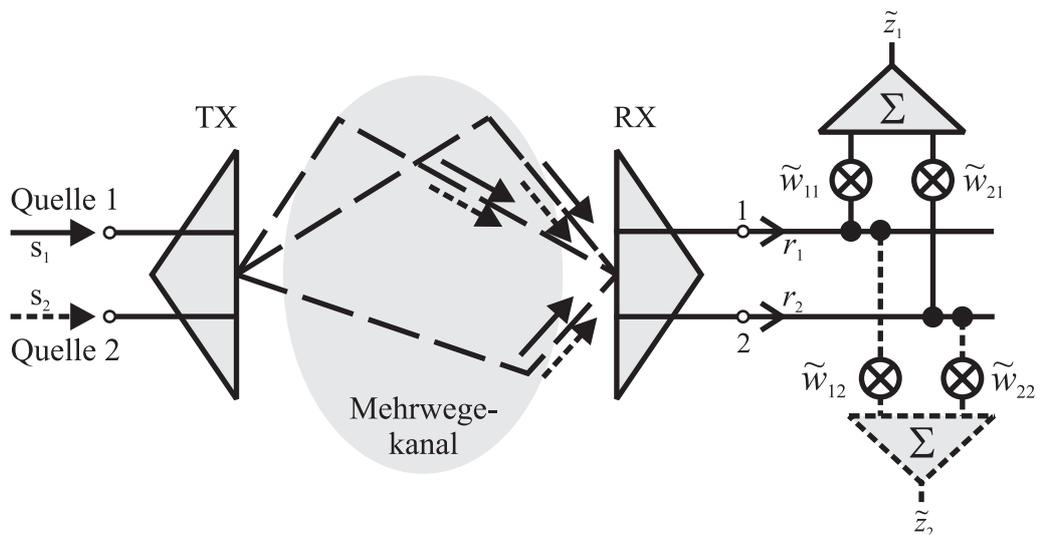


Abbildung 5.10: 2×2 -MIMO-System. Separation nach unterschiedlichen Quellen liefert parallele Übertragungskanäle durch Raummultiplex.

deutend mit dem Fall, dass Quelle 1 und 2 mit orthogonalen Signalen senden). Für diesen Fall verfährt man nach der MRC-Methode zur Bestimmung von Gewichtungsfaktoren:

$$\mathbf{w}_1 = [w_{11} \quad w_{21}]^T = \frac{\mathbf{h}_1^*}{|\mathbf{h}_1|} \quad ; \quad |\mathbf{w}_1|^2 = 1$$

Analog dazu erhält man die Gewichtungsfaktoren

$$\mathbf{w}_2 = [w_{12} \quad w_{22}]^T = \frac{\mathbf{h}_2^*}{|\mathbf{h}_2|} \quad ; \quad |\mathbf{w}_2|^2 = 1$$

für den Fall, dass nur Quelle 2 sendet. Die Trainingssequenz führt somit zu einer Kanalkenntnis am Empfänger, jedoch nicht am Sender.

In einem weiteren Schritt kann man nun zwei neue Sätze von Gewichtungsfaktoren $\tilde{\mathbf{w}}_1$ und $\tilde{\mathbf{w}}_2$ bestimmen, welche die Forderung „optimaler Empfang des Signal der einen Quelle bei gleichzeitigem Ausblenden des Signals der anderen Quelle“ erfüllen. Für diese Faktoren muss dann

$$\tilde{\mathbf{w}}_1 = \frac{\mathbf{w}_1 - [\mathbf{w}_1^T \mathbf{w}_2^*] \mathbf{w}_2}{|\mathbf{w}_1 - [\mathbf{w}_1^T \mathbf{w}_2^*] \mathbf{w}_2|}$$

$$\tilde{\mathbf{w}}_2 = \frac{\mathbf{w}_2 - [\mathbf{w}_2^T \mathbf{w}_1^*] \mathbf{w}_1}{|\mathbf{w}_2 - [\mathbf{w}_2^T \mathbf{w}_1^*] \mathbf{w}_1|}$$

gelten.

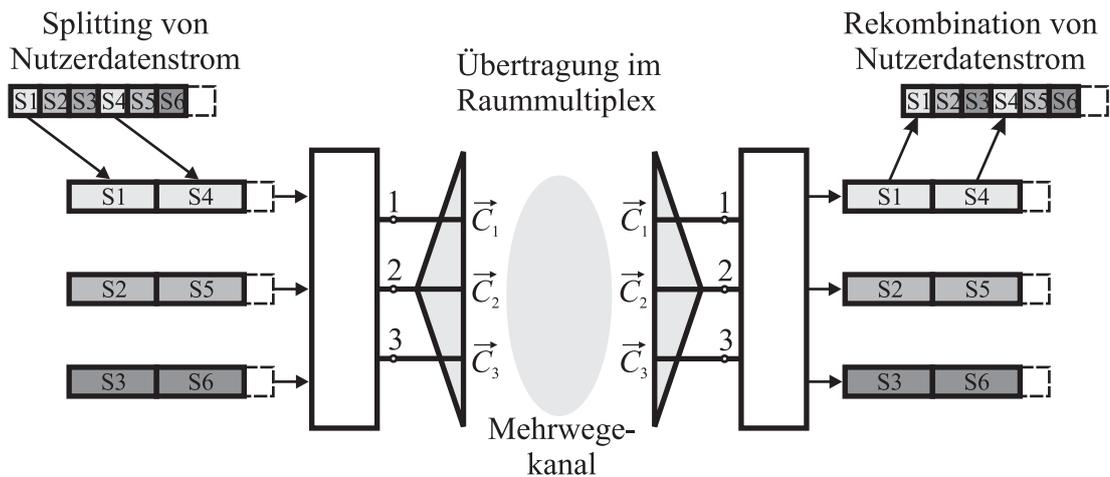


Abbildung 5.11: Bell-Labs-Layered-Space-Time-Architecture (BLAST). Technologische Realisierung von MIMO mit Raummultiplex. Splitting von Nutzerdatenstrom und Übertragung über unabhängige parallele Kanäle.

Dieses Verfahren wird in einem Übertragungssystem mit der Bezeichnung BLAST (Bell-Labs-Layered-Space-Time-Architecture) zur parallelen Übertragung mehrerer Datenströme im gleichen Frequenzband ausgenutzt (Abb. 5.11) [3, 51, 52]. Dazu wird der Datenstrom eines Teilnehmers in mehrere Datenströme gesplittet, welche dann über mehrere Tore einer Mehrfachantenne (nach dem jetzigen Stand der Technik ein Antennenarray) zugeführt und abgestrahlt werden. Die Übertragung und der Empfang funktionieren nach dem weiter oben erläuterten Raummultiplexverfahren, wodurch sich eine beträchtliche Erhöhung der bandbreitenbezogenen Kanalkapazität (deutscher Begriff nach [53]) ergibt. Dies ist in Abb. 5.12 dargestellt.

In 5.12 a wird verdeutlicht, dass bei einer festen Übertragungsrate die erforderliche Übertragungsbandbreite mit zunehmender Zahl der Antennentore verringert werden kann. Somit steigt also bei fester Bandbreite die Kanalkapazität durch Erhöhung der Torzahl ebenfalls an, wodurch auch die spektrale Effizienz dieses Systems mit steigender Torzahl wächst. Dazu zeigt das Diagramm in 5.12 b für verschiedene „Dimensionen“ (Anzahl der Antennentore) von MIMO-Systemen die Wahrscheinlichkeiten für das Überschreiten einer bestimmten Schwelle der bandbreitenbezogenen Kanalkapazität pro Kanal. Multipliziert man in diesem Diagramm die Schwellwerte auf der Abszisse mit der jeweiligen Anzahl der Kanäle, erhält man die erwartete Aussage, dass das MIMO-System mit der höchsten Dimension die höchste spektrale Effizienz für die Übertragung bietet.

Das in dieser Arbeit vorgestellte neuartige Konzept der Multimodenantennen besitzt für den Fall einer omnidirektionalen Gleichverteilung der Einfallsrichtungen (typisch für Mobilstation) das Potenzial zur vollständigen Ersetzung einer Gruppe konventioneller Ein-

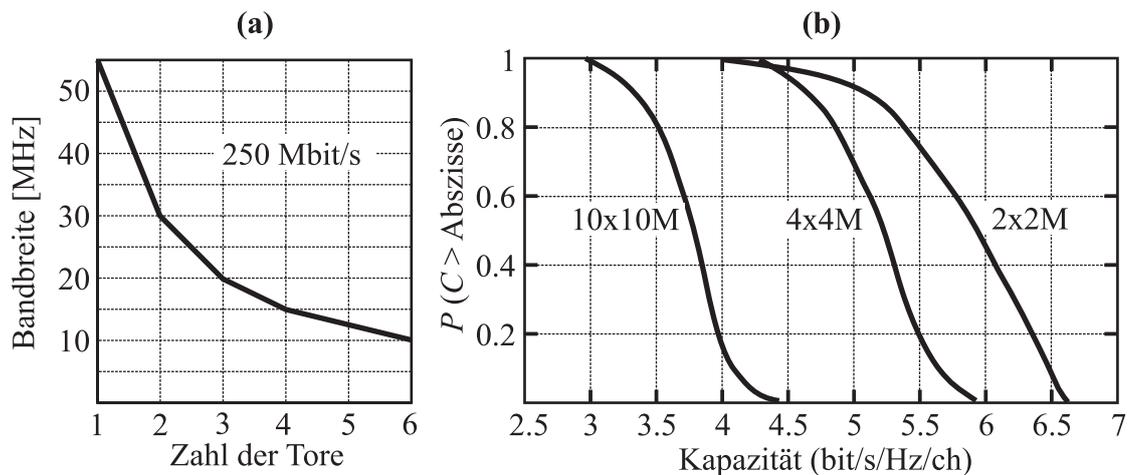


Abbildung 5.12: MIMO mit Raummultiplex. (a) Möglichkeit der Bandbreitenreduzierung bei fester Datenrate von 250 Mbit/s (gegenüber der Literaturquelle um Faktor 4 vermindert) durch Erhöhung der Toranzahl [54]. (b) Wahrscheinlichkeitsverteilung der bandbreitenbezogenen Kanalkapazität pro Kanal für verschiedene Dimensionen des MIMO-Systems [55].

zelantennen an Sender und/oder Empfänger in MIMO-Systemen und bietet zusätzlich eine große Platzersparnis, da der konventionelle Elementabstand zwischen Einzelstrahlern hier entfällt.

5.3 Kurze Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurde erläutert, wie der Einsatz von Multimodenantennen an Sender und/oder Empfänger eines Übertragungssystems zur Erhöhung der Kanalkapazität ohne Erhöhung der Übertragungsbandbreite durch Ausnutzung unterschiedlicher Wellenausbreitungsrichtungen auf Grund von Mehrwegeausbreitung beitragen kann.

Dazu wurde die Multimodenantenne als winkelabhängiges Filter beschrieben, mit dem ein aus allen Richtungen einfallendes Spektrum kohärenter Wellen über einen Satz von Torrichtcharakteristiken in den Raum der Torrichtcharakteristiken projiziert und adaptiv über mehrere Tore empfangen wird. Es wurde erläutert, dass eine optimale Wahl der Filterkoeffizienten (Gewichtskoeffizienten) zu einer Maximierung des Signal-Rausch-Abstandes (Maximum-Ratio-Combining) und damit zur Maximierung der bandbreitenbezogenen Kanalkapazität führt.

Darauf aufbauend wurde am Beispiel eines MIMO-Systems mit Mehrfachantennen an Sender und Empfänger beschrieben, wie durch die Ausnutzung der verschiedenen Wellenausbreitungsrichtungen bei Mehrwegeausbreitung in Zusammenhang mit geeigneter

Wahl der Empfangsgewichtskoeffizienten mehrere parallele Übertragungskanäle im gleichen Frequenzband geschaffen werden, wodurch ebenfalls eine beträchtliche Erhöhung der Kanalkapazität erreicht wird.

KAPITEL 6

Rekonfigurierbare Multimodenantennen

In Verbindung mit mehrdimensionaler Array-Signalverarbeitung bietet der Einsatz von Mehrfachantennen an Sender und/oder Empfänger eines Übertragungssystems die Möglichkeit, adaptiv ein Strahlungsfeld zu erzeugen bzw. die Empfangscharakteristik an ein einfallendes Feld zu adaptieren. So wurde in Abschnitt 5.1.2 gezeigt, dass die Adaption an ein aus allen Richtungen einfallendes Wellenspektrum von der Projektion des Einfallrichtungsspektrums in den von den Torrichtcharakteristiken aufgespannten endlich dimensionalen Raum abhängt. Dabei steigt das Adaptionvermögen mit der Anzahl der Tore und der Empfangszweige, was aber in aufwendigen und kostspieligen Systemen resultiert.

Darum wird in diesem Kapitel ein Konzept präsentiert, welches durch Umschalten eine Verbesserung der Adaptionseigenschaften kompakter Multimodenantennen ermöglicht, ohne die Anzahl der Tore und Empfangszweige zu erhöhen. Dieses Konzept wird abschließend anhand zweier Designbeispiele verifiziert.

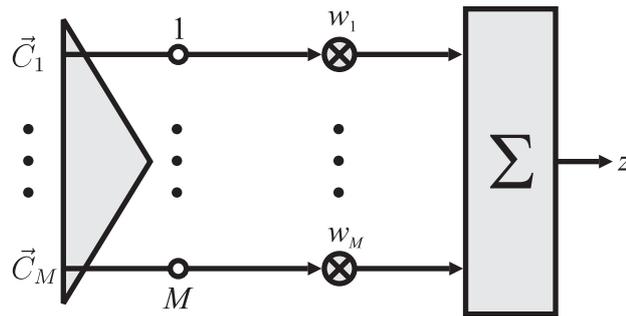


Abbildung 6.1: Eine Multimodenantenne stellt bei Einsatz in einem Transceiver-System M simultane unkorrelierte Torrichtcharakteristiken an M entkoppelten Antennentoren verbunden mit M Transceiverzweigen zur Verfügung.

6.1 Verfügbarkeit von Richtcharakteristiken

Für Transceiversysteme mit M Transceiverzweigen sind nach Kapitel 5 Mehrfachantennen mit M entkoppelten Toren erforderlich, welche fest mit den M Transceiverzweigen verbunden sind. Nach der Beschreibungsweise für Multimodenantennen stellen diese Antennen M unkorrelierte Torrichtcharakteristiken $\vec{C}_1, \dots, \vec{C}_M$ an den M entkoppelten Toren zur Verfügung (Abb. 6.1). Über diese simultan verfügbaren Torrichtcharakteristiken kann durch Linearkombination mit geeigneten Gewichtskoeffizienten (M -dimensionale Array-Signalverarbeitung) adaptiv ein gesamtes Strahlungsfeld erzeugt werden oder im Empfangsfall die Empfangscharakteristik an ein in den M -dimensionalen Raum der Richtcharakteristiken projiziertes einfallendes Feld adaptiert werden. Das Adaptionvermögen der Antenne steigt dabei mit der Anzahl der Antennentore an, aber die Gesamtcharakteristik bleibt immer auf den von den Torrichtcharakteristiken aufgespannten Raum beschränkt.

Ein gänzlich anderer Fall liegt bei einer zwischen N Schaltzuständen umschaltbaren Einzelantenne (Eintoranter) vor (Abb. 6.2 a). Hier besitzt die Antenne zu einem Zeitpunkt (Schaltzustand) eine einzige Richtcharakteristik, verfügbar an genau einem Tor. Somit ist hier nur eine eindimensionale Signalverarbeitung möglich, denn die den einzelnen Schaltzuständen $n \in \{1, \dots, N\}$ zugehörigen Torrichtcharakteristiken $\vec{C}_{11}, \dots, \vec{C}_{1N}$ stehen hier nicht simultan, sondern lediglich sequentiell zur Verfügung. Schaltbare Eintoranter sind in der Literatur bekannt [56, 57]. Ein spezielles Beispiel dafür ist das Konzept der ESPAR-Antenne [58, 59] (Electronically Steerable Parasitic Array Radiator), welche in Abb. 6.2 b illustriert ist. Man erkennt ein im Zentrum angeordnetes aktives Antennenelement, welches mit einem Tor versehen ist. Dieses aktive Element ist umgeben von parasitären Elementen, die über Schalter im Fußpunkt kurzgeschlossen werden. Über diese

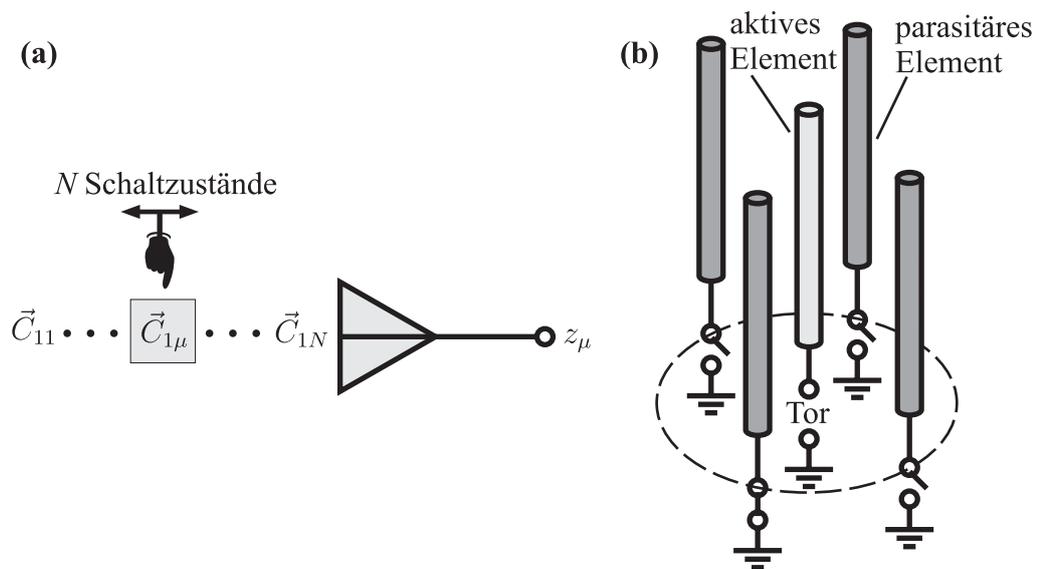


Abbildung 6.2: (a) Konzept der umschaltbaren Eintorantenne mit einer Richtcharakteristik in jedem der N Schaltzustände. (b) Realisierungsbeispiel ESPAR-Antenne [58].

Schalter lässt sich somit eine Anzahl von sequentiellen Schaltzuständen herstellen, denen jeweils eine Richtcharakteristik zugeordnet ist. Dabei muss die Anpassung des Antennentores in jedem Schaltzustand erhalten bleiben. Eine in der Literatur oft zitierte Anwendung dieser Antennen ist die Einfallrichtungsschätzung [60]. Eine „echte“ (vgl. [61]) mehrdimensionale Array-Signalverarbeitung, wie z. B. in MIMO-Systemen oder Diversitätsverfahren wie „Maximum-Ratio-Combining“ erforderlich, ist aber ausgeschlossen.

Das in dieser Arbeit vorgeschlagene neuartige Konzept [32] zur Rekonfigurierbarkeit von Multimodenantennen zielt auf umschaltbare kompakte Mehrtorantennen mit der Absicht, verschiedene Sätze von simultan verfügbaren Richtcharakteristiken an entkoppelten Toren in sequentiellen Schaltzuständen zu ermöglichen, und ist eine Erweiterung des bekannten Konzeptes umschaltbarer Eintorantennen. Für das Antennendesign stellt dieses Konzept allerdings eine höhere Herausforderung dar als im Fall der umschaltbaren Eintorantennen, da bei Mehrtorantennen sowohl die Anpassung als auch die Torentkopplung in jedem Schaltzustand erhalten bleiben muss.

Für eine Multimodenantenne mit $M > 1$ Toren (und M Moden), die zwischen $N > 1$ verschiedenen Schaltzuständen umgeschaltet wird (Abb. 6.3), lässt sich die Umschaltbarkeit allgemein auch mit der in Abschnitt 2.2 eingeführten funktionalen Beschreibungsweise erläutern. Dazu bezeichnet man mit \vec{C}_{mn} die für den Schaltzustand $n \in \{1, \dots, N\}$ er-

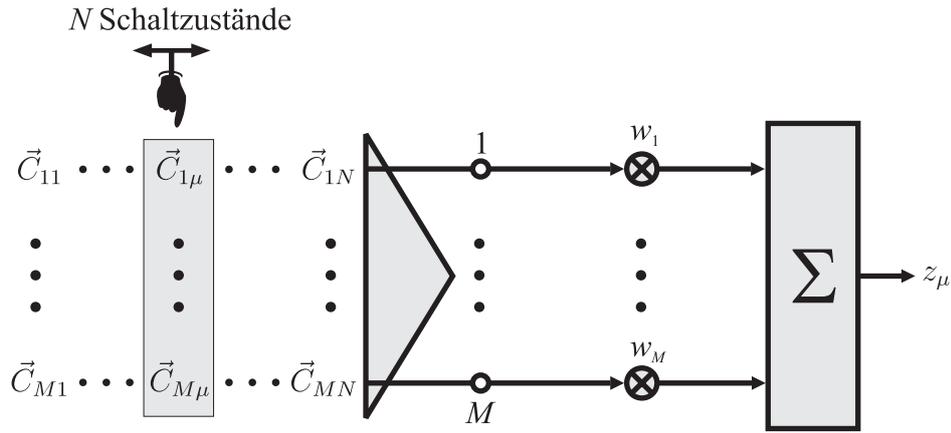


Abbildung 6.3: Multimodenantenne mit Sätzen von M simultanen Torrichtcharakteristiken, umschaltbar zwischen N Schaltzuständen.

zeugte Tor-RC von Tor $m \in \{1, \dots, M\}$ und weiter mit

$$\mathcal{C}_n = \left\{ \vec{C}_{1n}, \dots, \vec{C}_{Mn} \right\}$$

die Menge aller Torrichtcharakteristiken im Schaltzustand n . Fordert man nun die Orthogonalität zwischen paarweise verschiedenen Elementen aus \mathcal{C}_n **für alle** $n \in \{1, \dots, N\}$, wobei mit $\mu, \nu \in \{1, \dots, M\}$ durch

$$\left\langle \vec{C}_{\mu n}, \vec{C}_{\nu n} \right\rangle = \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega} \vec{C}_{\mu n}^*(\Theta, \Phi) \cdot \vec{C}_{\nu n}(\Theta, \Phi) d\Omega \quad ; d\Omega = \sin \Theta d\Theta d\Phi$$

das innere Produkt im RC-Raum definiert ist, so bildet jede Menge

$$\mathcal{B}_n = \left\{ \vec{C}_{1n}, \dots, \vec{C}_{Mn} \mid \left\langle \vec{C}_{\mu n}, \vec{C}_{\nu n} \right\rangle = 0 \quad \forall \mu, \nu \in \{1, \dots, M\} \wedge \mu \neq \nu \right\}$$

mit $n \in \{1, \dots, N\}$ eine Basis des dem Schaltzustand n zugehörigen M -dimensionalen Raumes

$$\mathcal{C}_n = \text{Lin } \mathcal{B}_n$$

von Richtcharakteristiken. Das Umschalten zwischen den Zuständen $n = 1, \dots, N$ bedeutet demnach das Umschalten zwischen linear unabhängigen Basen $\mathcal{B}_1, \dots, \mathcal{B}_N$ der Torrichtcharakteristiken und somit zwischen den zugehörigen aufgespannten Richtcharakteristikräumen $\mathcal{C}_1, \dots, \mathcal{C}_N$. Die Forderung, Orthogonalität zwischen allen paarweise verschiedenen Torrichtcharakteristiken eines Schaltzustandes n für alle Zustände $n \in \{1, \dots, N\}$ zu erhalten, ist eine notwendige Bedingung, die aus M voneinander entkop-

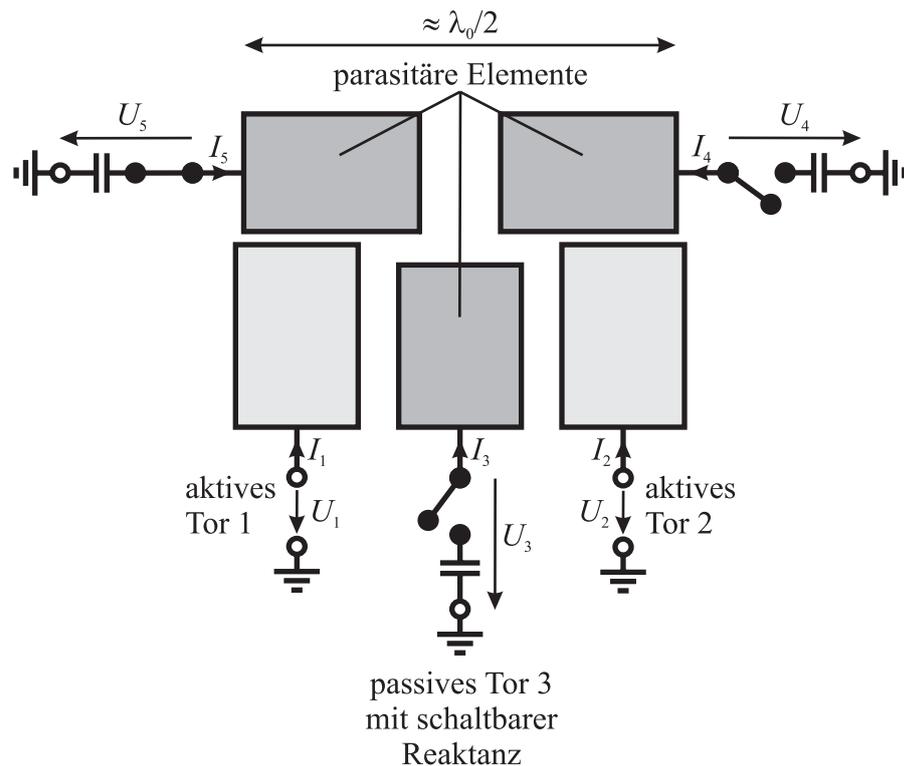


Abbildung 6.4: Schema einer Zweitorantenne mit reaktiv beschalteten parasitären Elementen.

pelten Antennentoren in jedem der N Schaltzustände folgt.

Mit diesem Konzept ist eine Möglichkeit aufgezeigt, den mit einer Multimodenantenne erzeugbaren Raum von Richtcharakteristiken durch Umschalten zu „erweitern“. Praktisch kann dies beispielweise in einem Diversitätsverfahren wie „Maximum-Ratio-Combining“ in einer Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes resultieren. Dadurch ist eine hohe Aufwands- und Kostenersparnis gegeben, da auf eine Erhöhung der Anzahl von Empfängerzweigen verzichtet werden kann. Zu beachten ist hier aber, dass die durch Umschalten eingestellten Zustände niemals gleichzeitig (simultan) zur Verfügung stehen.

6.2 Parasitäre Elemente

Zur Realisierung rekonfigurierbarer Multimodenantennen wird im Rahmen dieser Arbeit wieder auf parasitäre Elemente zurückgegriffen. Dazu werden die zur Antennenstruktur hinzuzufügenden parasitären Antennenelemente variabel mit Reaktanzen beschaltet. Dies ist in Abb. 6.4 anhand einer schematischen Darstellung illustriert. Man erkennt die aktiven Antennenelemente, welche durch die Tore 1 und 2 gespeist werden, und die pa-

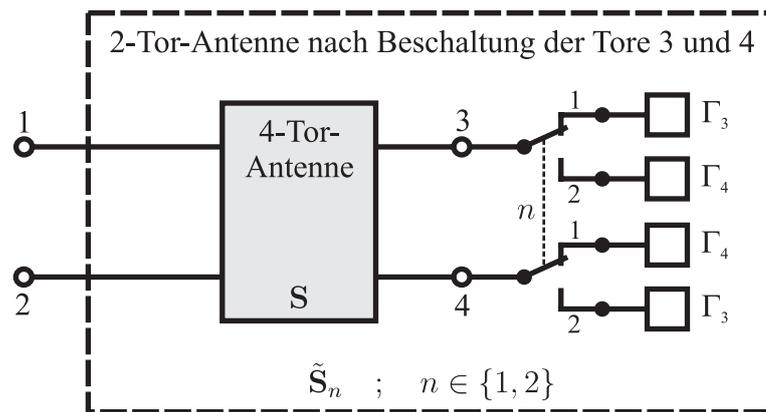


Abbildung 6.5: Zweitorantenne als Ergebnis einer an den Toren 3 und 4 reaktiv beschalteten Viertorantenne, umschaltbar zwischen zwei Schaltzuständen n .

parasitären Elemente, die hier im Allgemeinen unabhängig voneinander über Schalter mit Reaktanzen verbunden sind. Die Reaktanzen sind hier nur symbolhaft durch Kapazitäten modelliert, wobei der Einsatz von Induktivitäten zur Beschaltung ebenso mit einbezogen ist wie die beiden Spezialfälle der reaktiven Beschaltung Kurzschluss und Leerlauf. Man kann also jedes parasitäre Element betrachten, als sei es fiktiv mit einem Tor versehen, welches mit einer Reaktanz beschaltet ist. Diese Tore werden im Gegensatz zu den Toren 1 und 2 nicht aktiv gespeist und deshalb als *passive Tore* 3 bis 5 bezeichnet. Sind die Beschaltungen an den Toren 3 bis 5 unabhängig voneinander, erhält man in diesem Beispiel $N = 2^3 = 8$ Schaltzustände an $M = 2$ Toren. Die indirekt über die aktiven Elemente angeregten parasitären Elemente tragen somit abhängig vom gewählten Schaltzustand unterschiedlich zur Abstrahlung der Antenne bei.

6.3 Beschreibung des Entwurfsverfahrens

Nachfolgend ist anhand des Spezialfalls einer (kompakten) rekonfigurierbaren Zweitorantenne ($M = 2$) mit $N = 2$ Schaltzuständen erläutert, wie man gezielt die reaktive Beschaltung der parasitären Elemente bestimmen kann, die zur Entkopplung der Antennentore und damit zu orthogonalen Torrichtcharakteristiken führt. Die beiden Schaltzustände sollen dabei durch zwei parasitäre Antennenelemente mit variabler reaktiver Beschaltung einstellbar sein. Abb. 6.5 zeigt dazu ein 4-Tor-Blockmodell einer zunächst beliebigen Antenne. Die Tore 1 und 2 sind die aktiven Antennentore, die Tore 3 und 4 sind passive Tore, über welche die parasitären Antennenelemente schaltbar mit Reaktanzen verbunden sind. Die von der Beschaltung unabhängige Streumatrix des Viertors ist mit S bezeichnet. Das

nach dem Beschalten der Tore 3 und 4 entstandene Zweitor besitzt die Streumatrix $\tilde{\mathbf{S}}_n$, abhängig vom Schaltzustand $n \in \{1, 2\}$. Im Schaltzustand 1 sind die Tore 3 und 4 mit reaktiven Lasten beschaltet, die die Reflexionsfaktoren

$$\Gamma_3 = \frac{a_3}{b_3} = e^{j\alpha_3} \quad \text{bzw.} \quad \Gamma_4 = \frac{a_4}{b_4} = e^{j\alpha_4}$$

besitzen. Das Schaltschema zeigt, dass durch Umschalten in den Schaltzustand 2 die Belastung der beiden Tore gerade vertauscht wird. Das weiter oben erklärte Ziel des Entwurfsverfahrens ist nun, die beiden geordneten Paare $\boldsymbol{\alpha}_1 = [\alpha_3 \ \alpha_4]^T$ und $\boldsymbol{\alpha}_2 = [\alpha_4 \ \alpha_3]^T$ von Phasenwinkeln der Abschlüsse zu finden, so dass für jeden der beiden Schaltzustände die aktiven Tore 1 und 2 voneinander entkoppelt sind, also

$$\tilde{S}_{21}^{(n)} \stackrel{!}{=} 0 \quad \forall n \in \{1, 2\} \quad (6.1)$$

erfüllt ist. Die vom Schaltzustand n unabhängige Streumatrix des 4-Tors ergibt sich unter Voraussetzung von Reziprozität zu

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{43} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U} & \mathbf{K} \\ \mathbf{K}^T & \mathbf{R} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

mit den Submatrizen

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} S_{31} & S_{41} \\ S_{32} & S_{42} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} S_{33} & S_{43} \\ S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Die vom Schaltzustand n abhängige Streumatrix $\tilde{\mathbf{S}}_n$, $n \in \{1, 2\}$ mit

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{S}}_n \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

lässt sich wie folgt berechnen:

Führt man mit a_i und b_i für $i \in \{1, \dots, 4\}$ die Wellenkoeffizienten der auf das Tor i zulaufenden bzw. vom Tor i weglaufenden Wellen ein, so gilt mit $\mathbf{a} = [a_1 \ \dots \ a_4]^T$ und $\mathbf{b} = [b_1 \ \dots \ b_4]^T$ die Beziehung

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \mathbf{a} \quad .$$

Mit den Submatrizen aus den Gleichungen (6.2) und (6.3) ergeben sich die Vektoren $[b_1 \ b_2]^T$ und $[b_3 \ b_4]^T$ zu

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \mathbf{U} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \mathbf{K} \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

und

$$\begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \mathbf{K}^T \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \mathbf{R} \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} . \quad (6.5)$$

Bildet man nun die geordneten Phasenwinkelpaare α_1 und α_2 mit

$$\alpha_n \mapsto \mathbf{\Gamma}_n = \begin{bmatrix} e^{j[1 \ 0]\alpha_n} & 0 \\ 0 & e^{j[0 \ 1]\alpha_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{11}^{(n)} & 0 \\ 0 & \Gamma_{22}^{(n)} \end{bmatrix} ; \quad n \in \{1, 2\} \quad (6.6)$$

auf eine Reflexionsfaktormatrix $\mathbf{\Gamma}_n$ ab, erhält man damit eine vom Schaltzustand n abhängige Verknüpfung der Wellenkoeffizienten an den Toren 3 und 4:

$$\begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma}_n \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

Daraus folgt mit Gl. (6.5)

$$\mathbf{\Gamma}_n^{-1} \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \mathbf{K}^T \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \mathbf{R} \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

und daraus

$$\begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = (\mathbf{\Gamma}_n^{-1} - \mathbf{R})^{-1} \mathbf{K}^T \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} .$$

Eingesetzt in Gl. (6.4) erhält man

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{S}}_n \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} .$$

Dabei ist

$$\tilde{\mathbf{S}}_n = \mathbf{U} + \mathbf{K} \mathbf{D}_n^{-1} \mathbf{K}^T \quad (6.7)$$

mit

$$\mathbf{D}_n = \mathbf{\Gamma}_n^{-1} - \mathbf{R} \quad . \quad (6.8)$$

Somit ist nun die Streumatrix der nach Beschaltung entstandenen Zweitorantenne in Abhängigkeit vom Schaltzustand n bekannt. Um die Forderung aus Gl. (6.1) zu erfüllen, fordert man nun zunächst allgemein

$$\tilde{\mathbf{S}}_1 \stackrel{!}{=} \tilde{\mathbf{S}}_2 \quad . \quad (6.9)$$

Das heißt im Klartext, dass die Toreigenschaften der aktiven Tore unabhängig vom Schaltzustand sein sollen, sprich vom Schalten nicht beeinflusst werden sollen. Mit Gl. (6.9) wäre dann auch

$$\tilde{S}_{21}^{(1)} = \tilde{S}_{21}^{(2)}$$

erfüllt. Schafft man es nun, $\tilde{S}_{21}^{(n)}$ für ein $n \in \{1, 2\}$ verschwinden zu lassen, wäre die Forderung nach Gl. (6.1) erfüllt. Die Forderung nach Gl. (6.9) ist eine Struktureigenschaft der Antenne und lässt sich durch geschickte Wahl von Struktursymmetrien erfüllen. Diese Symmetrieforderungen wären beispielsweise für die in Abb. 6.6 a dargestellte Geometrie wie folgt zu formulieren:

- Anordnung der Antennenelemente auf den Eckpunkten einer Raute
- Parasitäre Elemente liegen einander gegenüber, ebenso aktive Elemente.
- Parasitäre Elemente sind zueinander gleich, und aktive Elemente sind zueinander gleich, wobei sich aktive und passive Elemente voneinander unterscheiden dürfen.

Damit ergeben sich für die in (6.3) eingeführten Submatrizen folgende Spezialisierungen:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} \quad \mathbf{K} = S_{31} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} S_{33} & S_{43} \\ S_{43} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Für diesen Fall wirkt sich eine unsymmetrische (ungleiche) Beschaltung der mit den parasitären Elementen verbundenen Tore 3 und 4 (Abb. 6.6 b) nicht mehr auf die Torsymmetrie der Zweitorantenne aus, und auch das Übertragungsverhalten ist für beide Schaltzustände gleich. Damit ist Gl. (6.9) erfüllt, und für den praktischen Entwurf gilt folgende Aussage:

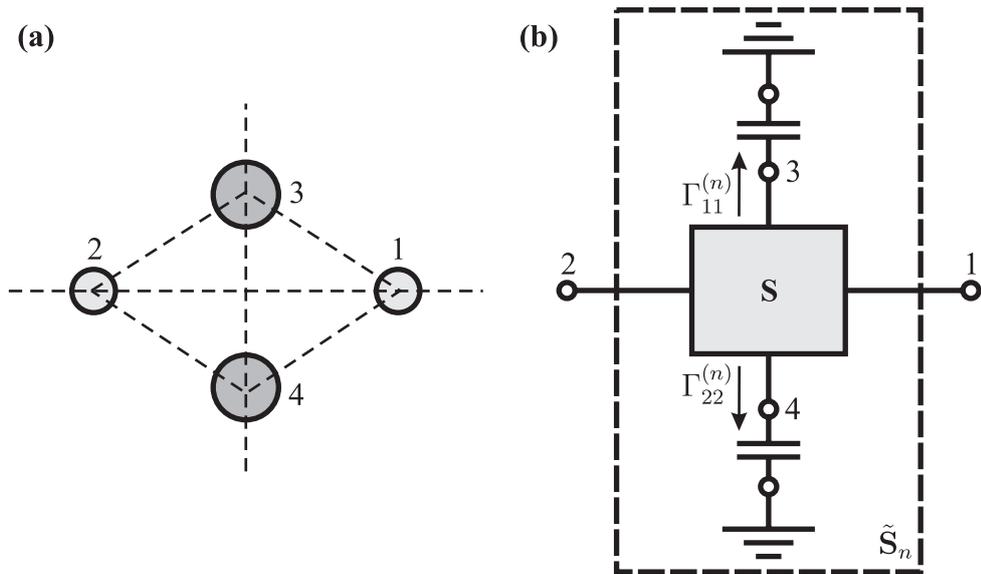


Abbildung 6.6: (a) Veranschaulichung der strukturellen Symmetriebedingungen. (b) Beschaltung der passiven Tore 3 und 4 mit Reaktanzen, abhängig vom Schaltzustand n und repräsentiert durch die Reflexionsfaktoren $\Gamma_{11}^{(n)}$ und $\Gamma_{22}^{(n)}$.

Wird für einen Schaltzustand $n \in \{1, 2\}$ durch reaktive Beschaltung der parasitären Elemente die Entkopplung der aktiven Tore 1 und 2 erreicht, so bleibt die Entkopplung für jeden Schaltzustand erhalten.

Die Forderung nach Gl. (6.1) lässt sich nun durch

$$\tilde{S}_{21}^{(n)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_n \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.11)$$

formulieren, wobei die Erfüllung dieser Bedingung **für ein** $n \in \{1, 2\}$ hinreichend ist. Zur Bestimmung von $\tilde{S}_{21}^{(n)}$ wird zuerst die Gl. (6.7) sukzessive ausgewertet:

Die inverse Matrix von Γ_n ergibt sich zu

$$\Gamma_n^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Gamma_{11}^{(n)}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\Gamma_{22}^{(n)}} \end{bmatrix}.$$

Daraus folgt mit Gl. (6.8)

$$\mathbf{D}_n = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Gamma_{11}^{(n)}} - S_{33} & -S_{43} \\ -S_{43} & \frac{1}{\Gamma_{22}^{(n)}} - S_{33} \end{bmatrix}$$

und die Inverse

$$\mathbf{D}_n^{-1} = \frac{1}{\det(\mathbf{D}_n)} \text{Adj}(\mathbf{D}_n)$$

mit

$$\det(\mathbf{D}_n) = \left(\frac{1}{\Gamma_{11}^{(n)}} - S_{33} \right) \left(\frac{1}{\Gamma_{22}^{(n)}} - S_{33} \right) - S_{43}^2 \quad (6.12)$$

und

$$\text{Adj}(\mathbf{D}_n) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Gamma_{22}^{(n)}} - S_{33} & S_{43} \\ S_{43} & \frac{1}{\Gamma_{11}^{(n)}} - S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 & \delta_2 \\ \delta_3 & \delta_4 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Mit \mathbf{U} und \mathbf{K} aus (6.10) erhält man somit nach Einsetzen in Gl. (6.7)

$$\tilde{\mathbf{S}}_n = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} + \frac{S_{31}^2}{\det(\mathbf{D}_n)} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \sum_{i=1}^4 \delta_i \quad ; \quad n \in \{1, 2\} \quad (6.14)$$

Die Bedingung aus (6.11) führt nun auf

$$-\frac{S_{21}}{S_{31}^2} \det(\mathbf{D}_n) \stackrel{!}{=} \sum_{i=1}^4 \delta_i$$

und in ausgerechneter Form auf

$$-\frac{S_{21}}{S_{31}^2} \left[\left(\frac{1}{\Gamma_{11}^{(n)}} - S_{33} \right) \left(\frac{1}{\Gamma_{22}^{(n)}} - S_{33} \right) - S_{43}^2 \right] = \frac{1}{\Gamma_{11}^{(n)}} + \frac{1}{\Gamma_{22}^{(n)}} + 2(S_{43} - S_{33})$$

Da diese Gleichung nur **für ein** $n \in \{1, 2\}$ erfüllt werden muss, sei hier o. B. d. A. $n = 1$ gewählt. Dann gilt

$$\Gamma_{11}^{(1)} = e^{j\alpha_3} \quad \text{und} \quad \Gamma_{22}^{(1)} = e^{j\alpha_4}$$

und damit

$$-\frac{S_{21}}{S_{31}^2} \left[e^{-j(\alpha_3 + \alpha_4)} - S_{33} (e^{-j\alpha_3} + e^{-j\alpha_4}) + S_{33}^2 - S_{43}^2 \right] = e^{-j\alpha_3} + e^{-j\alpha_4} + 2(S_{43} - S_{33}) \quad (6.15)$$

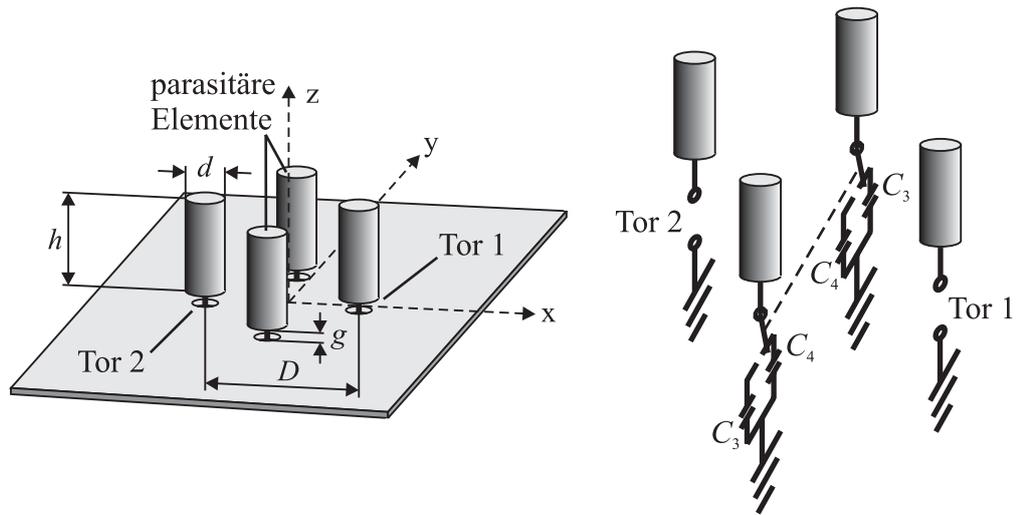


Abbildung 6.7: Struktur aus Monopolen mit reaktiv beschalteten parasitären Elementen (Abmessungen: $h \approx \lambda_0/4$, $d \approx \lambda_0/12$, $D \approx \lambda_0/4$).

Nach der Einführung von

$$\psi = \alpha_3 + \alpha_4 \quad \text{und} \quad \chi = \alpha_3 - \alpha_4 \quad (6.16)$$

kann man eine Funktion $X(\psi, \chi)$ zu

$$X(\psi, \chi) = e^{-j\alpha_3} + e^{-j\alpha_4} = 2 \cos\left(\frac{\chi}{2}\right) e^{-j\frac{\psi}{2}} \quad (6.17)$$

definieren, womit sich nach einigen Umformungen von Gl. (6.15)

$$X(\psi, \chi) = \frac{S_{21}(S_{43}^2 - S_{33}^2) + 2(S_{33} - S_{43}) - S_{21}e^{-j\psi}}{S_{31}^2 - S_{21}S_{33}}$$

ergibt. Dieser Ausdruck lässt sich auch kompakter als

$$\cos\left(\frac{\chi}{2}\right) = Z(\psi) \quad (6.18)$$

mit

$$Z(\psi) = \frac{S_{21}(S_{43}^2 - S_{33}^2) + 2(S_{33} - S_{43}) - S_{21}e^{-j\psi}}{2(S_{31}^2 - S_{21}S_{33})} e^{j\frac{\psi}{2}} \quad (6.19)$$

schreiben. Die Gl. (6.18) ist lösbar in ψ und χ , wenn ein ψ_0 mit

$$\text{Im}\{Z(\psi_0)\} \stackrel{!}{=} 0 \quad \wedge \quad \left| \text{Re}\{Z(\psi_0)\} \right| \leq 1$$

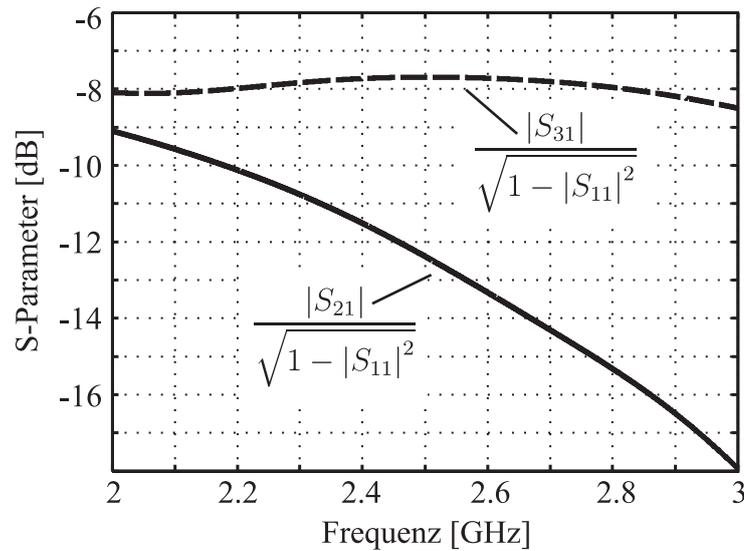


Abbildung 6.8: Frequenzabhängigkeit des Übersprechens zwischen den Toren 1 und 3 (benachbarte Elemente) sowie 1 und 2 (gegenüberliegende Elemente der Viertorantenne).

existiert, dabei sei ψ_0 die betragsmäßig kleinste Nullstelle von $\text{Im}\{Z(\psi)\}$. Daraus erhält man schließlich

$$\chi_0 = \pm 2 \arccos_{\text{HW}} \left(\text{Re}\{Z(\psi_0)\} \right) \quad .$$

Aus den so berechneten Lösungen für ψ_0 und χ_0 erhält man die gesuchten Phasenwinkelwerte zu

$$\alpha_3 = \frac{1}{2}(\psi_0 + \chi_0) \quad \text{und} \quad \alpha_4 = \frac{1}{2}(\psi_0 - \chi_0) \quad . \quad (6.20)$$

Die Frequenzabhängigkeit der Lösung von Gl. (6.18) hängt vom Satz der Streuparameter der ursprünglichen Viertorantenne mit der Streumatrix \mathbf{S} ab und kann numerisch bestimmt werden.

6.4 Realisierungsbeispiel: Monopolantenne

Zur Verifikation des in Abschnitt 6.3 vorgestellten Entwurfsverfahrens wird nun die Untersuchung einer Antennenanordnung aus vier Monopolen beschrieben [62]. Dazu werden zunächst die Ergebnisse numerischer Berechnungen präsentiert, welche dann durch die experimentelle Verifikation einer mit Hilfe von PIN-Dioden umschaltbaren Zweitortantenne ergänzt werden.

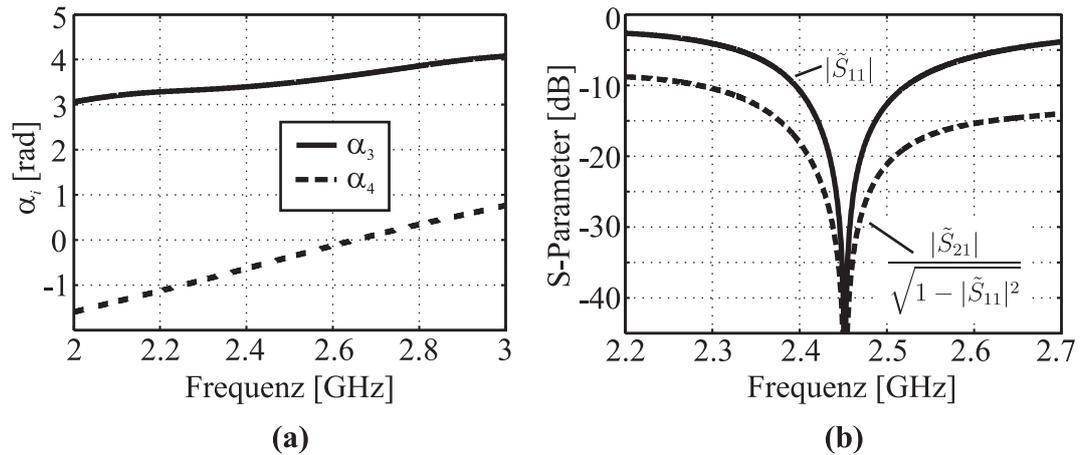


Abbildung 6.9: Ergebnisse numerischer Simulationen. **(a)** Phasenwinkelverläufe der Reflexionsfaktoren der reaktiven Abschlüsse für Schaltzustand 1. **(b)** S-Parameterverläufe der neuen Zweitorantenne nach ausgewählter Beschaltung für $f_0 = 2,45$ GHz (für beide Schaltzustände gleich).

6.4.1 Numerische Untersuchungen

In Abb. 6.7 ist die anhand von 3D-Feldsimulationen [46] numerisch untersuchte Antennenstruktur gezeigt. Sie besteht zunächst aus vier koaxial gespeisten Monopolen mit gleichen geometrischen Abmessungen ($h \approx \lambda_0/4$, $d \approx \lambda_0/12$), die auf den Eckpunkten eines Quadrats mit der Diagonalabmessung $D \approx \lambda_0/4$ angeordnet sind. Die beiden aktiven Antennenelemente (Tor 1 und 2) liegen hier in der xz -Ebene und die parasitären Elemente (Tore 3 und 4) in der yz -Ebene. Mit diesem Spezialfall sind die in Abschnitt 6.3 angegebenen Symmetrieforderungen erfüllt, und die drei Submatrizen aus (6.10) ergeben sich nach weiterer Spezialisierung zu

$$\mathbf{U} = \mathbf{R} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} \quad \mathbf{K} = S_{31} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

Die parasitären Elemente an den Toren 3 und 4 sollen später ungleich mit Reaktanzen beschaltet werden, wobei das Umschalten, wie bereits in Abschnitt 6.3 beschrieben, letztlich das Vertauschen der Beschaltung an den Toren 3 und 4 bedeutet.

Die Aufgabe dieses Entwurfsproblems ist nun, die Werte für die reaktive Beschaltung in den beiden Schaltzuständen $n \in \{1, 2\}$ zu finden, damit das Übersprechen zwischen den beiden aktiven Toren 1 und 2 verschwindet. Wie in Abschnitt 6.3 wird auch hier die Beschaltung der Tore 3 und 4 in den beiden Schaltzuständen $n \in \{1, 2\}$ durch die beiden geordneten Phasenwinkelpaare $\boldsymbol{\alpha}_1 = [\alpha_3 \ \alpha_4]^T$ und $\boldsymbol{\alpha}_2 = [\alpha_4 \ \alpha_3]^T$ repräsentiert. Um diese zu bestimmen, wird die Struktur zuerst als unbeschaltetes Viertor aufgefasst, indem die

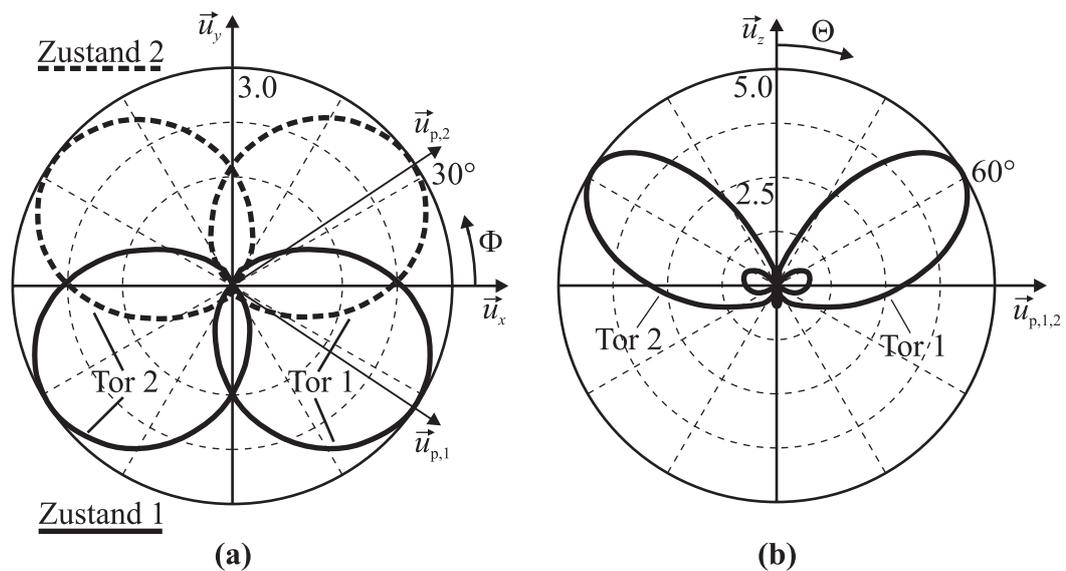


Abbildung 6.10: Amplitudencharakteristiken der Direktivität (Θ -Polarisation). **(a)** Azimutalcharakteristiken in xy -Ebene für beide Tore und beide Schaltzustände. **(b)** Elevationscharakteristiken für beide Tore in Schaltzustand 1.

parasitären Elemente fiktiv mit den Toren 3 und 4 versehen werden. Durch Simulation kann so die Streumatrix \mathbf{S} nach Gl. (6.2) in Abhängigkeit von der Frequenz berechnet werden. Das Ergebnis ist in Abb. 6.8 dargestellt und zeigt ein starkes Übersprechen von $-7,7$ und -12 dB zwischen benachbarten bzw. gegenüberliegenden Monopolen. Mit diesem Satz von Streuparametern lässt sich so die Funktion $Z(\psi)$ nach Gl. (6.19) angeben, und Gl. (6.18) kann in ψ und χ gelöst werden. Aus dieser Lösung erhält man nach (6.20) dann die Lösung der gesuchten Phasenwinkel α_3 und α_4 in Abhängigkeit von der Frequenz. Diese Verläufe sind in Abb. 6.9 a dargestellt. Man erkennt, dass für jede Frequenz im Intervall $2 \dots 3$ GHz ein Paar $[\alpha_3 \ \alpha_4]$ von Lösungen existiert, das Gleichung (6.18) und damit schließlich Gl. (6.11) erfüllt, was bei den vorhandenen Symmetriebedingungen hinreichend dafür ist, dass das Übersprechen **für jeden** der beiden Schaltzustände $n \in \{1, 2\}$ verschwindet. Mit den Gl. (6.6), (6.12), (6.13) und (6.14) kann nun die Streumatrix $\tilde{\mathbf{S}}_n$ der neuen Zweitorantenne für jeden Schaltzustand $n \in \{1, 2\}$ ($\tilde{\mathbf{S}}_1 = \tilde{\mathbf{S}}_2$) angegeben werden. Wählt man nun konkret die Lösung des Phasenwinkelpaars $[\alpha_3 \ \alpha_4]$ bei einer vorgegebenen Zielfrequenz (hier $f_0 = 2,45$ GHz) aus, ergibt sich die in Abb. 6.9 b dargestellte Frequenzabhängigkeit der Streuparameter der durch Beschaltung entstandenen Zweitorantenne. Man erkennt deutlich, dass die geforderte Nullstelle der Transmission zwischen den beiden aktiven Toren 1 und 2 bei der Zielfrequenz $f_0 = 2,45$ GHz liegt. Die relative Bandbreite nach der Definition aus Abschnitt 2.1.2.4 beträgt für diesen Fall 6%.

Das Abstrahlverhalten der Antenne für die verschiedenen Schaltzustände ist in Abb. 6.10

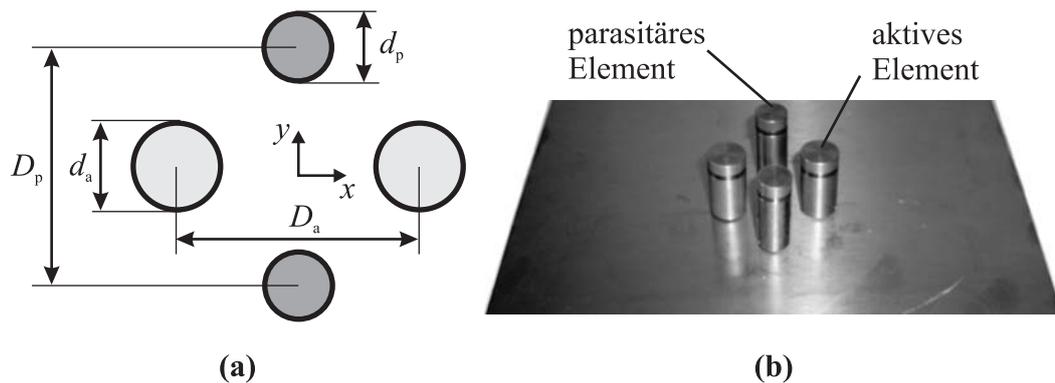


Abbildung 6.11: (a) Schematische Draufsicht der Struktur mit $D_a = 34$ mm und $D_p = 35$ mm. (b) Foto der experimentell untersuchten Struktur aus zwei aktiven und zwei parasitären Monopolelementen über Groundplane.

illustriert. Beide Diagramme zeigen Schnitte durch die Amplitudencharakteristik der Direktivität (Θ -Polarisation). Dazu ist in 6.10 a die Azimutalcharakteristik für Speisung jedes der beiden Tore und für beide Schaltzustände zu sehen. Die beiden Charakteristiken mit den durchgezogenen Linien sind die Torrichtcharakteristiken bei Speisung von Tor 1 oder Tor 2 im Schaltzustand 1. Umschalten in den Zustand 2 bedeutet für die Richtcharakteristiken eine Spiegelung an der xz -Ebene, woraus sich die Charakteristiken mit den gestrichelten Linien ergeben. In 6.10 b sieht man die Elevationsrichtcharakteristiken des Schaltzustandes 1 für Tor 1 und Tor 2 in den Ebenen aufgespannt von \vec{u}_z und $\vec{u}_{p,1}$ bzw. $\vec{u}_{p,2}$. Die kreuzpolare Komponente ist jeweils stark gedämpft gegenüber der hier abgebildeten Θ -Komponente und deshalb nicht dargestellt. Somit liegt für alle Tore und Schaltzustände lineare Polarisierung, also keine Polarisationsdiversität vor. Auf Grund der für jeden Schaltzustand existierenden Torentkopplung sind die Torrichtcharakteristiken für jeden Schaltzustand orthogonal. Die Orthogonalität wird also hauptsächlich durch die unterschiedliche Winkelabhängigkeit der Amplitudencharakteristiken erreicht.

6.4.2 Experimentelle Untersuchungen

Nachfolgend sind die Ergebnisse einer experimentellen Untersuchung des Konzeptes rekonfigurierbarer Multimodenantennen für eine Betriebsfrequenz von 2,45 GHz präsentiert. Die Vorgehensweise bei der praktischen Realisierung entspricht dem in Abschnitt 6.3 beschriebenen Entwurfsverfahren. Allerdings wurde hier nicht wie in Abschnitt 6.4.1, Gl. (6.21) der Spezialfall mit voller Symmetrie der Struktur untersucht, sondern lediglich Symmetrien genutzt, die auf die in Gl. (6.10) genannten Submatrizen aus Streuparametern führen (vgl. auch Abb. 6.6 a).

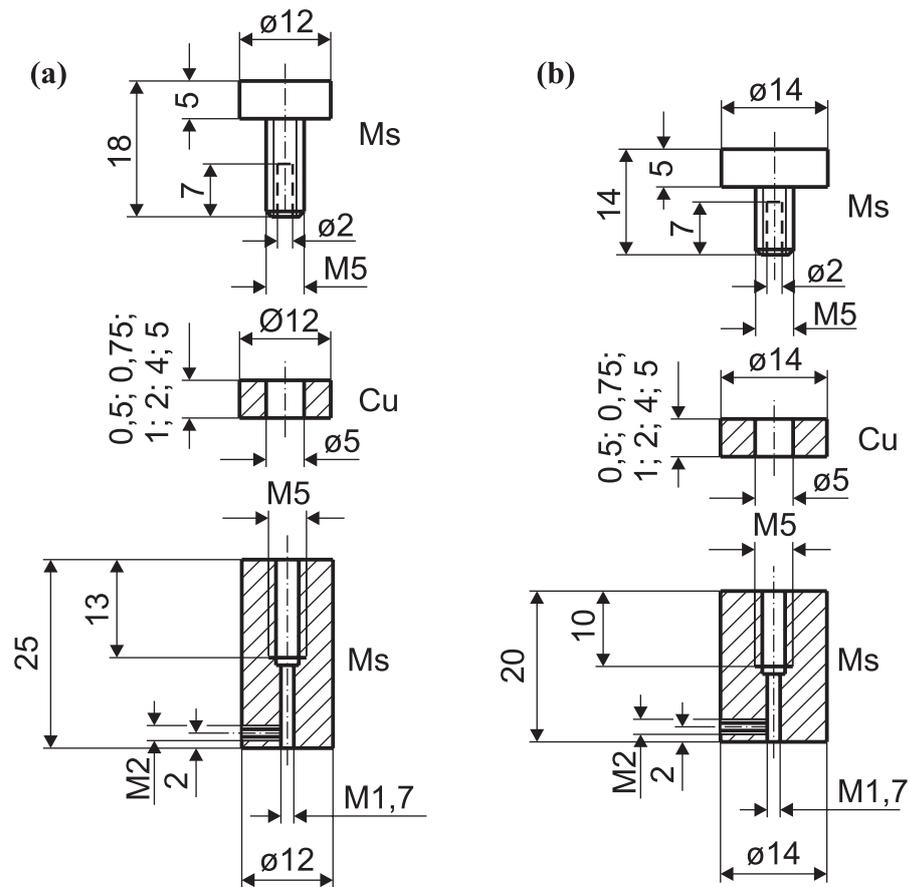


Abbildung 6.12: Technische Zeichnung der abstimmbaren Antennenelemente. (a) Parasitäres Element. (b) Aktives Element.

6.4.2.1 Antennenstruktur und mechanischer Aufbau

Ein Foto der untersuchten Struktur ist in Abb. 6.11 b gezeigt. Bei der Antenne handelt es sich wie in Abschnitt 6.4.1 um eine Zweier-Monopolantenne mit zwei parasitären Elementen, ebenfalls als Monopole ausgebildet. Abb. 6.11 a zeigt dies schematisch als Draufsicht. Der Abstand der aktiven Elemente zueinander und der parasitären Elemente zueinander beträgt $D_a \approx D_p \approx \lambda_0/4$. Der Durchmesser der aktiven Elemente war mit $D_a \approx \lambda_0/9$ geringfügig größer als der Durchmesser der parasitären Elemente ($d_p \approx \lambda_0/10$). Die Längen der Monopolelemente liegen in der Größenordnung von $\lambda_0/4$. Die genauen Abmessungen der Antennenelemente können der technischen Zeichnung aus Abb. 6.12 entnommen werden. Um eine spätere Abstimmbarkeit zu ermöglichen, wurden die Antennenelemente durch eine Schraube im Kopf der Elemente in ihrer Länge variabel gemacht, indem zwischen Schraube und Element das Einfügen von Kupferringen unterschiedlicher Dicke möglich war. Dies ist ebenfalls in der technischen Zeichnung nach Abb. 6.12 verdeutlicht. In die Bohrung am unteren Ende der Elemente wurde der koaxiale

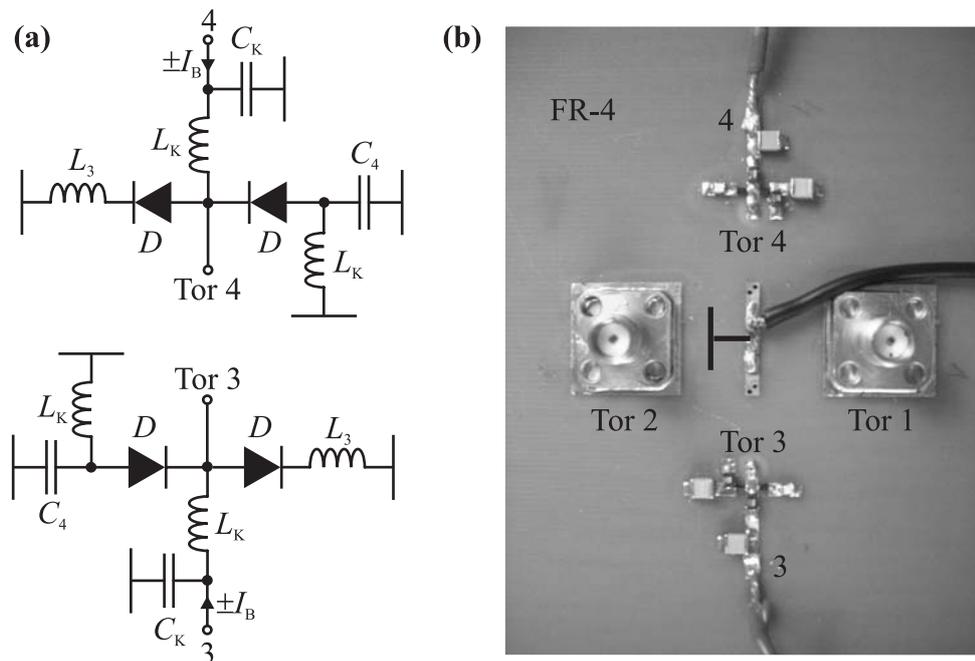


Abbildung 6.13: (a) Beschaltung der parasitären Elemente. $L_3 = 8,2 \text{ nH}$, $C_4 = 1,5 \text{ pF}$, $L_K = 1,2 \text{ }\mu\text{H}$, $C_K = 68 \text{ }\mu\text{F}$, D : PIN-Diode (BAR 63-02 V). (b) Foto der elektronischen Beschaltung der parasitären Elemente an Tor 3 und 4 auf der Unterseite der Platine.

Innenleiter der SMA-Stecker eingeführt.

6.4.2.2 Elektronisch umschaltbare reaktive Belastung

Die „Groundplane“ der Antenne war als $35 \text{ }\mu\text{m}$ dicke Kupferschicht auf einem Platinen-substrat (FR-4) realisiert. Auf der Unterseite dieser Platine war die zur Rekonfiguration nötige Beschaltung der parasitären Elemente aufgebracht (Abb. 6.13 b). Die Beschaltung der parasitären Elemente an den Toren 3 und 4 bestand jeweils hauptsächlich aus einer Spule L_3 und einem Kondensator C_4 (Abb. 6.13 a). Das Umschalten zwischen den beiden Zuständen 1 und 2 geschah elektronisch mittels einer PIN-Diode (BAR 63-02 V) von INFINEON durch Einprägen des Gleichstromes $\pm I_B = \pm 100 \text{ mA}$ je nach Schaltzustand an den Klemmen 3 und 4 (Zustand 1: $+I_B$ an Klemme 3, $-I_B$ an Klemme 4 und umgekehrt für Zustand 2). Für die Betriebsfrequenz von $2,45 \text{ GHz}$ beträgt die Induktivität im Durchlassbereich $L_D = 0,6 \text{ nH}$ und die Sperrkapazität $C_D = 0,3 \text{ pF}$. Dazu zeigt Abb. 6.14 die zugehörigen vereinfachten Ersatzschaltbilder der Beschaltung an Tor 3 unter Berücksichtigung der nicht idealen Eigenschaften der PIN-Diode. Die zur Entkopplung der Tore erforderlichen Reaktanzen wurden mit Hilfe der in Abschnitt 6.3 beschriebenen Methode für einen Schaltzustand bestimmt, und es ergab sich $Z_3 = j 389 \text{ }\Omega$ für Tor 3 und

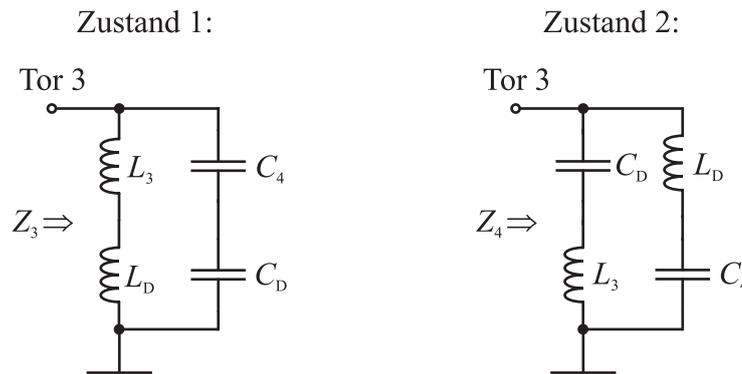


Abbildung 6.14: Vereinfachte Ersatzschaltbilder für die Beschaltung an Tor 3 in den Schaltzuständen 1 und 2. $C_D = 0,3 \text{ pF}$, $L_D = 0,6 \text{ nH}$.

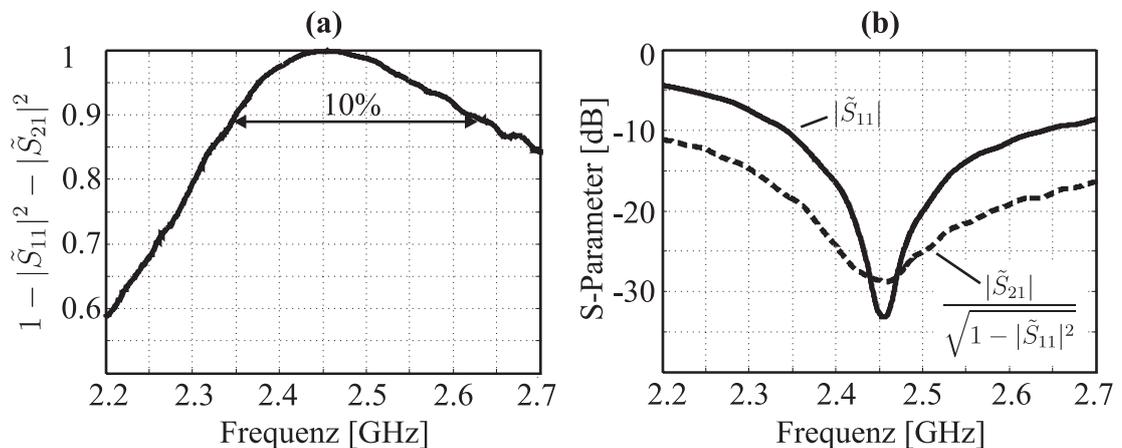


Abbildung 6.15: (a) Frequenzabhängigkeit des Verhältnisses von aufgenommener zu verfügbarer Leistung an Tor 1 in Schaltzustand 1. Relative Bandbreite der Antenne beträgt ca. 10%. (b) Frequenzabhängigkeit der Streuparameter für Schaltzustand 1.

$Z_4 = -j 22 \Omega$ für Tor 4. Die Werte für L_3 und C_4 wurden anhand der Ersatzschaltbilder aus Abb. 6.14 zu $L_3 = 8,85 \text{ nH}$ (gewählt: $L_3 = 8,2 \text{ nH}$) und $C_4 = 1,72 \text{ pF}$ (gewählt: $C_4 = 1,5 \text{ pF}$) bestimmt.

6.4.2.3 Messergebnisse

In der endgültigen Struktur betragen die Längen der aktiven Elemente 27 mm und die der parasitären Elemente 32 mm. Abb. 6.15 b zeigt die erzielten Frequenzverläufe für die Streuparameter der resultierenden Zweitorantenne in Schaltzustand 1. Die Verläufe für Schaltzustand 2 waren nahezu identisch. Bei der Betriebsfrequenz von 2,45 GHz wurde eine Übersprechdämpfung von fast 30 dB bei einer Reflexionsdämpfung von über 30 dB erzielt.

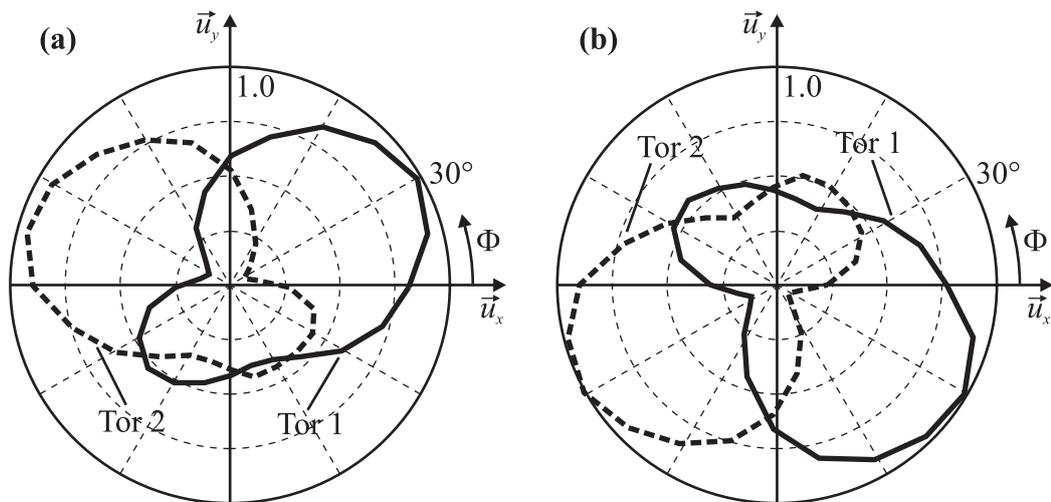


Abbildung 6.16: Abhängigkeit des Betrags der Übertragungsfunktion vom Azimutwinkel Φ in xy -Ebene (auf Maximum normiert) für eine Übertragungstrecke mit variabler Position des Senders (Winkel Φ) und der rekonfigurierbaren Antenne am Empfänger. **(a)** Schaltzustand 1. **(b)** Schaltzustand 2.

Aus der in Abb. 6.15 a dargestellten Frequenzabhängigkeit des Verhältnisses der an Tor 1 aufgenommenen zu verfügbaren Leistung, beschrieben durch

$$1 - |\tilde{S}_{11}|^2 - |\tilde{S}_{21}|^2$$

bei Speisung von Tor 1 und reflexionsfreiem Abschluss von Tor 2, kann man entsprechend der Bandbreitendefinition aus Abschnitt 2.1.2.4 eine relative Bandbreite von ca. 10% ablesen.

Mittels einer Übertragungsmessung bei der festen Frequenz 2,45 GHz, in der die rekonfigurierbare Zweitorantenne als Empfangsantenne eingesetzt wurde, konnte die winkelabhängige Übertragungsfunktion für den Azimutwinkel Φ in der xy -Ebene der Antenne ermittelt werden, indem die Position der Sendeantenne auf einer Kreisbahn um die Empfangsantenne in diskreten Winkelschritten $\Delta\Phi$ geändert wurde. Das Ergebnis des Betrags der Übertragungsfunktion (auf das Maximum bezogen) für beide Tore und beide Schaltzustände ist in Abb. 6.16 dargestellt. Auch hier (vgl. Abb. 6.10) ist ein starker Unterschied in der räumlichen Abdeckung durch die Amplitudencharakteristik in den verschiedenen Schaltzuständen zu erkennen.

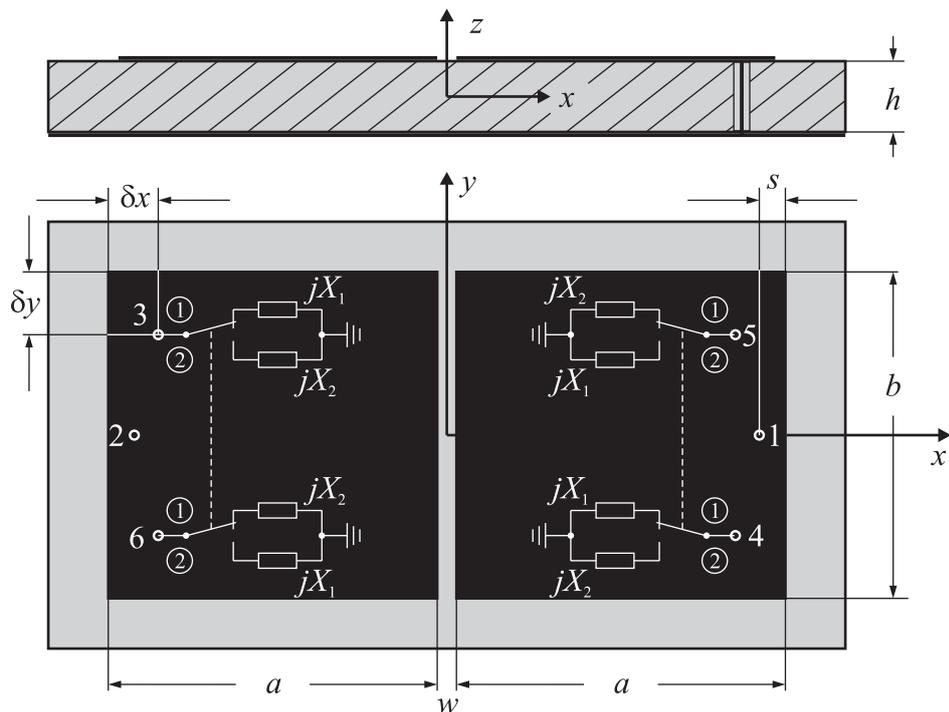


Abbildung 6.17: Planare Antennenstruktur mit den aktiven Toren 1 und 2 und vier reaktiv beschalteten passiven Toren (3, 4, 5, 6). Dimensionen: $h = 7,62 \text{ mm}$, $a = b \approx \lambda/2$, $\epsilon_r = 3,27$.

6.5 Realisierungsbeispiel 2: Planare Antenne

In der bisherigen Betrachtung wurden „aktive“ und parasitäre Elemente in Form separater resonanter Elemente ausgebildet. Es ist aber wohlbekannt, dass Antennenelemente auch als Dual-Mode-Resonatoren ausgebildet werden können und damit jeder Resonator-Mode ein Element repräsentiert. Damit können z. B. in einer Konfiguration aus zwei Dual-Mode-Resonatoren zwei der Resonanzmoden als aktive Elemente und zwei als parasitäre Elemente betrieben werden. Jedes der beiden Patch-Elemente repräsentiert also die Funktion eines aktiven und eines parasitären Elementes, also die Funktion von zwei Elementen (Zwei-Element-Patch). Im Folgenden wird ein Designbeispiel für eine solche Struktur näher erläutert [62].

6.5.1 Antennenstruktur

Die betrachtete Antennenstruktur (siehe Abb. 6.17) besteht aus zwei nebeneinander angeordneten quadratischen ($a = b \approx \lambda/2$) Patch-Elementen auf einem planaren Substrat mit Grundmetallisierung. Für das Substrat wurde eine Dicke von $h = 7,62 \text{ mm}$ und eine

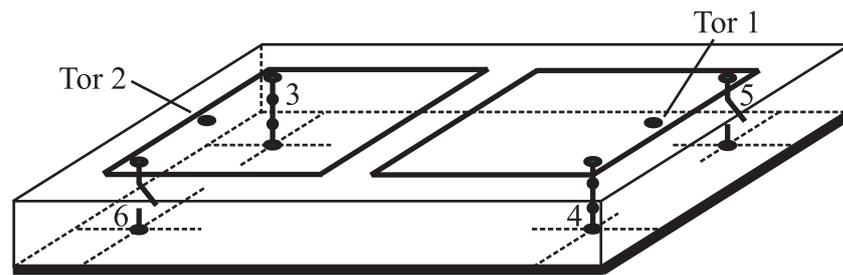


Abbildung 6.18: Schematisierte Darstellung der Schaltzustände an den passiven Toren 3, 4, 5, 6. Umschalten zwischen Zuständen bedeutet Austausch von Kurzschlüssen und Leerläufen gegeneinander.

Permittivität mit $\varepsilon_r = 3,27$ angenommen, was aufgrund der relativ hohen Dicke und der niedrigen Permittivität zu einer guten Strahlungseffizienz führt. Dieses Substrat ist kommerziell unter der Bezeichnung TMM 3 (Temperature Stable Microwave Laminate) von der Firma Rogers erhältlich. Die beiden Patch-Elemente sind voneinander durch einen Spalt mit der Breite w getrennt. Die Speisung erfolgt durch zwei (aktive) Tore (1 und 2) jeweils an den äußeren Rändern der beiden Metallflächen mit dem Randabstand s . Weiterhin sind nun vier weitere Tore (3, 4, 5, 6) vorgesehen, an denen die Antenne umschaltbar zwischen den beiden Zuständen 1 und 2 (Ziffern in Kreisen) reaktiv beschaltet ist.

6.5.2 Umschaltkonzept

In Abb. 6.17 ist der Schaltzustand 1 dargestellt, in dem an den sich gegenüberliegenden Toren 3 und 4 die Reaktanz X_1 und an den Toren 5 und 6 die Reaktanz X_2 aktiv ist. Das Umschalten in den Schaltzustand 2 bewirkt nach der in der Abbildung skizzierten Schaltung genau das Vertauschen der beiden Reaktanzen X_1 und X_2 an den Toren.

In dem hier weiter untersuchten Spezialfall ist für die reaktive Beschaltung folgende Festlegung getroffen:

$$X_1 = 0 \quad (\text{Kurzschluss}) \quad \wedge \quad X_2 \rightarrow \infty \quad (\text{Leerlauf})$$

D. h. an den Toren 3, 4, 5, 6 wird zwischen den beiden Abschlüssen Kurzschluss und Leerlauf umgeschaltet, so dass jeweils an den diagonal gegenüberliegenden Torpaaren (3, 4) und (5, 6) die gleiche Beschaltung (Kurzschluss oder Leerlauf) vorliegt. Dieses Prinzip ist schematisch in Abb. 6.18 dargestellt. Somit liegt mit der präsentierten Struktur eine Antenne mit $M = 2$ aktiven Toren vor, die, angeregt durch die Tore, $M = 2$ verschiedene Moden bereitstellt, welche ihrerseits wieder zwischen $N = 2$ Zuständen umschaltbar

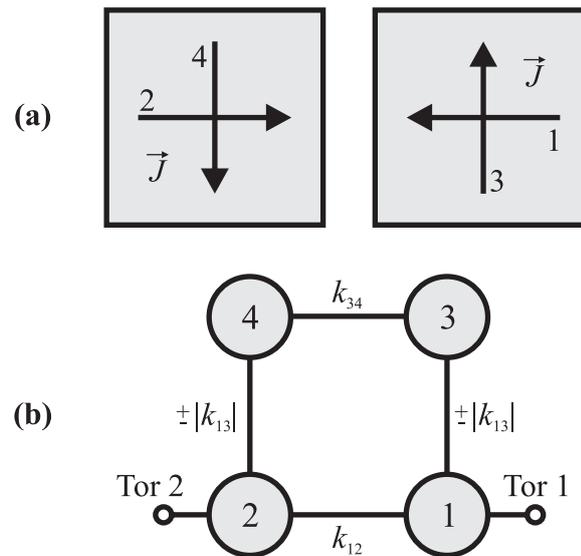


Abbildung 6.19: Für die planare Zweitorantenne gültiges Koppelschema. (a) Entartete Patchmodenpaare (1, 3) und (2, 4) mit zueinander orthogonalen Stromverteilungen. (b) Zwei Koppelpfade zwischen den aktiven Toren 1 und 2, beschrieben durch Koppelfaktoren.

sind. Damit können durch diese Antenne $M \cdot N = 4$ Strahlungsmoden erzeugt werden, deren Unterschiedlichkeit nachfolgend gezeigt wird.

Weiterhin besitzt diese Zweitorantenne die in Abschnitt 6.3 beschriebene spezielle Symmetrie, welche den Vorteil hat, dass sich für jeden der beiden Schaltzustände das Abstrahlverhalten zwar ändert, die Torparameter wie z. B. Streuparameter aber gleich bleiben. D. h. die Zweitorantenne besitzt für jeden Schaltzustand die gleiche Streumatrix. Somit entspricht das hier verwendete Umschaltkonzept den in Abschnitt 6.3 genannten Regeln der Symmetrieerhaltung in Bezug auf die Streumatrix. Der Unterschied ist hier, dass die reaktive Beschaltung mit Kurzschluss oder Leerlauf vorgegeben ist und passend dazu die parasitären Elemente dimensioniert werden.

6.5.3 Funktionsweise der Kopplung zwischen Toren und Patchmoden

Abb. 6.19 zeigt das für die Tore und Patchmoden dieser Antennenstruktur gültige Koppelschema. Jedes der beiden quadratischen Antennenelemente (Zwei-Elemente-Patche) besitzt zwei entartete Patchmoden (bei gleicher Frequenz) mit orthogonaler Stromverteilung. Dies ist 6.19 a dargestellt (rechtes Element: Patchmoden 1 und 3, linkes Element: Patchmoden 2 und 4). Davon werden die Patchmoden 1 und 2 direkt durch die beiden

aktiven Tore 1 bzw. 2 angeregt. Die Verkopplung der Patchmoden untereinander ist in 6.19 b illustriert. In diesem Schema wird die direkte Verkopplung der beiden Patchmoden 1 und 2 durch den Koppelfaktor k_{12} repräsentiert. Die Stärke dieser direkten Verkopplung kann durch den Spalt mit der Weite w (Abb. 6.17) beeinflusst werden. Das Überkoppeln von den Patchmoden 1 und 2 auf die Patchmoden 3 bzw. 4 und damit das Anregen der „parasitären Elemente“ 3 und 4 muss durch eine Störung der Orthogonalität zwischen den Stromverteilungen der Patchmodenpaare 1 und 3 bzw. 2 und 4 erfolgen und wird in dieser Struktur durch die Position $(\delta x, \delta y)$ der je nach Schaltzustand an den diagonal gegenüberliegenden Ecken befindlichen Kurzschlüsse erreicht. Diese Kopplung wird durch die Koppelfaktoren k_{13} und k_{24} beschrieben und durch die Position der Kurzschlüsse eingestellt. Da sich die Kurzschlüsse diagonal gegenüberliegen, sind die Moden 3 und 4 zueinander entgegengesetzt phasig, und für die Koppelfaktoren folgt $k_{13} = -k_{24}$. Diese beiden Koppelfaktoren besitzen also immer den gleichen Betrag aber entgegengesetztes Vorzeichen, abhängig vom gewählten Schaltzustand. Die so angeregten parasitären Elemente 3 und 4 verkoppeln ebenfalls miteinander, beeinflusst durch den Spalt zwischen den Patches (Koppelfaktor k_{34}). Damit besteht zwischen den beiden aktiven Toren 1 und 2 neben dem direkten Weg der Verkopplung (k_{12}) nun auch ein über die parasitären Elemente geschaffener indirekter Weg der Verkopplung. Durch gezielte Überlagerung dieser beiden Übertragungswege kann die Auslöschung des Übersprechens zwischen den beiden aktiven Toren erreicht werden. Dies wurde anhand von numerischen Simulationen verifiziert, deren Ergebnisse im nächsten Abschnitt dokumentiert sind.

6.5.4 Numerische Untersuchungen

Für die hier beschriebenen numerischen Untersuchungen [46] wurde das Substrat mit den in Abschnitt 6.5.1 angegebenen Werten modelliert (verlustlos). Die Tore wurden als diskrete S-Parameter-Tore mit einem Bezugswiderstand von 50Ω angesetzt. Die je nach Schaltzustand an den verschiedenen Punkten in der Struktur zu realisierenden Kurzschlüsse zwischen Strahlungsflächen und Grundmetallisierung wurden durch quasi linienförmige Durchkontaktierungen modelliert.

Das Ergebnis für die Frequenzabhängigkeit der Streuparameter der Zweitorantenne mit gezielt dimensionierten Geometrieparametern ist in Abb. 6.20 gezeigt. Dabei sind die S-Parameter aus den in Abschnitt 6.5.2 genannten Symmetriegründen für beide Schaltzustände gleich. Man erkennt eine stark frequenzselektive Dämpfung des Übersprechens und der Reflexion an den Toren mit Maxima von ca. 35 dB bzw. 18 dB bei $f_0 = 2,45$ GHz. Hier wurde eine relative Bandbreite von 4% erreicht. Dieser Verlauf wurde nach ei-

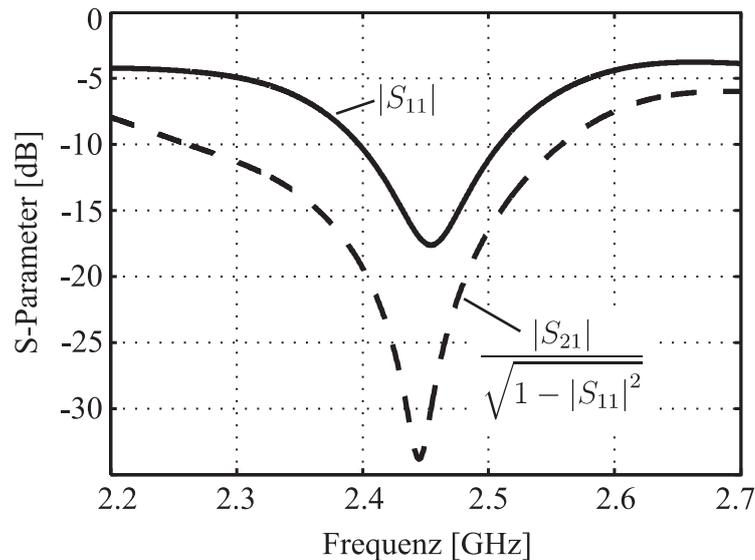


Abbildung 6.20: Frequenzverläufe der Streuparameter für die folgenden Geometrieparameter: $\varepsilon_r = 3,27$, $h = 7,62$ mm, $w = 1$ mm, $a = b = 32,3$ mm, $s = 0,7$ mm, $\delta x = 6,8$ mm, $\delta y = 6,2$ mm.

nigen gezielten Abstimmdurchläufen für die Koppelfaktoren k_{12} und k_{34} (Änderung von w) und k_{13} ($\delta x, \delta y$) unter Nachführung der Anpassung durch Ändern der Position s der Speisepunkte erreicht. Die Geometrieparameter für dieses Ergebnis sind in der Bildunterschrift zu Abb. 6.20 genannt.

Abb. 6.21 zeigt die Amplitudencharakteristiken des Abstrahlverhaltens der Antenne in verschiedenen Schnitten für die Frequenz $f_0 = 2,45$ GHz. Dabei ist jeweils der Absolutbetrag der Direktivität (alle Richtungskomponenten) aufgetragen. In 6.21 a sieht man die Abhängigkeit der Amplitudencharakteristiken vom Azimutwinkel Φ für den Schnitt $\Theta = 30^\circ$. Die durchgezogenen Linien entsprechen den beiden Torrichtcharakteristiken der aktiven Tore im Schaltzustand 1, und die gestrichelten Linien gehören zu Schaltzustand 2. Man erkennt, dass die Amplitudencharakteristiken von Zustand 2 durch Spiegelung an der xz -Ebene aus den Charakteristiken von Zustand 1 hervorgehen. In 6.21 b sind die Abhängigkeiten der Amplitudencharakteristiken vom Elevationswinkel Θ für Tor 1 und Tor 2 im Schaltzustand 1 in der von den Richtungsvektoren \vec{u}_z und \vec{u}_p aufgespannten Ebene aufgetragen. Über die erforderlichen Verschiedenheiten der Richtcharakteristiken lassen sich folgende Aussagen treffen:

- Die zu einem Schaltzustand gehörenden Torrichtcharakteristiken sind bei der Betriebsfrequenz $f_0 = 2,45$ GHz zueinander orthogonal, da die aktiven Tore voneinander entkoppelt sind. Dies lässt sich auch ansatzweise an den in Abb. 6.21 dargestellten Amplitudencharakteristiken erkennen (Verschiedenheit im Betrag).

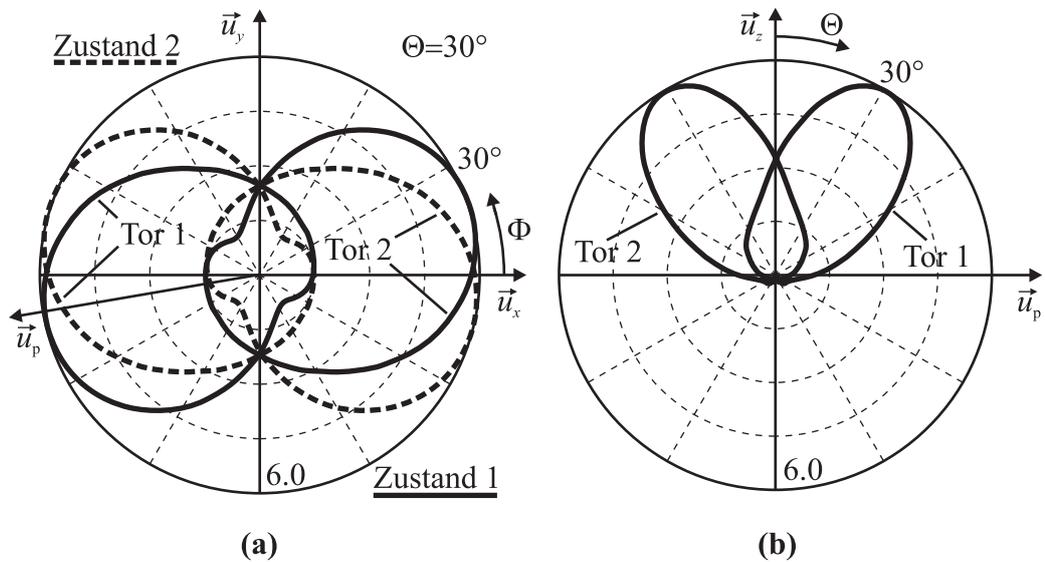


Abbildung 6.21: Amplitudenrichtcharakteristiken der planaren Zweitorantenne (Absolutbetrag der Direktivität). **(a)** Abhängigkeit vom Azimutwinkel Φ im Schnitt $\Theta = 30^\circ$ für beide Tore und beide Schaltzustände. **(b)** Abhängigkeit vom Elevationswinkel in der Ebene aufgespannt von \vec{u}_z und \vec{u}_p für beide Tore im Schaltzustand 1.

- Die Verschiedenheit der zum selben Tor gehörenden Charakteristiken von zwei Schaltzuständen lässt sich an den Amplitudencharakteristiken nicht erkennen. Nach genauerer Analyse der Polarisation erkennt man aber, dass das abgestrahlte Feld im Fernfeld zirkular polarisiert ist. Durch Umschalten in einen anderen Zustand wird genau der Drehsinn dieser zirkularen Polarisation umgekehrt. Damit liegt durch Umschalten zwischen verschiedenen Zuständen Polarisationsdiversität vor.

6.6 Kurze Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde ein Konzept zur Rekonfigurierbarkeit von Multimodenantennen vorgestellt, wobei unter Rekonfiguration das Umschalten zwischen verschiedenen Sätzen (Basen) von simultan verfügbaren Torrichtcharakteristiken und somit das Umschalten zwischen verschiedenen Räumen von Richtcharakteristiken verstanden wird.

In diesem Konzept kamen wieder parasitäre Antennenelemente zum Einsatz, die schaltbar mit Reaktanzen verbunden wurden. Zur gezielten Bestimmung dieser Reaktanzen wurde eine Methode präsentiert, welche auf strukturellen Symmetrien basiert, so dass beim Umschalten die Streumatrix der Mehrtorantenne erhalten bleibt, die Torrichtcharakteristiken aber eine Änderung erfahren.

Dieses Konzept wurde zuerst anhand einer Zweitorantenne aus Monopolen und zwei reaktiv beschalteten parasitären Elementen numerisch und experimentell verifiziert. Bei der praktischen Umsetzung kamen PIN-Dioden-Schalter zum Einsatz, deren nicht ideale Eigenschaften bei der Beschaltung berücksichtigt wurden.

Die zweite Struktur bestand aus zwei Patchantennen, welche als Dual-Mode-Resonatoren (Zwei-Elemente-Patch) ausgebildet waren. Die zweite Patch-Mode wurde jeweils durch einen schaltbaren Kurzschluss an einer Ecke des Patches angeregt. Dadurch übernahm jedes der beiden Patch-Elemente sowohl die Rolle des aktiven als auch die Rolle des parasitären Elementes. Diese Struktur wurde anhand von Simulationen untersucht.

Für beide der untersuchten Antennen ergaben sich eine gute Entkopplung der Tore und damit orthogonale Torrichtcharakteristiken in jedem Schaltzustand. Die zu verschiedenen Schaltzuständen gehörigen Torrichtcharakteristiken waren ebenfalls ausreichend verschieden.

Das vorgestellte Konzept besitzt das Potenzial zur Aufwands- und Kostenersparnis für Übertragungssysteme, indem z. B. durch Umschalten einer Empfangsantenne eine Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes erreicht werden kann, ohne dazu die Anzahl der Tore und damit der Empfangszweige zu erhöhen.

KAPITEL 7

Zusammenfassung

Die Motivation dieser Arbeit ergab sich aus dem zunehmenden Bedarf drahtloser Multimediadienste (z.B. drahtlose Internetzugänge) an hohen Übertragungsraten bei immer höher werdendem Mobilitätsgrad, woraus sich hohe Anforderungen an die Kompaktheit der mobilen Terminals und damit an die Kompaktheit der verwendeten Antennen ergeben. Zur Erfüllung der Forderung nach hohen Übertragungsraten werden zunehmend Kommunikationssysteme eingesetzt, welche die unterschiedlichen Wellenausbreitungsrichtungen bei Mehrwegeausbreitung zur Steigerung der bandbreitenbezogenen Kanalkapazität ausnutzen. Da solche Systeme Mehrfachantennen an Sender und/oder Empfänger erfordern, aber das konventionelle Konzept schwach verkoppelter Einzelantennen die Kompaktheitsanforderungen nicht erfüllen kann, wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit verschiedene Ansätze für den systematischen Entwurf von kompakten Mehrfachantennen (Mehrtorantennen) entwickelt.

Als Designziele wurden dazu voneinander entkoppelte Antennentore mit zugehörigen orthogonalen (unkorrelierten) Torrichtcharakteristiken innerhalb der erforderlichen Frequenzbandbreite bei einer maximalen Antennenabmessung von einer halben bis zu einer Freiraumwellenlänge definiert. Charakteristisch für das in dieser Arbeit beschriebene Konzept für kompakte Mehrtorantennen ist, dass bei Speisung eines einzigen Antennentors die gesamte Struktur erregt wird. Die zugehörige äquivalente Stromverteilung auf der

Struktur wurde in dieser Arbeit als Mode bezeichnet. Zu jedem Tor gehören damit eine Mode und eine zugeordnete Richtcharakteristik, die als Torrichtcharakteristik bezeichnet wurde. Die einzelnen Moden müssen sich dabei so unterscheiden, dass die zugehörigen Tore voneinander entkoppelt sind. Solche Antennen wurden in dieser Arbeit als Multimodenantennen bezeichnet und schließen ganz allgemein die Klasse von Antennen ein, die nicht mehr aus individuell strahlenden Teilstrukturen bestehen, sondern eine strahlende Einheit bilden, so dass bei Speisung eines Tores die gesamte (und gleiche) Struktur erregt wird. Die physikalischen Grenzen dieses Konzeptes für kompakte Mehrfachantennen sind bei vorgegebener Anzahl der Tore durch den Anstieg der Strahlungsgüte bei Verkleinerung des Antennendurchmessers und der damit verbundenen Bandbreitenreduzierung gegeben.

Zur Beschreibung von Mehrfachantennen wurde eine geeignete und präzise Charakterisierung der Strahlungs- und Schaltkreiseigenschaften eingeführt, welche insbesondere den wichtigen Zusammenhang beinhaltet, dass unter Vernachlässigung der Verluste die Orthogonalität der Torrichtcharakteristiken eine direkte Konsequenz der Entkopplung der zugehörigen Tore ist. Somit konnte bei den untersuchten Antennenstrukturen im Falle des Verschwindens der Nebendiagonalelemente der Streumatrix von der Orthogonalität der zugehörigen Torrichtcharakteristiken ausgegangen werden.

Für den Entwurf von Multimodenantennen wurden in dieser Arbeit als Ergänzung des bereits bekannten Konzeptes (A) eines reaktiven Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerkes zwei weitere Grundkonzepte (B und C) vorgeschlagen und anhand von Designbeispielen verifiziert. Konzept B startet wie schon Konzept A mit einer Ausgangsstruktur, die bereits die erforderliche Anzahl von Toren mit zugehörigen Elementen (aktive Elemente) besitzt und die die vorgegebenen Kompaktheitsanforderungen erfüllt. In diesem Zustand verfügt die Antenne noch über stark verkoppelte Tore. Nun wird der strahlende Teil der Antenne um weitere Elemente mit optionaler reaktiver Beschaltung ergänzt und dadurch modifiziert. Diese zusätzlichen Elemente werden als parasitäre Elemente bezeichnet und werden indirekt über die Kopplung mit den aktiven Elementen erregt. Die Funktionsweise der parasitären Elemente lässt sich anschaulich mittels einer Mehrwegkopplung aus direkten und indirekten Koppelpfaden zwischen den Antennentoren erklären. Zur Entkopplung der Tore müssen die Koppelpfade so gestaltet werden, dass sie sich kompensieren. Dazu ist eine gezielte Dimensionierung der parasitären Elemente nötig. In Konzept C geht man nicht von einer Startstruktur aus, die man dann entsprechend ergänzt, sondern dieses Konzept besteht aus einem Direktentwurf einer Struktur mit einer ausreichenden Anzahl von Toren, welche mehrere parallele Koppelwege zwischen den Toren ermöglicht und über genügend freie adjustierbare Strukturparameter verfügt, um eine Entkopplung der Tore

zu erzielen. Eine Kombination dieser drei Konzepte ist allgemein denkbar.

Beide Konzepte wurden anhand von Designbeispielen mittels Computersimulationen (Microwave Studio) und auch experimentell für eine Betriebsfrequenz von 2,45 GHz verifiziert. Für Konzept C wurde dazu eine planare Dreitorantenne ähnlich einem Scheibenresonator eines Durchmessers von weniger als einer halben Freiraumwellenlänge mit drei Schlitzen gewählt. Die Dimensionierung dieser Antenne geschah über ein Eigenmodenverfahren, welches ausführlich beschrieben wurde. Dazu wurden die Eigenmodenimpedanzen, die in direktem Zusammenhang mit den Eigenmodenreflexionsfaktoren (Eigenwerte der Streumatrix) stehen, durch gezieltes Ändern freier Strukturparameter in Übereinstimmung gebracht. Laut der beschriebenen Theorie resultiert dies in verschwindenden Nebendiagonalelementen der Streumatrix und somit in entkoppelten Toren mit orthogonalen Torrichtcharakteristiken. Die Antenne wurde außerdem mechanisch gefertigt, und auch die Messungen der Streuparameter bestätigten eine gute Entkopplung und Anpassung der Tore. Die zweite Struktur diente der Verifikation von Konzept B. Die Antennenstruktur bestand aus zwei Monopolantennen mit einem Elementabstand von einer halben Freiraumwellenlänge. Diese Struktur wurde durch parasitäre Elemente in Form von Mikrostreifenleitungsstücken ergänzt. Auch in diesem Fall konnten nach entsprechendem Design Simulation und Messung eine gute Entkopplung der Tore bestätigen.

Das in dieser Arbeit vorgestellte Konzept der Multimodenantennen ist prinzipiell geeignet, trotz sehr kompakter Antennenabmessungen bei Einsatz in Übertragungssystemen mit Mehrfachantennen an Sender und/oder Empfänger zur beträchtlichen Erhöhung der Übertragungsrates beizutragen. Solche Systeme nutzen die verschiedenen Wellenausbreitungsrichtungen beim Senden und Empfangen zur Erhöhung der bandbreitenbezogenen Kanalkapazität. Dies beruht entweder auf einer Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes bei gleicher Sendeleistung (z. B. bei Empfangsdiversität) oder auf der Realisierung mehrerer paralleler Übertragungskanäle unter Ausnutzung der Mehrwegeausbreitung. Anhand der Beschreibung von Multimodenantennen als Winkelfilter wurde gezeigt, dass sich die Empfangscharakteristik einer Multimodenantenne bei Mehrtorempfang (Multimodenempfang) optimal an die Projektion eines einfallenden Wellenspektrums in den Raum der Torrichtcharakteristiken adaptieren lässt. Dieser Zustand wurde als adaptives Winkelfilter (Matched Angular Filter) bezeichnet und resultiert in einer Maximierung des Signal-Rausch-Abstandes. In Zusammenhang mit Diversitätsverfahren wird dies als „Maximum-Ratio-Combining“ bezeichnet. Darauf aufbauend können mit den avisierten Antennen MIMO-Systeme zur parallelen Übertragung mehrerer Datenströme im gleichen Frequenzband durch Raum-Multiplex (Spatial Multiplexing) realisiert werden, was zu einer starken Erhöhung der bandbreitenbezogenen Kanalkapazität führt.

Die Antennen in dem hier behandelten Konzept kompakter Mehrfachantennen verfügen über mehrere simultan verfügbare Torrichtcharakteristiken. Dabei ist jede der Torrichtcharakteristiken einem bestimmten Tor zugeordnet. Durch Linearkombination der Torrichtcharakteristiken kann die Antenne an ein einfallendes Feld adaptiert werden. Dabei steigt das Adaptionvermögen einer Mehrfachantenne mit zunehmender Anzahl von Toren. In einem Übertragungssystem ist eine Erhöhung der Torzahl immer mit einer Erhöhung der Anzahl von Transceiverzweigen verbunden. Aus diesem Grunde wurde in dieser Arbeit abschließend ein Konzept zur Rekonfigurierbarkeit von Multimodenantennen präsentiert. In diesem Konzept wird unter Rekonfiguration das Umschalten zwischen verschiedenen Sätzen simultan verfügbarer Torrichtcharakteristiken verstanden, wobei die Torrichtcharakteristiken eines Zustandes nicht aus denen eines anderen Zustandes hervorgehen sollten. In diesem Konzept kamen wieder parasitäre Antennenelemente zum Einsatz, welche schaltbar mit Reaktanzen verbunden waren. Zur gezielten Bestimmung dieser Reaktanzen wurde eine Methode präsentiert, welche auf strukturellen Symmetrien basiert, so dass beim Umschalten die Streumatrix der Mehrtorantenne erhalten bleibt, die Torrichtcharakteristiken aber eine Änderung erfahren. Dieses Konzept wurde anhand zweier Antennenstrukturen für eine Betriebsfrequenz von 2,45 GHz verifiziert. Bei der ersten Struktur handelte es sich um eine Zweitorantenne aus Monopolen mit umschaltbarer reaktiver Beschaltung. In der praktischen Realisierung kamen PIN-Dioden, deren nicht ideale Eigenschaften bei der Beschaltung berücksichtigt wurden, zur elektronischen Umschaltung der reaktiven Belastung zum Einsatz. Die zweite Struktur bestand aus zwei als Dual-Mode-Resonatoren ausgebildeten Patch-Antennen. Die zweite Patch-Mode wurde jeweils durch einen schaltbaren Kurzschluss an einer Ecke angeregt und übernahm damit die Rolle eines parasitären Elementes. Die numerischen und experimentellen Untersuchungen konnten die geforderten Eigenschaften entkoppelter Tore und ausreichend verschiedener Torrichtcharakteristiken für verschiedene Schaltzustände bestätigen. Das präsentierte Konzept bietet damit die Möglichkeit, das Adaptionvermögen einer Mehrfachantenne durch Umschalten zu erhöhen, ohne dazu die Anzahl der Transceiverzweige in kostspieliger Weise erhöhen zu müssen.

Literaturverzeichnis

- [1] A. Hottinen, O. Tirkkonen, and R. Wichman, *Multi-antenna Transceiver Techniques for 3G and Beyond*. John Wiley & Sons Ltd., 2003.
- [2] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. John Wiley & Sons, Inc., July 1999.
- [3] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, “V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel,” in *Proc. ISSSE*, Sept. 1998.
- [4] G. Wu, H. Wang, and S. Cheng, “Space-time transmit diversity with multiple access interference suppression for downlink WCDMA systems,” in *2001 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. E38–E42, IEEE, 30 Sept. - 3 Oct. 2001.
- [5] J. B. Andersen, “Antenna arrays in mobile communications: Gain, diversity, and channel capacity,” *IEEE Antennas & Propagation Mag.*, vol. 42, pp. 12–16, April 2000.
- [6] X. Wang, *Kompakte Mehrtorantennen für die adaptive Keulenformung*. Dissertation, University of Wuppertal, Wuppertal, May 2004. in German.
- [7] W. Klein, *Mehrtortheorie*. Akademie-Verlag, 3rd ed., 1976.

- [8] H. Chaloupka, X. Wang, and J. C. Coetzee, "Performance enhancement of smart antennas with reduced element spacing," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC 2003)*, vol. 1, pp. 425–430, IEEE, May 2003.
- [9] R. G. Vaughan and J. B. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 36, pp. 149–172, Nov. 1987.
- [10] N. Blaunstein and J. B. Andersen, *Multipath Phenomena in Cellular Networks*. Mobile Communications Series, Artech House, Inc., 2002.
- [11] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd ed., 1998.
- [12] A. C. Ludwig, "Mutual coupling, gain, and diversity of an array of two identical antennas," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 24, pp. 837–841, Nov. 1976.
- [13] R. G. Vaughan and N. L. Scott, "Closely spaced monopoles for mobile communications," *Radio Science*, vol. 28, pp. 1259–1266, Nov./Dec. 1993.
- [14] S. Schulteis, C. Kuhnert, and W. Wiesbeck, "Performance of a PDA equipped with 3 dual-band inverted F antennas for MIMO and diversity systems," in *Proc. 2006 Int. ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas (WSA 2006)*, (Günzburg, Germany), ITG/IEEE, March 2006.
- [15] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis, and W. Wiesbeck, "Compact mimo arrays based on polarisation diversity," in *IEEE Proc. Antennas & Propagation Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 499–502, IEEE, June 2003.
- [16] H. Wong, K.-L. Lau, and K.-L. Luk, "Design of dual-polarized L-probe patch antenna arrays with high isolation," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 52, January 2004.
- [17] T. Svantesson and A. Ranheim, "Mutual coupling effects on the capacity of multi-element antenna systems," in *Proc. ICASSP*, pp. 2485–2488, 2001.
- [18] M. Jensen and J. Wallace, "Analysis of coupling in multi-antenna communication systems," *IEICE Trans. on Electr.*, vol. E87-C, pp. 1418–1424, Sept. 2004.
- [19] V. Jungnickel, V. Pohl, and C. von Helmolt, "Capacity of MIMO systems with closely spaced antennas," *IEEE Commun. Letters*, pp. 361–363, August 2003.
- [20] R. G. Vaughan, "Two-port higher mode circular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 36, pp. 309–321, March 1988.

- [21] F. Demmerle and W. Wiesbeck, "A biconical multibeam antenna for space-division multiple access," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 46, pp. 782–787, June 1998.
- [22] T. Svantesson, "Correlation and channel capacity of MIMO systems employing multimode antennas," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 51, pp. 1304–1312, Nov. 2002.
- [23] C. Waldschmidt and W. Wiesbeck, "Compact wide-band multimode antennas for MIMO and diversity," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 52, pp. 1963–1969, Aug. 2004.
- [24] O. Klemp and H. Eul, "On the MIMO capacity of planar, log.-per. four-arm antennas," in *Proc. 2004 European Conference on Wireless Technology (ECWT 2005)*, pp. 131–134, October 2005.
- [25] J. Butler and R. Lowe, "Beamforming matrix simplifies design of electrically scanned antennas," *Electron. Design*, vol. 9, p. 170, Apr. 1961.
- [26] J. B. Andersen and H. H. Rasmussen, "Decoupling and descattering networks for antennas," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 24, pp. 841–846, Nov. 1976.
- [27] H. Chaloupka, X. Wang, and J. C. Coetzee, "A superdirective 3-element array for adaptive beamforming," *Microwave and Optics Technology Letters*, vol. 36, pp. 425–430, March 2003.
- [28] H. J. Chaloupka, Y. Lu, and J. C. Coetzee, "A dual polarized microstrip antenna array with port decoupling for mimo systems," in *Proc. ISAP*, pp. 1229–1232, 2004.
- [29] H. J. Chaloupka and X. Wang, "On the properties of small arrays with closely spaced antenna elements," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp.*, vol. 3, pp. 2699–2702, IEEE, June 2004.
- [30] H. J. Chaloupka and X. Wang, "Novel approach for diversity and mimo antennas at small mobile platforms," in *IEEE PIMRC-Symp. Dig.*, vol. 1, pp. 637–642, IEEE, 2004.
- [31] H. J. Chaloupka, D. Esser, and X. Wang, "Port decoupling for antennas with narrow element spacing," in *Proc. 2004 European Conference on Wireless Technology (ECWT 2004)*, pp. 221–224, October 2004.

- [32] D. Esser and H. J. Chaloupka, "Compact reactively reconfigurable multi-port antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp.*, (Albuquerque, USA), pp. 2309–2312, IEEE, July 2006.
- [33] D. Esser, B. Solan, and H. J. Chaloupka, "Improved antenna isolation in transmit/receive applications," in *Proc. German Microwave Conference (GeMiC 2006)*, (Karlsruhe, Germany), March 2006.
- [34] D. Esser and H. J. Chaloupka, "Design approach for a class of compact multiport antennas," in *IEEE 2005 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE 2005) Proceedings*, vol. I of II, pp. 144–147, IEEE, August 2005.
- [35] S. R. Best, "Low Q electrically small linear and elliptical polarized spherical dipole antennas," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 53, pp. 1047–1053, March 2005.
- [36] S. Collardey, A. Sharaiha, and K. Mahdjoubi, "Calculation of small antennas quality factor using FDTD method," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 191–194, 2006.
- [37] H. A. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proc. IRE*, vol. 35, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [38] L. J. Chu, "Physical limitations on omni-directional antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163–1175, Dec. 1948.
- [39] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 44, pp. 672–676, May 1996.
- [40] W. K. Kahn and H. Kurss, "Minimum-scattering antennas," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 13, pp. 671–675, Sept. 1965.
- [41] W. Wasyliwskyj and W. K. Kahn, "An explicit relation between mutual coupling and the pattern on an antenna array," *IRE Convention Record*, vol. 14, pp. 167–171, March 1966.
- [42] W. Wasyliwskyj and W. K. Kahn, "Theory of mutual coupling among minimum-scattering antennas," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 18, pp. 204–216, March 1970.
- [43] O. Zinke and H. Brunswig, *Hochfrequenztechnik 1*. Springer-Verlag, 6th ed., 2000.

- [44] K. Meyberg and P. Vachenauer, *Höhere Mathematik 1*. Springer-Verlag, 3rd ed., 1995.
- [45] D. Esser, M. Kaluza, and H. J. Chaloupka, "Smart antenna systems with strongly coupled antenna elements," in *Proc. 2005 Intern. ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas (WSA 2005)*, ITG/IEEE, April 2005.
- [46] *Microwave Studio 5*. CST GmbH, Darmstadt, Germany.
- [47] K.-D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*. B. G. Teubner Verlag, 3rd ed., 2004.
- [48] L. Kahn, "Ratio squarer," *Proc. IRE*, vol. 42, p. 1704, 1954.
- [49] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [50] R. W. Heath and K. R. Dandekar, "Introduction to MIMO communication," in *RA-WCON (Workshop)*, 2003.
- [51] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, pp. 41–59, Autumn 1996.
- [52] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [53] J. Lindner, *Informationsübertragung*. Springer-Verlag, 2005.
- [54] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bölcskei, "An overview of MIMO communications—a key to gigabit wireless," *Proc. IEEE*, vol. 92, pp. 198–218, Feb. 2004.
- [55] M. A. Jensen and J. W. Wallace, "A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 52, pp. 2810–2824, Nov. 2004.
- [56] R. J. Dinger, "Reactively steered adaptive array using microstrip patch elements at 4 GHz," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 32, pp. 848–856, August 1984.
- [57] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 47, pp. 399–405, February 1999.

- [58] K. Gyoda and T. Ohira, "Design of electronically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas," in *Proc. IEEE Antennas & Propagation Soc. Int. Symp.*, vol. II, pp. 922–925, IEEE, July 2000.
- [59] N. L. Scott, M. O. Leonard-Taylor, and R. G. Vaughan, "Diversity gain from a single-port adaptive antenna using switched parasitic elements illustrated with a wire and monopole prototype," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 47, pp. 1066–1070, June 1999.
- [60] C. Sun and N. C. Karmakar, "Direction of arrival estimation based on a single port smart antenna using MUSIC algorithm with periodic signals," *Int. Journal of Signal Processing*, vol. 1, no. 2, pp. 153–162, 2004.
- [61] K. Yang and T. Ohira, "Realization of space-time adaptive filtering by employing electronically steerable passive array radiator antennas," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 51, pp. 1476–1485, July 2003.
- [62] D. Esser and H. J. Chaloupka, "Reactively reconfigurable two-port antennas for spatial techniques," in *Proc. 2006 Int. ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas (WSA 2006)*, (Günzburg, Germany), ITG/IEEE, March 2006.