

Tobias Mahler

Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation



Scientific
Publishing

Tobias Mahler

**Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme
mit messtechnischer Verifikation**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 88

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände
finden Sie am Ende des Buches.

Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation

von
Tobias Mahler

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit
messtechnischer Verifikation

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von M.Eng. Tobias Mahler geb. in Bretten

Tag der mündlichen Prüfung: 19. Dezember 2017

Referenten: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Prof. Dr.-Ing. Christoph Mecklenbräuer

Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark
of Karlsruhe Institute of Technology.

Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under a Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License
(CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>*



*The cover page is licensed under a Creative Commons
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2018 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-0737-6

DOI 10.5445/KSP/1000076629

Vorwort des Herausgebers

Der Mobilfunk ist heute ein wichtiger und für viele unverzichtbarer Bestandteil unserer Gesellschaft geworden. Zur reinen Sprachübertragung ist mittlerweile die Datenübertragung hinzugekommen, die immer neue Anwendungsmöglichkeiten der Mobilfunkgeräte ermöglicht. Die Erhöhung der verfügbaren Datenraten bzw. der Kanalkapazität der Mobilfunksysteme ist demnach ein wichtiger Technologietreiber im Mobilfunk geworden. Dazu kommt die Vision des autonomen Fahrens, das eine permanente und sichere Vernetzung der Fahrzeuge unabdingbar macht. Die Vielzahl der genannten Anwendungen erfordern immer mehr Bandbreite aber auch neue Lösungen zur Verbesserung der Verfügbarkeit. Da die Ressource Frequenz eindeutig beschränkt ist, bleibt als wichtigste Option der Einsatz der in letzter Zeit stark in den Fokus von Wissenschaft und Industrie gerückten Mehrantennensysteme. Die klassischen Diversity-Systeme werden nun durch sogenannte MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) Systeme ersetzt, die die Mehrwegeigenschaften des Funkkanals gezielt zur Kapazitätserhöhung nutzen. Hierbei werden mehrere unabhängige Datenströme auf sogenannten Subkanälen übertragen, wodurch die Gesamtkanalkapazität gesteigert werden kann. Ausschlaggebend für maximale Kanalkapazität eines MIMO Systems sind optimale Antennenkonfigurationen an Sender und Empfänger. Da MIMO allerdings die Mehrwegeigenschaften des Funkkanals nutzt, muss eine kapazitätsoptimierte Antennenkonfiguration auf den Mehrwegfunkkanal angepasst werden. Im Gegensatz zu klassischen Systemen, in denen eine Antenne anhand eines vorgegebenen Richtdiagramms entwickelt wurde, wird nun eine Methodik gebraucht, bei der komplette Antennensysteme für bestimmte Funkkanäle hinsichtlich Kapazität optimiert werden können. Genau an dieser Stelle setzt die Arbeit von Herrn Tobias Mahler an. Herr Mahler hat wichtige wissenschaftliche Grundlagen zur Kapazitätsoptimierung von Antennensystemen erarbeitet. Hierbei hat er Methoden zur Antennensynthese für kanalkapazitätsmaximierende Richtcharakteristiken erforscht und diese theoretisch untersucht und messtechnisch verifiziert. Eine wesentliche Erkenntnis der vorliegenden

Arbeit ist der Nachweis der Optimalität seiner neuen Methoden der Antennensynthese für kanalkapazitätsmaximierende Richtcharakteristiken von mobilen Einzel- und Mehrantennensystemen für bekannte Kanalstatistiken. Es wird gezeigt, dass das Syntheseresultat nicht nur für eine Maximierung der ergodischen Kapazität, sondern auch der Ausfallkapazität an beliebigen Quantilen optimal ist. Anhand statistischer und pfadbasierter Übertragungskanalimulationen hat Herr Mahler die Wirkung und Effektivität der Antennensynthesemethoden nachgewiesen sowie dass die Methoden auch auf Kanalmessungen ohne Auflösung der einzelnen Pfade anwendbar sind. Herr Mahler gelang es, basierend auf Software-Radios ein Funkkanalmesssystem zu realisieren, das eine Antennensynthese für mobile Funkkanäle erlaubt. In mehreren Messkampagnen in der Stadt Karlsruhe konnte gezeigt werden, dass die synthetisierten Antennensysteme signifikante Optimierungsgewinne gegenüber herkömmlichen omnidirektionalen Antennensystemen aufweisen.

Ich bin mir sicher, dass die Ansätze von Herrn Mahler in der Wissenschaft weltweit aufgegriffen und weiterentwickelt werden. Herrn Mahler wünsche ich, dass sein enormes Fachwissen und sein exzellentes Organisationstalent ihn auch weiterhin zu wissenschaftlichen und wirtschaftlichen Erfolgen führen werden.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
– Institutsleiter –

Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik,
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

M.Eng. Tobias Mahler

geb. in Bretten

Tag der mündlichen Prüfung:

19.12.2017

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Christoph Mecklenbräucker

Zusammenfassung

Durch moderne und zukünftige Kommunikationsstandards ergeben sich neue Anwendungen und Anforderungen an mobile Antennensysteme. Herkömmliche Antennensysteme zur mobilen Kommunikation werden meist heuristisch gestaltet und haben omnidirektionale Richtcharakteristiken, deren Form nicht für die Wellenausbreitung in mobilen Kanälen optimiert ist. Insbesondere in städtischen Umgebungen ohne Sichtverbindung bieten charakteristische Vorzugsrichtungen der Wellenausbreitung ein großes Potenzial zur systematischen Optimierung der Richtcharakteristiken mobiler Antennensysteme.

An dieser Stelle setzt die vorliegende Arbeit an. Sie stellt ein Systemkonzept zur Optimierung mobiler Einzel- und Mehrantennensysteme vor. Das Ziel der Antennensynthese ist es, mit Hilfe von simulierten oder gemessenen Übertragungskanälen optimierte feste Richtcharakteristiken zu finden. Diese sollen sowohl die spektrale Effizienz als auch die Zuverlässigkeit des Antennensystems gegenüber herkömmlichen Antennen mit omnidirektionalen Richtcharakteristiken steigern ohne auf aufwendige adaptive Mehrantennensysteme angewiesen zu sein. Um dies zu erreichen, werden die Antennensysteme bestmöglich an den Kanal angepasst. Hierfür sind die räumlichen Korrelationen innerhalb des Kanals von zentraler Bedeutung, weil diese die räumlichen Vorzugsrichtungen abbilden. Diese werden durch die Antennensynthese anhand der Kanalstatistik verwertet, was zu Synthesegewinnen sowohl beim erreichbaren SNR als auch bei der Kanalkapazität führt. Zunächst wird der allgemeine Syntheseansatz für umgebungsvariante Kanäle um die Syntheseverfahren auf Basis einer Hauptkomponentenanalyse und auf Basis von Eigenbeamforming erweitert. Es wird gezeigt, dass das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming zu optimalen Synthesergebnissen zur Maximierung der ergodischen Kanalkapazität führt. Zudem werden optimale Methoden zur Maximierung des SNR und der Kanalkapazität an beliebigen Quantilen vorgestellt. Dies ermöglicht sowohl eine Optimierung der ergodischen Kanalkapazität als auch der Ausfallkapazität.

Anhand eines ausbreitungspfadbasierten Modells des Übertragungskanals werden die Synthesemethoden beschrieben und untersucht. Die Wechselwirkungen der Antennensynthese mit den räumlichen Korrelationen im MIMO Übertragungskanal werden eingehend analysiert.

Anschließend werden stochastische und ausbreitungspfadbasierte Übertragungskanalsimulationen durchgeführt, um die Wirkung und die Effektivität der Methoden der Antennensynthese nachzuweisen. Spezielle Metriken bewerten hierbei den Grad der Anpassung des Syntheseergebnisses an jede Kanalrealisierung.

Ein weiterer Schwerpunkt dieser Arbeit liegt in der konkreten Anwendung der vorgestellten Antennensynthese auf gemessene Übertragungskanäle. Für diesen Zweck wird eigens ein MIMO Übertragungskanalmesssystem entworfen. Neben der Kalibrierung des Messsystems wird der Einfluss der Hardwaretoleranzen auf das maximale SNR, die MIMO Kanalkapazität und die Strahlformung analysiert. Diese Systemparameter werden für einen Vergleich der unterschiedlichen Antennensysteme herangezogen.

Der Fokus der praktischen Realisierung einer Antennensynthese liegt im Rahmen dieser Arbeit auf dem Design von Fahrzeugantennen für die Mobilkommunikation. Bei einer konkreten Anwendung der Antennensynthese auf umgebungsvariante Kanalmessungen in einer städtischen Umgebung zeigen sich deutliche Vorzugsrichtungen der synthetisierten Richtcharakteristiken. Diese Vorzugsrichtungen werden anhand der charakteristischen Wellenausbreitungsbedingungen in Städten erläutert. Omnidirektionale, synthetisierte und adaptive Antennensysteme werden anhand ihres SNR und der Kanalkapazität miteinander verglichen. Dabei zeigen sich deutliche Synthesegewinne der synthetisierten Antennen gegenüber herkömmlichen omnidirektionalen Antennen.

Die in dieser Arbeit entwickelten optimalen Syntheseverfahren für mobile Antennen in umgebungsvarianten Kanälen stellen eine neue Entwicklungsgrundlage für Antennen zur Mobilkommunikation mit hoher Leistungsfähigkeit dar. Die möglichen Anwendungsgebiete der entworfenen optimalen Methoden der Antennensynthese und die gewonnenen Erkenntnisse sind hierbei nicht auf die in dieser Arbeit vorgestellte Anwendung für Fahrzeugantennensysteme beschränkt und lassen sich beliebig auf weitere Problemstellungen der Gestaltung von Antennensystemen in mobilen Anwendungen übertragen.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT).

Ein besonderer Dank geht an den Institutsleiter und meinen Hauptreferenten Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick für die wertvolle und wohlwollende Unterstützung und dafür, dass er mir die Anfertigung dieser Arbeit durch meine Anstellung als Doktorand am Institut ermöglicht hat. Außerdem bedanke ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck für seine vielen konstruktiven Beiträge, sowie bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Christoph Mecklenbräuker für sein Interesse an der Arbeit und für die Übernahme des Korreferats.

Für die vielen hilfreichen Diskussionen und die kritische und sorgfältige Durchsicht dieser Arbeit bedanke ich mich sehr bei Dr.-Ing. Małgorzata Janson und bei Dr.-Ing. Christian Rusch.

Schließlich danke ich allen Kollegen und ehemaligen Kollegen aus Technik, Verwaltung und Wissenschaft, die mich unterstützt haben und für ein angenehmes Arbeitsklima am Institut gesorgt haben. Bedanken möchte ich mich auch bei allen Studierenden, die mich im Rahmen von Diplom-, Bachelor-, Master- und Seminararbeiten oder als studentische Hilfskraft durch die gewissenhafte Bearbeitung ihrer Aufgabenstellungen maßgeblich unterstützt haben.

Nicht zuletzt möchte ich mich ganz herzlich bei meiner Familie und meiner Freundin Cornelia für ihre immerwährende Unterstützung und ihren Rückhalt bedanken.

Karlsruhe, im Dezember 2017

Tobias Mahler

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	i
Vorwort	iii
Abkürzungen und Symbole	ix
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit	1
1.2 Stand der Technik	3
1.3 Zielsetzung und Lösungsansatz	5
1.4 Gliederung der Arbeit	7
2 Grundlagen	11
2.1 Beschreibung von Antennensystemen	11
2.1.1 Einzelantennen	12
2.1.2 Antennengruppen	14
2.2 Beschreibung des Übertragungskanals	16
2.2.1 Kenngrößen der Zeitvarianz	16
2.2.2 Kenngrößen der Frequenzselektivität	17
2.2.3 Kenngrößen der Richtungsselektivität	18
2.3 Beschreibung des MIMO Übertragungskanals	18
2.3.1 Mehrantennenverfahren	21
2.3.2 Reziprozität des MIMO Übertragungskanals	23
2.4 Maximales SNR von Einzel- und Mehrantennensystemen	24
2.5 Kanalkapazität von Einzel- und Mehrantennensystemen	26
2.5.1 Intrinsische Kanalkapazität	29
2.5.2 Ergodische Kanalkapazität	29
2.5.3 Ausfallkapazität	30
2.6 OFDM-Übertragung	31

3	Methoden der Synthese von Antennenrichtcharakteristiken	33
3.1	Syntheseansatz für umgebungsvariante Kanäle	34
3.1.1	Eigenschaften und Grenzen der Antennensynthese mit simulierten Übertragungskanälen	37
3.1.2	Eigenschaften und Grenzen der Antennensynthese mit gemessenen Übertragungskanälen	39
3.1.3	Überblick der Antennensynthese mit gemessenen und simulierten Kanälen	41
3.2	Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse	42
3.3	Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming	47
3.3.1	Kronecker-Kanalmodell	48
3.3.2	Wechselberger-Kanalmodell	51
3.3.3	Optimaler Syntheseansatz zur Maximierung der ergodischen Kanalkapazität	53
3.3.4	Optimaler Syntheseansatz zur Maximierung der Ausfallkapazität	59
3.4	Zusammenhang der Syntheseverfahren	68
3.5	Zusammenfassung und Fazit	70
4	Simulationsbasierte Untersuchung der Antennensynthese	73
4.1	Pfadbasiertes MIMO Kanalmodell	74
4.1.1	Synthese von Einzelantennensystemen	77
4.1.2	Synthese von Mehrantennensystemen	79
4.2	Vergleich von synthetisierten mit herkömmlichen Antennensystemen	82
4.3	Nachbildung beliebiger Richtcharakteristiken	87
4.4	Simulationen des MIMO Übertragungskanals	89
4.4.1	Stochastische MIMO Übertragungskanalmodelle	90
4.4.2	Pfadbasiertes MIMO Übertragungskanalmodell	93
4.5	Beurteilung der Anpassung eines Syntheseergebnisses an den Kanal	97
4.6	Zusammenfassung und Fazit	103

5	Übertragungskanalmesssystem für MIMO Systeme	105
5.1	Hardware-Aufbau	106
5.2	Modulation, Wellenform und Multiplexverfahren	107
5.3	Schätzung der MIMO Kanalmatrix	110
5.4	Modellierung und Kalibrierung des Messsystems	111
5.4.1	Kalibrierung des Senders	113
5.4.2	Kalibrierung des Empfängers	113
5.5	Einfluss der Toleranzarten auf den Systemvergleich . . .	114
5.5.1	Abhängigkeit des SNR von Toleranzen	115
5.5.2	Abhängigkeit der Kanalkapazität von Toleranzen	118
5.5.3	Abhängigkeit der Strahlformung von Toleranzen	120
5.6	Zusammenfassung und Fazit	123
6	Antennensynthese mit gemessenen MIMO Kanälen	125
6.1	Aufbau und Verifizierung des Messsystems	126
6.2	Überblick der MIMO Übertragungskanalmessungen . . .	132
6.3	Messtechnische Synthese von Antennensystemen	134
6.4	Vergleich des SNR und der Kanalkapazität	136
6.5	Auswertung und Diskussion der Messergebnisse	142
6.6	Zusammenfassung und Fazit	144
7	Schlussfolgerungen	147
A	Anhang	151
A.1	Herleitungen zu reziproken MIMO Übertragungskanälen	151
A.2	Herleitungen zum Kronecker-Kanalmodell	153
A.3	Frobeniusnorm	156
A.4	Dispersion der Eigenwerte	156
A.5	Correlation Matrix Distance (CMD)	157
A.6	k -Eigen-Ratio	158
A.7	Anpassung eines Syntheseergebnisses an den Kanal . . .	159
A.8	Kerndichteschätzer	160
A.9	Detailansichten des aufgebauten Messsystems	161
A.10	Ettus Research USRP X310	163
A.11	Rice-Kanalmodell	164

Literaturverzeichnis	165
Eigene Veröffentlichungen	179
Journalartikel	179
Konferenzbeiträge	180

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

APS	engl. <i>Angular Power Spectrum</i> (Leistungswinkelspektrum)
BF	engl. <i>Beamforming</i> (Strahlformung)
C2C	engl. <i>Car-to-Car</i>
CDF	engl. <i>Cumulative Distribution Function</i> (Verteilungsfunktion)
CDIT	engl. <i>Channel Distribution Information at the Transmitter</i> (Statistisches Kanalwissen am Sender)
CMD	engl. <i>Correlation Matrix Distance</i> (Distanz zwischen Korrelationsmatrizen)
CP	engl. <i>Cyclic Prefix</i>
CSI	engl. <i>Channel State Information</i> (Kanalwissen)
CSIR	engl. <i>Channel State Information at the Receiver</i> (Kanalwissen am Empfänger)
CSIT	engl. <i>Channel State Information at the Transmitter</i> (Kanalwissen am Sender)
DDC	engl. <i>Digital Down Conversion</i>
DOA	engl. <i>Direction of Arrival</i> (Einfallsrichtung)
DOD	engl. <i>Direction of Departure</i> (Ausfallsrichtung)
DUC	engl. <i>Digital Up Conversion</i>
EVD	engl. <i>Eigenvalue Dispersion</i>
FFT	engl. <i>Fast Fourier Transform</i> (Schnelle Fourier-Transformation)

FRO	Frobeniusnorm
GPS	engl. <i>Global Positioning System</i> (Globales Positionsbestimmungssystem)
IEEE	engl. <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFFT	engl. <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> (Inverse Schnelle Fourier-Transformation)
IHE	Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
IoT	engl. <i>Internet of Things</i> (Internet der Dinge)
ISM Band	engl. <i>Industrial, Scientific and Medical Radio Band</i>
KDE	engl. <i>Kernel Density Estimation</i> (Kerndichteschätzung)
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
konst	konstant
LNA	engl. <i>Low Noise Amplifier</i> (Rauscharmer Verstärker)
LO	Lokaloszillator
LOS	engl. <i>Line-of-Sight</i> (Sichtverbindung)
LS	engl. <i>Least Squares</i>
LTE	engl. <i>Long Term Evolution</i>
MIMO	engl. <i>Multiple Input Multiple Output</i>
MISO	engl. <i>Multiple Input Single Output</i>
MPC	engl. <i>Multipath Component</i> (Mehrwegekomponente)
NLOS	engl. <i>Non-Line-of-Sight</i> (Nicht-Sichtverbindung)
OFDM	engl. <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i> (Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren)
OFDMA	engl. <i>Orthogonal Frequency-Division Multiple Access</i>
PAPR	engl. <i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PC	engl. <i>Personal Computer</i>

PDF	engl. <i>Probability Density Function</i> (Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion)
PDP	engl. <i>Power Delay Profile</i> (Leistungsverzögerungsspektrum)
RADAR	engl. <i>Radio Detection and Ranging</i>
RF	engl. <i>Radio Frequency</i>
RT	engl. <i>Raytracing</i>
Rx	engl. <i>Receiver</i> (Empfänger)
SIMO	engl. <i>Single Input Multiple Output</i>
SISO	engl. <i>Single Input Single Output</i>
SM	engl. <i>Spatial Multiplexing</i> (Raummultiplexverfahren)
SNR	engl. <i>Signal-to-Noise Ratio</i> (Signal-zu-Rausch-Verhältnis)
SVD	engl. <i>Singular Value Decomposition</i> (Singulärwertzerlegung)
Tx	engl. <i>Transmitter</i> (Sender)
UPD	engl. <i>Uniform Power Distribution</i>
USRp	engl. <i>Universal Software Radio Peripheral</i>
WLAN	engl. <i>Wireless Local Area Network</i>
ZF	Zwischenfrequenz

Konstanten

c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum: $299.792.458 \frac{\text{m}}{\text{s}} \approx 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$
e	Euler'sche Zahl: 2,71828...
k_B	Boltzmann-Konstante: $1,38065 \dots \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$
π	Kreiszahl Pi: 3,14159...

Lateinische Symbole und Variablen

Kleinbuchstaben

b	Belegungskoeffizient
\vec{b}	Belegungsvektor, Strahlformungsvektor
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
d	Abstand
d_A	maximale geometrische Ausdehnung einer Antenne
$d_C(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2)$	Distanz zwischen Korrelationsmatrizen
e	Euler'sche Zahl
$\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\psi$	Einheits-Basisvektoren in Kugelkoordinaten
$\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$	Einheits-Basisvektoren in kartesischen Koordinaten
f	Frequenz
f_{RF}	Trägerfrequenz
f_s	Abtastrate
g	Gewichtungsfaktor
h_{nm}	Übertragungsfaktor zwischen m -ter Sende- und n -ter Empfangsantenne
j	imaginäre Einheit
k	Zählindex der Unterkanäle eines Mehrantennensystems
m	Zählindex der Sendeantennen
n	Zählindex der Empfangsantennen
n_c	Zählindex der OFDM-Unterträger
n_{cr}	Zählindex der Kanalrealisierungen
$n_{p,p}$	Zählindex der Ausbreitungspfade
n_s	Zählindex der OFDM-Symbole
\vec{n}	Rauschsignal eines Mehrantennensystems
$q_k(\mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2)$	k -Eigen-Ratio
r	Radius

$s(t)$	OFDM-Signal
$\vec{s}(\Omega_{R,p})$	Einfallsrichtung des p -ten Ausbreitungspfads am Empfänger
$\vec{s}(\Omega_{T,p})$	Ausfallsrichtung des p -ten Ausbreitungspfads am Sender
t	Zeit
\vec{u}	Linksseitiger Eigenvektor eines Mehrantennensystems
\vec{v}	Rechtsseitiger Eigenvektor eines Mehrantennensystems
\vec{x}	Sendesignal eines Mehrantennensystems
\vec{y}	Empfangssignal eines Mehrantennensystems
x, y, z	kartesische Koordinaten
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	Ortsablage im kartesischen Koordinatensystem

Großbuchstaben

A	Ortsmatrix der Antennenelemente
B	Bandbreite
B_{koh}	Kohärenzbandbreite
B	Belegungsmatrix, Strahlformungsmatrix
C	Kanalkapazität
$C(\theta, \psi)$	Fernfeldrichtcharakteristik
D	Richtfaktor (engl. <i>Directivity</i>) einer Antenne
D	Abweichungsmatrix
$\mathbf{E}(\Omega)$	Richtcharakteristikmatrix der Antennenelemente
G	Gewinn einer Antenne
G	Gewichtungsmatrix
H	MIMO Übertragungskanalmatrix
\mathbf{H}_p	Beitrag des p -ten Ausbreitungspfads zur MIMO Übertragungskanalmatrix
I	Einheitsmatrix

K	Anzahl der Unterkanäle eines Mehrantennensystems
$K_{\text{Gauß}}(\vec{x})$	Kernfunktion der Kerndichteschätzung
M	Anzahl der Sendeantennen
M_{synth}	Anzahl der synthetisierten Sendeantennen
N	Anzahl der Empfangsantennen
N_c	Anzahl der OFDM-Unterträger
N_{cr}	Anzahl der Kanalrealisierungen
NF	Rauschzahl (engl. <i>Noise Figure</i>)
N_{FFT}	Länge der FFT
N_p	Anzahl der Ausbreitungspfade
N_{pilot}	Anzahl Pilot Unterträger
N_{ref}	Anzahl Referenz Unterträger
N_s	Anzahl der OFDM-Symbole
N_{synth}	Anzahl der synthetisierten Empfangsantennen
$P_{\text{R,ref}}$	Leistung des Empfangsreferenzsignals
P_{T}	Sendeleistung
$P_{\text{T},k}$	Sendeleistung des k -ten Unterkanals
$\widehat{\text{PDF}}_w(\vec{x})$	Gewichtete mehrdimensionale Kerndichteschätzung
\mathbf{R}	Korrelationsmatrix eines MIMO Übertragungskanals
\mathbf{R}_{R}	Räumliche Korrelationsmatrix am Empfänger
\mathbf{R}_{T}	Räumliche Korrelationsmatrix am Sender
Rx	Empfängerpunkt, Empfänger
\mathbf{S}	Diagonalmatrix der Singulärwertzerlegung
$S(f)$	Spektrum eines OFDM-Signals
T	Temperatur
T_{koh}	Kohärenzzeit
T_s	Symboldauer
Tx	Senderpunkt, Sender
\mathbf{U}	Linksseitige unitäre Matrix der Singulärwertzerlegung
\mathbf{V}	Rechtsseitige unitäre Matrix der Singulärwertzerlegung

Griechische Symbole und Variablen

\mathbf{A}, α	Amplitudenabweichungen
α_p	Amplitudenübertragungsfaktor des p -ten Ausbreitungspfads
$\beta = 2\pi/\lambda$	Wellenzahl
Δ	Unterschied, Verhältnis
Δf	Frequenzabstand
Δt	Zeitabstand
$\Delta\theta, \Delta\psi$	Winkelauflösungen
η	Antennenwirkungsgrad
θ	Elevationswinkel im Kugelkoordinatensystem
λ	Wellenlänge
$\mathbf{\Lambda}$	Eigenwertmatrix
λ_k	Eigenwert des k -ten Unterkanals
Ξ	Modellmatrix der LS-Schätzung
Σ_R	Räumliche Korrelationsmatrix am Empfänger
Σ_T	Räumliche Korrelationsmatrix am Sender
σ^2	Rauschleistung
$\Upsilon(n_{cr})$	Dispersion der Eigenwerte, EVD
Φ, φ	Phasenabweichungen
φ_p	Phasenverschiebung des p -ten Ausbreitungspfads
Ψ	Bandbreitematrix einer Kerndichteschätzung
ψ	Azimutwinkel im Kugelkoordinatensystem
$\Omega = (\theta, \psi)$	Zusammenfassung der Winkel θ und ψ des Kugelkoordinatensystems
$\omega = 2\pi f$	Kreisfrequenz

Operatoren und mathematische Symbole

a	reelle oder komplexe Größe
\vec{a}	reeller oder komplexer Vektor
a_n	n -tes Vektorelement
\mathbf{A}	reelle oder komplexe Matrix
a_{nm}	Matrixelement in n -ter Zeile und m -ter Spalte
$\text{vec}(\mathbf{A})$	Spaltenvektor der gestapelten Spalten der Matrix \mathbf{A}
\mathbf{A}^{-1}	Inverse der Matrix \mathbf{A}
$\vec{a} \star \vec{b}$	Hadamard-Produkt (elementweise) von Vektoren
$\mathbf{A} \star \mathbf{B}$	Hadamard-Produkt (elementweise) von Matrizen
$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$	Kronecker-Produkt von Matrizen
$\vec{a} \circ \vec{b}$	Skalarprodukt von Vektoren
$\text{var}(\cdot)$	Varianz
$(\cdot)^T$	transponierte Größe
$(\cdot)^*$	konjugiert komplexe Größe
$(\cdot)^\dagger$	adjungierte Größe (transponiert und konjugiert komplex)
$ \cdot $	Betrag
$\sqrt{\cdot}$	Quadratwurzel
j	imaginäre Einheit $\sqrt{-1}$
\mathbf{I}_N	Einheitsmatrix der Größe $N \times N$
\approx	ungefähr gleich
\propto	proportional
\in	ist Element von
∞	unendlich
\forall	für alle
$\#$	Anzahl

\bar{a}	gemittelte Größe
\hat{a}	geschätzte Größe
$P(\cdot)$	Wahrscheinlichkeit
$E(\cdot)$	Erwartungswert
$\text{eig}_p(\mathbf{A})$	p -ter Eigenwert λ_p der Matrix \mathbf{A}
$\text{tr}(\mathbf{A})$	Spur (engl. <i>trace</i>) der Matrix \mathbf{A}
$\det(\mathbf{A})$	Determinante der Matrix \mathbf{A}
$\text{rank}(\mathbf{A})$	Rang (engl. <i>rank</i>) der Matrix \mathbf{A}
$\text{diag}(a_1, \dots, a_N)$	Diagonalmatrix mit a_1, \dots, a_N auf der Hauptdiagonalen
$\text{diag}(\mathbf{A})$	Spaltenvektor bestehend aus den Diagonalelementen der Matrix \mathbf{A}
$\log_2(\cdot)$	Logarithmus zur Basis 2
$\max(\cdot)$	Maximum
$\min(\cdot)$	Minimum
$\sin(\cdot)$	Sinus
$\cos(\cdot)$	Kosinus
$\tan(\cdot)$	Tangens
$\Re(\cdot)$	Realteil
$\Im(\cdot)$	Imaginärteil
$\mathfrak{F}(\cdot)$	Fourier-Transformation
$\circ \text{---} \bullet$	Fourier-Transformation
$\mathfrak{F}^{-1}(\cdot)$	Inverse Fourier-Transformation
$\bullet \text{---} \circ$	Inverse Fourier-Transformation
$\ \cdot\ _{\text{Fro}}$	Frobeniusnorm
\mathbb{R}	Körper der reellen Zahlen
\mathbb{C}	Körper der komplexen Zahlen
\sum	Summe
\prod	Produkt

Allgemeine Tiefindizes

adapt	adaptiv
c	Träger (engl. <i>Carrier</i>)
cr	Kanalrealisierung (engl. <i>Channel Realization</i>)
Fro	Frobeniusnorm
inkoh	inkohärent
k, m, n, p	Zählindex
koh	kohärent
Kron	Kronecker
max	Maximum
min	Minimum
omni	omnidirektional
opt	optimal
out	Ausfall (engl. <i>Outage</i>)
ref	Referenz
Rx,R	Empfänger (engl. <i>Receiver</i>)
s	Symbol
synth	synthetisiert
Tx,T	Sender (engl. <i>Transmitter</i>)
w	Gewichtete Größe
Weichs	Weichselberger

1 Einleitung

Die enorme Verbreitung von Funksystemen der letzten Jahre betrifft sowohl Kommunikationssysteme als auch Radarsysteme. Insbesondere die mobile Kommunikation nimmt einen immer höheren Stellenwert in unserem Alltag ein. Die steigende Vielzahl mobiler Geräte wie Smartphones, Tablet-Computer, Notebooks sowie die sich ausweitende Vernetzung von Fahrzeugen führen hierbei zu stark steigenden Nutzerzahlen und immer intensiverer Nutzung der bestehenden Netze. Hinzu kommt die immer schneller voranschreitende Digitalisierung aller Lebensbereiche, die diesen Trend auch in Zukunft weiter verstärken wird. Hierdurch ergeben sich viele neue Anwendungsbereiche der drahtlosen Kommunikationstechnik, wie beispielsweise das Internet der Dinge (engl. *Internet of Things*, IoT), das unter anderem mit tragbarer Datenverarbeitung (engl. *Wearables*), mit dem intelligenten Wohnen (engl. *Smart Home*) und der intelligenten Fabrik (engl. *Smart Factory*) weit über das mittlerweile allgegenwärtige Smartphone hinausgeht. Ein weiteres Beispiel der Digitalisierung ist der autonome Verkehr, der weitere neue Anwendungsbereiche der Funkkommunikation eröffnet. Hierzu zählen sowohl selbstfahrende Autos, Züge und Schiffe als auch selbstfliegende Drohnen und Flugzeuge.

1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit

Für die Digitalisierung und die Vernetzung des Straßenverkehrs werden mobile Kommunikationssysteme benötigt, die möglichst konstant hohe Datenraten bei gleichzeitig geringen Ausfallraten erreichen. Hiermit sollen vielfältige neue Anwendungen aus den Bereichen Unfallprävention, Navigation, Unterhaltung und Fahrerassistenz ermöglicht werden. Ein modernes Kraftfahrzeug verfügt über eine Vielzahl von Funksystemen. Die entsprechenden Frequenzen der Dienste reichen vom kHz-Bereich bis in den hohen GHz-Bereich und können in folgende Gruppen unterteilt werden [Rei13]:

- analoger und digitaler terrestrischer Rundfunk
- digitaler Bündelfunk
- digitaler Satellitenrundfunk
- Navigationsdienste
- zellulare Mobilfunkdienste
- Satellitenkommunikationsdienste
- Kurzstreckenkommunikationsdienste
- Kurz-, Mittel- und Langstreckenradare

Zusätzlich zur Arbeitsfrequenz unterscheiden sich die mobilen Antennensysteme für diese Dienste in der Polarisierung, in der Richtcharakteristik, im Standort und in der Anordnung der Antennen am Fahrzeug. Eine entsprechende Systemoptimierung unterliegt somit einer Vielzahl von Freiheitsgraden.

Durch die hohe Mobilität von Fahrzeugen ändern sich jedoch die momentane Umgebung, die Bewegungsgeschwindigkeit und die Orientierung des Fahrzeugs permanent. Dies führt zu Übertragungsbedingungen im Kanal, die ebenfalls veränderlich sind und sich auf die Kommunikation auswirken. Die Beeinträchtigungen können von verringerten Datenraten bis hin zu Störungen und vollständigen Unterbrechungen der Verbindung reichen. Die Fahrzeugantenne stellt hierbei die Schnittstelle zwischen dem veränderlichen Kanal und der Kommunikationselektronik dar. Dies führt zu enormen Herausforderungen beim Antennendesign. Um diese Anforderungen zu erfüllen, können Mehrantennensysteme eingesetzt werden. Dadurch lassen sich die spektrale Effizienz und die Zuverlässigkeit der Kommunikation erhöhen [PNG03, TV08]. Die sogenannten adaptiven Mehrantennensysteme erzielen enorme Steigerungen des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (engl. *Signal-to-Noise Ratio*, SNR) beziehungsweise der möglichen Datenrate gegenüber Einzelantennensystemen, weil sie die Raumrichtung als zusätzlichen Freiheitsgrad verwenden und auf die momentanen Veränderungen im Kanal reagieren können. Hierfür benötigen diese Systeme jedoch instantanes Kanalwissen, um die Ansteuerung beziehungsweise die Auswertung der Signale der einzelnen Antennen an die aktuellen Verhältnisse im Kanal anpassen zu können. Durch die Verwendung mehrerer Antennen steigt jedoch auch die Anzahl der Freiheitsgrade einer Systemoptimierung weiter an.

Zusätzlich erhöhen sich die Kosten für die Entwicklung, die Hardware und die Herstellung des Gesamtsystems deutlich, was bei kostengünstigen Anwendungsfällen ein Ausschlusskriterium für adaptive Mehrantennensysteme sein kann.

Hier knüpft diese Arbeit an, die mit der Antennensynthese ein Verfahren präsentiert, welches einen Kompromiss zwischen der Leistungsfähigkeit eines adaptiven Antennensystems und einem weitaus einfacheren Realisierungsaufwand bildet.

1.2 Stand der Technik

Herkömmliche Fahrzeugantennen für Rundfunk und Telefondienste sind meist auf dem Fahrzeugdach positioniert und haben omnidirektionale Richtcharakteristiken. Mit dieser heuristischen Gestaltung wird die Wahrscheinlichkeit für eine Sichtverbindung (engl. *Line-of-Sight*, LOS) zwischen der höher gelegenen Basisstation und der mobilen Antenne und damit auch die Empfangsleistung erhöht [Rei13]. Zusätzlich sind die Empfangsverhältnisse durch die omnidirektionale Richtcharakteristik weitgehend unabhängig von der Orientierung des Fahrzeugs. Mit dem Einzug neuer Kommunikationsstandards in die Fahrzeuge wie beispielsweise die direkte Kommunikation zwischen Fahrzeugen (engl. *Car-to-Car*, C2C) und die Mobilkommunikation über LTE (engl. *Long Term Evolution*) haben sich neue Anwendungen und Anforderungen an die mobilen Antennensysteme ergeben. Es zeigt sich, dass bei Sichtverbindung hohe Empfangsleistungen und eine dementsprechend stabile Kommunikation erreicht werden können [RKVO08, MMK⁺11], während bei Abschattung der Sichtverbindung ein Abbruch der Kommunikation möglich ist [AHG11].

Städtische Umgebungen bieten meist keine Sichtverbindung zwischen den Kommunikationspartnern. Die Wellenausbreitung zwischen dem Sender und dem Empfänger beruht deshalb in solchen Gegenden oft auf Beugungseffekten an Kanten von Häusern und Fahrzeugen, deren Dämpfung verglichen mit anderen Ausbreitungseffekten hoch ist und mit der Frequenz zunimmt [GW98]. Dies ist meist das einzige Ausbreitungsprinzip elektromagnetischer Wellen, um abgeschattete Bereiche in Städten auszuleuchten. Gleichzeitig gibt es insbesondere in städtischen Szenarien ohne Sichtverbindung (engl. *Non-Line-of-Sight*, NLOS) ein

großes Potenzial zur Erhöhung der Sicherheit im Straßenverkehr durch moderne Kommunikationslösungen [ETS09].

In [RPWZ11, Rei13, 30–33] wurden Methoden zur Synthese mobiler Antennensysteme vorgestellt. Das Ziel ist hierbei die Synthese kapazitäts-optimierter Richtcharakteristiken. Die entwickelten Methoden werden mittels Kanalmessungen in statischen Szenarien in Innenräumen verifiziert und anschließend auf deterministische Kanalsimulationen für die C2C Kommunikation angewendet. Es wird gezeigt, dass durch die Antennensynthese die Verlässlichkeit und die maximal mögliche Datenrate der Antennensysteme signifikant erhöht werden können.

Entsprechende Messungen der umgebungsvarianten mobilen Kanäle, in denen das gesuchte synthetisierte Antennensystem betrieben werden soll, werden in den bislang veröffentlichten Arbeiten nicht vorgestellt. Hier ist außerdem eine Synthese von Fahrzeugantennen denkbar, die unmittelbar auf gemessenen Kanälen beruht. Zudem stellt sich die Frage, ob neue Methoden der Antennensynthese gefunden werden können, die zu größeren Synthesegewinnen führen. Demnach lohnt sich die Suche nach optimalen Lösungen des Syntheseproblems, die ein definiertes Optimierungsziel bestmöglich erfüllen.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass es die Notwendigkeit einer systematischen Optimierung von Fahrzeugantennensystemen zur Mobilkommunikation auch für Situationen mit NLOS gibt. In städtischen Umgebungen gibt es durch die Straßenführung charakteristische Vorzugsrichtungen der Wellenausbreitung, welche zu einer räumlichen Korrelation der Funksignale führen. Herkömmliche omnidirektionale Richtcharakteristiken nutzen diese Vorzugsrichtungen jedoch nicht zur Optimierung der Übertragung. Die vorhandenen Synthesemethoden für mobile Antennen basieren auf simulierten Kanälen und haben eine kapazitätsoptimierende Wirkung. Optimale Lösungen für das Syntheseproblem wurden bisher nicht vorgestellt. Ein Systemkonzept für die messungsbasierte Synthese von Antennensystemen in umgebungsvarianten Kanälen gibt es derzeit nicht. Zudem stellt sich bei einem Systemdesign mobiler Mehrantennensysteme die Frage, wie die enorme Anzahl an Freiheitsgraden in geordneter oder sogar optimaler Weise genutzt werden kann.

1.3 Zielsetzung und Lösungsansatz

Die Zielsetzung dieser Arbeit besteht in der Entwicklung und Analyse neuer Methoden der Antennensynthese zur Maximierung des erreichbaren SNR und der maximal möglichen Datenrate. Diese Methoden sollen auch auf gemessene Übertragungskanäle anwendbar sein und mittels Kanalsimulationen und anhand realer Übertragungskanäle umfassend evaluiert werden. Im Rahmen dieser kanalbasierten Untersuchungen soll es möglich sein, verschiedene Antennensysteme in einem fairen Vergleich gegenüberzustellen. Das zu entwerfende Systemkonzept soll somit nicht nur die Designergebnisse mobiler Antennensysteme verbessern sondern zusätzlich Zeit- und Kosteneinsparungen beim Designvorgang der Antennen ermöglichen.

Zusätzlich zur Entwicklung des Systemkonzepts erfolgt eine beispielhafte konkrete Anwendung des Konzepts und eine Interpretation der entsprechenden Ergebnisse. Hierbei konzentriert sich die vorliegende Arbeit auf die Synthese von Fahrzeugantennen für die Mobilkommunikation anhand gemessener Übertragungskanäle. Dessen ungeachtet sollen die entwickelten Methoden und die gewonnenen Erkenntnisse auch auf andere Problemstellungen des Designs mobiler Antennensysteme angewendet werden können.

Der Lösungsansatz sieht die Anpassung der Antennensysteme an die zu erwartenden Kanäle vor. Die hierfür notwendigen Informationen über den Kanal werden durch Simulationen und Messungen bezogen. Der Lösungsansatz lässt sich wie folgt gliedern:

- Die Entwicklung der Synthesemethoden sieht zunächst die Beschreibung und Analyse der räumlichen Korrelationen im Kanal vor. Hierbei werden Annahmen hinsichtlich der räumlichen Korrelationen anhand von entsprechenden Kanalmodellen erarbeitet. Die Antennensynthese erreicht eine Maximierung des SNR und der Kanalkapazität durch die Verwertung dieser Korrelationen. Die synthetisierten Einzel- und Mehrantennensysteme werden systematisch optimiert und nutzen statistisches Kanalwissen. Die im Vergleich zu bisherigen Veröffentlichungen leistungsfähigeren beziehungsweise optimalen Lösungen der Antennensynthese werden umfassend analysiert. Dieser neue Ansatz führt zu preisgünstigen Antennen, die leistungsfähiger als herkömmliche omnidirektionale

Antennensysteme sind. Es muss jedoch von Einbußen in der Leistungsfähigkeit gegenüber adaptiven Antennensystemen hinsichtlich des SNR und der Kapazität ausgegangen werden.

- Die anschließende simulationsbasierte Untersuchung der Synthesemethoden beinhaltet Modelle des Übertragungskanals, die die räumlichen Korrelationen entsprechend beschreiben. Es werden ausbreitungspfadbasierte und stochastische Modelle des Übertragungskanals eingesetzt, um die Synthesegewinne nachzuweisen und darzustellen. Zusätzlich zur simulationsgestützten Bestimmung optimaler Syntheserergebnisse, die das statistische Kanalwissen bestmöglich für das Antennendesign nutzen, werden Vergleichsmethoden mit anderen Antennensystemen entwickelt und beschrieben.
- Um die Synthesegewinne messtechnisch nachzuweisen, wird ein Messsystem für MIMO Übertragungskanäle entwickelt. Aufgrund der Flexibilität, der kleinen Bauform, der geringen Leistungsaufnahme und den relativ geringen Anschaffungskosten bieten sich für die Realisierung des Messsystems sogenannte SDR-Plattformen (engl. *Software Defined Radio*, SDR) an. Die Entwicklung des auf SDR-Plattformen basierenden Übertragungskanalmesssystems für MIMO Systeme beinhaltet außerdem die Kalibrierung des Gesamtsystems und die Analyse und eventuelle Kompensation der Einflüsse der Hardwaretoleranzen auf die Messungen und deren Auswertung.
- Anschließend findet eine konkrete Anwendung der Antennensynthese auf gemessene Übertragungskanäle statt. Diese Messungen des Kanals sind notwendig, um das statistische Kanalwissen zu gewinnen und um die Kanalmodelle, auf denen die Synthesemethoden basieren, zu verifizieren. Zudem soll der Nachweis der Optimierungsgewinne, die durch die Antennensynthese erreicht werden können, erbracht werden. Hierfür wird eine Synthese von Fahrzeugantennen für die Mobilkommunikation mit umgebungsvarianten Übertragungskanalmessungen in realen mobilen Kommunikationsszenarien durchgeführt und analysiert. Die entsprechenden Messungen sollen in städtischen Umgebungen ohne Sichtverbindung zwischen den Kommunikationspartnern stattfinden.

1.4 Gliederung der Arbeit

Aus dem in Abschnitt 1.3 beschriebenen Lösungsansatz ergibt sich die folgende Gliederung der Arbeit:

- Das Kapitel 2 beinhaltet die theoretischen Grundlagen zu Einzel- und Mehrantennensystemen und zum Übertragungskanal. Außerdem werden das SNR, die Kanalkapazität und das Multiplexverfahren OFDM vorgestellt.
- Kapitel 3 stellt den allgemeinen Syntheseansatz für umgebungsvariable Kanäle vor. Dieser wird um das Syntheseverfahren auf Basis einer Hauptkomponentenanalyse und um das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming erweitert und deren Zusammenhang analysiert. Zudem wird ein Syntheseansatz zur Maximierung des SNR beziehungsweise der Kanalkapazität an beliebigen Quantilen erläutert. Hiermit ist sowohl die Optimierung der ergodischen Kanalkapazität als auch der Ausfallkapazität möglich. Die Eigenschaften und Grenzen der Antennensynthese auf Basis simulierter und gemessener Kanäle werden gegenübergestellt.

Eine Gesamtübersicht der Syntheseverfahren ist in Abbildung 1.1 zu sehen. Mit numerischen Optimierungsverfahren können im Rahmen einer Antennensynthese beliebige Optimierungskriterien angestrebt werden. Dies ist beim Syntheseverfahren auf Basis einer Hauptkomponentenanalyse mit Hilfe von beliebigen Gewichtungen ebenfalls möglich. Die optimale Lösung des Syntheseproblems zur Maximierung der Kanalkapazität wird sowohl durch das Syntheseverfahren auf Basis einer Hauptkomponentenanalyse als auch durch das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming erreicht. In beiden Fällen ist jedoch die Gültigkeit der stochastischen Kanalmodelle nach Kronecker oder Weichselberger eine Bedingung. Wird eine Antennensynthese mit simulierten oder gemessenen Kanälen durchgeführt, so muss gezeigt werden, dass die vorliegenden Kanalrealisierungen diesen Kanalmodellen entsprechen, um die Aussage der Optimalität des Syntheseverfahrens übertragen zu können. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, so führen beide Syntheseverfahren zu einer Steigerung der Kanalkapazität. In diesem Fall wird die optimale Lösung des Syntheseproblems jedoch möglicherweise nicht erreicht.

Folgen die vorliegenden Kanalrealisierungen jedoch einem anderen bekannten Kanalmodell, so kann das in dieser Arbeit vorgestellte Vorgehen zum Nachweis der Optimalität der Syntheselösungen günstigstenfalls entsprechend auf andere Kanalmodelle übertragen werden.

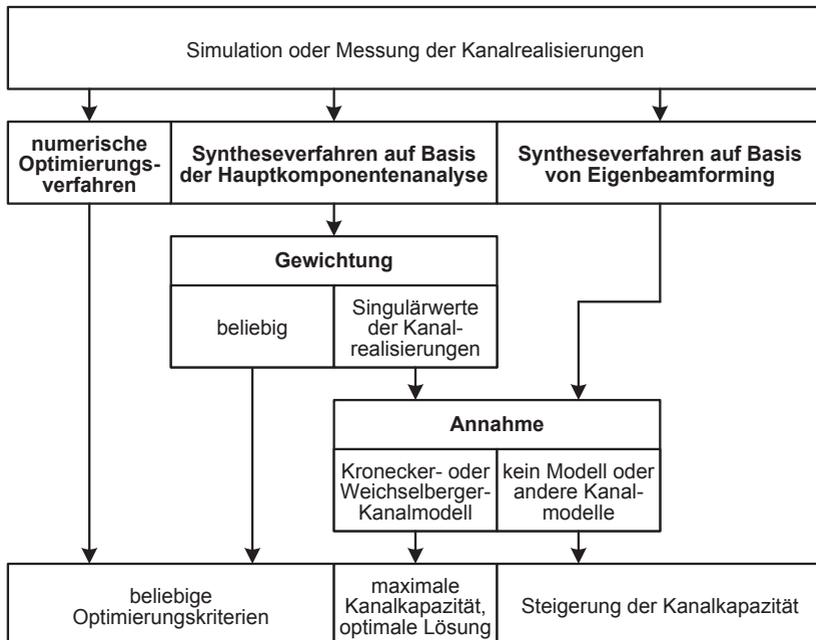


Abbildung 1.1: Übersicht der Syntheseverfahren und der getroffenen Annahmen mit den entsprechenden Optimierungskriterien

- Das Kapitel 4 umfasst die Untersuchung der Antennensynthese auf Basis eines pfadbasierten MIMO Kanalmodells. Zudem wird gezeigt, wie omnidirektionale, synthetisierte und adaptive Antennensysteme mit Blick auf ihre Leistungsfähigkeit auf Basis gemessener Übertragungskanäle miteinander verglichen werden können. Die Wirkung und die Effektivität der Methoden der Antennensynthese werden nachgewiesen. Mit Hilfe stochastischer Kanalmodelle und dem pfadbasierten Kanalmodell werden die räumlichen

Korrelationen im Kanal simuliert und ihre Einflüsse auf die Antennensynthese analysiert. Zudem werden Metriken zur Beurteilung einer Antennensynthese bezüglich der Anpassung des Synthesergebnisses an den Kanal vorgestellt.

- In Kapitel 5 wird das entwickelte Übertragungskanalmesssystem für MIMO Systeme beschrieben. Neben der Kalibrierung des Messsystems wird auch der Einfluss der Hardwaretoleranzen auf den Systemvergleich durch das maximale SNR, die MIMO Kanalkapazität und die Strahlformung analysiert.
- Kapitel 6 beinhaltet die konkrete Anwendung der vorgestellten Antennensynthese auf gemessene Übertragungskanäle für den Entwurf von Fahrzeugantennen für die Mobilkommunikation. Die Vorzugsrichtungen der synthetisierten Richtcharakteristiken werden anhand der Wellenausbreitungsbedingungen in einer städtischen Umgebung erläutert. Omnidirektionale, synthetisierte und adaptive Antennensysteme werden anhand ihres SNR und der Kanalkapazität einem Systemvergleich unterzogen.
- In Kapitel 7 sind die Schlussfolgerungen der wichtigsten Erkenntnisse dieser Arbeit zu finden.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen zur Beschreibung von Antennensystemen (siehe Abschnitt 2.1) und Übertragungskanälen (siehe Abschnitt 2.2) vorgestellt. Anschließend werden in Abschnitt 2.3 MIMO Kanäle anhand ihrer räumlichen Eigenschaften vorgestellt. Erläuterungen des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses und der Kanalkapazität für Einzel- und Mehrantennensysteme folgen in den Abschnitten 2.4 und 2.5. Abschließend wird in Abschnitt 2.6 eine kurze Übersicht zum OFDM-Verfahren gegeben.

2.1 Beschreibung von Antennensystemen

In diesem Abschnitt werden Kenngrößen zur Charakterisierung von Einzelantennen vorgestellt und ihr Zusammenwirken in Antennengruppen beschrieben. Die Beschreibung von Antennen erfolgt in dieser Arbeit ausschließlich für das Fernfeld. Das bedeutet, dass im Beobachtungspunkt von einer lokal ebenen Welle mit der Wellenlänge λ ausgegangen wird. Die Bedingungen für den Abstand d zwischen einer Antenne und dem Beobachtungspunkt, für welche vom Fernfeld der Antenne ausgegangen werden kann, lauten [Bal97, GW98]:

$$d \gg \frac{\lambda}{2\pi} \quad \text{und} \quad d > \frac{2 \cdot d_A^2}{\lambda} \quad (2.1)$$

Die Antenne hat hierbei die maximale geometrische Ausdehnung d_A . Für die in dieser Arbeit beschriebenen Simulationen und Messungen kann davon ausgegangen werden, dass die Fernfeldbedingungen erfüllt sind.

2.1.1 Einzelantennen

Die Richtwirkung von Antennen wird durch die Richtcharakteristik, den Gewinn, den Richtfaktor (engl. *Directivity*) und den Wirkungsgrad beschrieben. Das Kugelkoordinatensystem (r, θ, ψ) aus Abbildung 2.1 dient der Beschreibung der Richtwirkung relativ zum Phasenzentrum der Antenne im Ursprung O (bei $r = 0$). Das entsprechende kartesische Koordinatensystem (x, y, z) ist ebenfalls eingezeichnet.

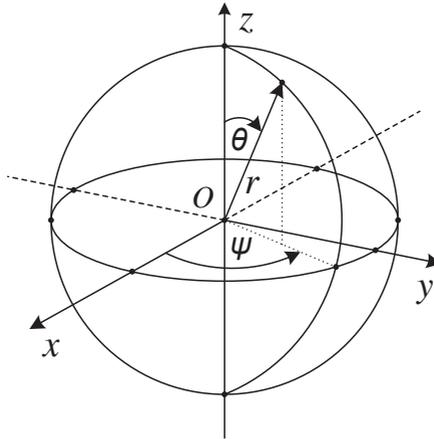


Abbildung 2.1: Kugelkoordinatensystem (r, θ, ψ) und entsprechendes kartesisches Koordinatensystem (x, y, z)

Zur Definition des Richtfaktors wird eine Antenne mit einer Bezugsantenne verglichen. Als Bezug wird meist der isotrope Kugelstrahler genutzt. Dieser strahlt gleichmäßig und verlustfrei in alle Raumrichtungen. Er ist fiktiv und lässt sich nicht praktisch realisieren. Die eingespeiste Leistung verteilt sich gleichmäßig auf einer Kugeloberfläche im Abstand r und hat die Leistungsdichte [Bal97]

$$S_{\text{iso}} = \frac{P_{\text{T}}}{4\pi r^2} \quad (2.2)$$

Der Index $(\cdot)_{\text{iso}}$ steht für den isotropen Kugelstrahler als Bezugsantenne. Im Gegensatz zum fiktiven isotropen Kugelstrahler besitzen reale Antennen eine Hauptstrahlrichtung mit der maximalen Leistungsdichte

S_{\max} . Das Verhältnis der maximalen Leistungsdichte S_{\max} einer verlustfreien Antenne zur isotropen Leistungsdichte bei festem Abstand r wird Richtfaktor D_{iso} genannt [Bal97, Rei13]

$$D_{\text{iso}} = \frac{S_{\max}}{S_{\text{iso}}} = 4\pi r^2 \cdot \frac{S_{\max}}{P_{\text{T}}} \quad (2.3)$$

Die Richtcharakteristik $C(\theta, \psi)$ ist dimensionslos und nimmt Werte im Bereich $0 \leq C(\theta, \psi) \leq 1$ an. Sie beschreibt den relativen Betrag der Feldstärke als raumrichtungsabhängige Größe über dem Elevationswinkel θ und dem Azimutwinkel ψ . Zur vollständigen Beschreibung wird die polarimetrische, komplexe Richtcharakteristik $\vec{C}(\theta, \psi)$ als Vektor für zwei orthogonale Polarisationsrichtungen (θ, ψ) definiert:

$$\begin{aligned} \vec{C}(\theta, \psi) &= \frac{\left| \vec{E}(r, \theta, \psi) \cdot e^{j\beta r} \right|}{\max \left| \vec{E}(r, \theta, \psi) \cdot e^{j\beta r} \right|} \Bigg|_{r=\text{konst} \rightarrow \infty} \\ &= C_{\theta}(\theta, \psi) \cdot \vec{e}_{\theta} + C_{\psi}(\theta, \psi) \cdot \vec{e}_{\psi} \end{aligned} \quad (2.4)$$

In ihr sind die Amplituden-, Phasen- und Polarisationsinformation des komplexen vektoriellen Feldes enthalten. \vec{E} bezeichnet die elektrische Feldstärke im Fernfeld auf einer Kugeloberfläche. \vec{e}_{θ} und \vec{e}_{ψ} sind die lokalen Einheitsvektoren in Kugelkoordinaten und $\beta = 2\pi/\lambda$ ist die Wellenzahl. Es wird von Luft als Ausbreitungsmedium ausgegangen und die Materialeigenschaften durch die von Vakuum angenähert [GW98]. Die in dieser Arbeit betrachteten Antennen haben eine lineare vertikale Polarisation. Es wird deshalb von $C_{\psi}(\theta, \psi) = 0$ ausgegangen. In diesem Fall ist

$$C(\theta, \psi) = |\vec{C}(\theta, \psi)| = |C_{\theta}(\theta, \psi)| \quad (2.5)$$

Der Richtfaktor D_{iso} beinhaltet keine Verluste der Antenne. Diese sind jedoch im Antennengewinn G_{iso} enthalten und werden durch den Wirkungsgrad η einer Antenne mit $0 \leq \eta \leq 1$ zusammengefasst. Der Antennengewinn und der Richtfaktor mit dem isotropen Kugelstrahler als Bezugsantenne werden üblicherweise in logarithmischem Maßstab in der

Einheit dBi angegeben. Der Antennengewinn G_{iso} ist folgendermaßen definiert [Bal97]

$$G_{\text{iso}} = \eta \cdot D_{\text{iso}} = \eta \cdot \frac{4\pi}{\int_{\psi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} C(\theta, \psi)^2 \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\psi} \quad (2.6)$$

Weitere Kenngrößen einer Antenne sind die physikalische Größe, die Impedanz der Antenne sowie der davon abhängige Reflexionsfaktor und die Bandbreite der Anpassung [Bal97, Rei13]. In dieser Arbeit wird von einer idealen reflexionsfreien Anpassung der Antennen ausgegangen.

2.1.2 Antennengruppen

Das Fernfeld einer Antennengruppe (engl. *Antenna Array*) kann als lineare Superposition der Felder der Einzelantennenelemente berechnet werden [Bal97]. Eine entsprechende Prinzipskizze einer Antennengruppe ist in Abbildung 2.2 dargestellt.

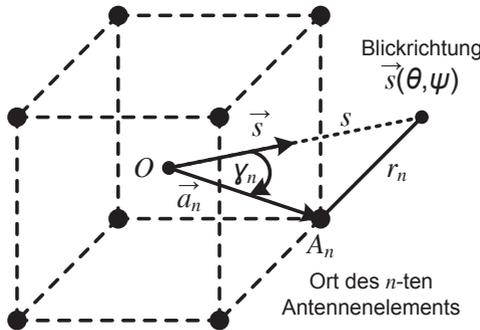


Abbildung 2.2: Prinzipskizze einer Antennengruppe

Die Richtcharakteristik $C_{\text{array}}(\theta, \psi)$ einer Antennengruppe setzt sich aus den Elementfaktoren und dem Gruppenfaktor der Antennengruppe zusammen. Die Elementfaktoren stehen für die Richtcharakteristiken der

N Antennenelemente und sind in der Richtcharakteristikmatrix der Antennenelemente $\mathbf{E}(\theta, \psi) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ enthalten:

$$\mathbf{E}(\theta, \psi) = \text{diag}(e_1(\theta, \psi), e_2(\theta, \psi), \dots, e_N(\theta, \psi)) \quad (2.7)$$

Der Gruppenfaktor beschreibt die geometrische Anordnung der Antennenelemente und ihre Anregung. Er beinhaltet die Belegungskoeffizienten $\vec{b} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ der Antennengruppe und einen Exponentialterm, der die Ortsmatrix der Antennenelemente $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{N \times 3}$ mit

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \vec{a}_1^T \\ \vec{a}_2^T \\ \vdots \\ \vec{a}_N^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N & y_N & z_N \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

relativ zum Ursprung O der Koordinaten im Mittelpunkt der Antennengruppe und die Blickrichtung

$$\vec{s}(\theta, \psi) = \begin{pmatrix} \sin(\theta) \cdot \cos(\psi) \\ \sin(\theta) \cdot \sin(\psi) \\ \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

mit $|\vec{s}(\theta, \psi)| = 1$ umfasst. Geht man davon aus, dass sich der Beobachtungspunkt S im Fernfeld der Antennengruppe befindet und dass die physikalische Größe der Antennengruppe klein gegenüber der Distanz s zum Beobachtungspunkt ist ($s \gg |\vec{a}_n|$), kann die Richtcharakteristik $C_{\text{array}}(\theta, \psi)$ der Antennengruppe angegeben werden [Bal97]:

$$\begin{aligned} C_{\text{array}}(\theta, \psi) &= K \cdot \sum_{n=1}^N b_n \cdot e_n(\theta, \psi) \cdot e^{j \cdot \beta \cdot \vec{a}_n \circ \vec{s}(\theta, \psi)} \\ &= K \cdot \vec{b}^T \cdot \mathbf{E}(\theta, \psi) \cdot e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A} \cdot \vec{s}(\theta, \psi)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Die Konstante K in Gleichung (2.10) normiert die resultierenden Richtcharakteristiken auf Werte im Intervall $0 \leq |C_{\text{array}}(\theta, \psi)| \leq 1$. Die Notation der Richtcharakteristik einer Antennengruppe erfolgt hier aus Gründen der einfachen Vergleichbarkeit mit nachfolgenden Kapiteln

zusätzlich in Matrixschreibweise. Hierbei wird zudem vorausgesetzt, dass alle Antennenelemente gleich polarisiert sind. Kopplungseffekte zwischen den Antennenelementen durch Nahfeldwechselwirkungen werden vernachlässigt.

2.2 Beschreibung des Übertragungskanals

Zur einfachen Beschreibung und zum Vergleich von Kanälen werden nachfolgend Kenngrößen und Funktionen eingeführt. Diese sind von zentraler Bedeutung für die Kommunikation über die entsprechenden Kanäle. So hilft die Beurteilung der Zeitvarianz bei der Entscheidung, ob in einem Kommunikationsempfänger ein Entzerrer eingesetzt werden muss und die Frequenzselektivität eines Kanals bestimmt die möglichen Taktraten der Kommunikationssymbole [Jan11]. Die Richtungsselektivität hilft bei der Einschätzung, ob der Einsatz von Mehrantennensystemen lohnenswert ist [Rei13].

2.2.1 Kenngrößen der Zeitvarianz

Bewegte Objekte führen zu einer zeitlichen Veränderung der Wellenausbreitung im Kanal. Hierdurch ändern sich die Weglängen, Laufzeiten und Phasen der Mehrwegekomponenten über der Zeit. Weil konstruktive und destruktive Überlagerung der Mehrwegekomponenten oft mit einer räumlichen Ablage von nur $\frac{\lambda}{2}$ auftreten [SAZ07], treten schnelle Wechsel beider Effekte auf. Aus diesem Grund wird dieser Vorgang als schneller Schwund (engl. *Fast Fading*) bezeichnet [Rei13]. Zudem wirken langsame Einflüsse wie beispielsweise Abschattungseffekte und die Witterung auf den Kanal. Diese Einflüsse werden allgemein als langsamer Schwund (engl. *Slow Fading*) berechnet [Ant02]. Die Kohärenzzeit T_{koh} beschreibt die Zeit, in der sich der Kanal nur minimal verändert und deshalb als zeitinvariant beschrieben werden kann. Die minimale Kohärenzzeit $T_{\text{koh,min}}$ entspricht dem Kehrwert der maximalen Dopplerverschiebung $f_{D,\text{max}}$ [PS04]. Mit der maximalen auftretenden Geschwindigkeit v_{max} und der Wellenlänge λ ergibt sich demnach [Kam04]:

$$T_{\text{koh,min}} = \frac{1}{|f_{D,\text{max}}|} = \frac{\lambda}{|v_{\text{max}}|} \quad (2.11)$$

Anhand der Kohärenzzeit lässt sich bestimmen, welche maximale Symboldauer möglich ist, beziehungsweise wie oft der Kanal während einer Übertragung nachgeführt werden muss, um das Symbol im Empfänger wieder herstellen zu können. Eine vollständige Charakterisierung der Zeitvarianz eines Kanals ist anhand des Doppler-Spektrums möglich [GW98]. Das Doppler-Spektrum gibt Aufschluss über die Dopplerverbreiterung (engl. *Doppler Spread*) und die mittlere Dopplerverschiebung (engl. *Mean Doppler Shift*). Es ist mit der Zeit-Autokorrelationsfunktion über die Fourier-Transformation verknüpft [GW98, Jan11, Rei13]. Die in dieser Arbeit genutzte Symboldauer ist deutlich kürzer als die Kohärenzzeit der entsprechenden Kanäle. Deshalb wird nachfolgend für die Dauer eines Symbols von einem konstanten, zeitinvarianten Kanal ausgegangen.

2.2.2 Kenngrößen der Frequenzselektivität

Die Überlagerung der Mehrwegekomponenten wird maßgeblich durch ihre Phasenlage bestimmt. Eine Veränderung der Frequenz führt durch die veränderte Wellenlänge zu einem frequenzabhängigen (frequenzselektiven) Überlagerungsverhalten der Mehrwegekomponenten. Die Kohärenzbandbreite B_{koh} gibt an, über welche Bandbreite der Kanal als konstant beziehungsweise ähnlich angesehen werden kann. Die minimale Kohärenzbandbreite $B_{\text{koh,min}}$ entspricht dem Kehrwert der maximalen Umweglaufzeit der Mehrwegekomponenten $\Delta\tau_{\text{max}}$ [Kam04]. Mit der Lichtgeschwindigkeit c und der maximalen Umweglänge Δd_{max} ergibt sich demnach:

$$B_{\text{koh,min}} = \frac{1}{\Delta\tau_{\text{max}}} = \frac{c}{\Delta d_{\text{max}}} \quad (2.12)$$

Ist die Kohärenzbandbreite klein gegenüber der Signalbandbreite, so gilt der Kanal als frequenzselektiv [Kam04]. In diesem Fall überlagern sich die durch Mehrwegeausbreitung verursachten Signalechos eines Symbols mit dem nachfolgenden Symbol, was als Intersymbolinterferenz (ISI) bezeichnet wird. Ist hingegen die Kohärenzbandbreite deutlich größer als die Signalbandbreite, so ist der Kanal frequenzunabhängig und demnach nicht frequenzselektiv. Eine vollständige Charakterisierung der Frequenzselektivität eines Kanals ist anhand des Leistungsverzögerungsspektrums (engl. *Power Delay Profile*, PDP) möglich [GW98]. Das PDP gibt Aufschluss über die Impulsverbreiterung (engl. *Delay*

Spread) und die mittlere Verzögerungszeit (engl. *Mean Delay*). Es ist mit der Frequenz-Autokorrelationsfunktion über die Fourier-Transformation verknüpft [GW98, Jan11, Rei13]. Die in dieser Arbeit genutzten Unterträger sind deutlich schmalbandiger als die Kohärenzbandbreite der entsprechenden Kanäle. Deshalb wird nachfolgend von einem frequenzunabhängigen Kanal ausgegangen.

2.2.3 Kenngrößen der Richtungsselektivität

Die Ein- und Ausfallwinkel der Mehrwegekomponenten im Kanal sind ebenfalls variant, weil sie von der Lage der Interaktionspunkte in der Ausbreitungsumgebung abhängen [Rei13]. Die Richtungsselektivität eines Kanals wird getrennt am Sender und am Empfänger für jede Polarisationskombination durch das momentane Leistungswinkelspektrum (engl. *Angular Power Spectrum*, APS) beschrieben. Das APS gibt Aufschluss über die Winkelspreizung (engl. *Angular Spread*) und den mittleren Winkel (engl. *Mean Angle*). Es ist mit der räumlichen Autokorrelationsfunktion über die Fourier-Transformation verknüpft [Füg10, Jan11, Rei13]. Die in dieser Arbeit untersuchten Kanäle sind richtungsselektiv und werden mittels Antennengruppen abgetastet. Hierbei kann die Statistik der Richtungsselektivität von Kanälen durch räumliche Korrelationsmatrizen beschrieben werden (siehe Abschnitt 2.3).

2.3 Beschreibung des MIMO Übertragungskanals

Ein MIMO System (engl. *Multiple Input Multiple Output*, MIMO) besitzt sowohl am Sender (Tx) als auch am Empfänger (Rx) Mehrantennensysteme. Geht man von M Sendezweigen und N Empfangszweigen aus, so kann eine Momentaufnahme des schmalbandigen MIMO Übertragungskanals im Basisband mit folgender Systemgleichung beschrieben werden [Tso06]:

$$\vec{y} = \mathbf{H}\vec{x} + \vec{r} \quad (2.13)$$

Hierbei ist $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ die MIMO Übertragungskanalmatrix bestehend aus den Übertragungsfaktoren aller Kombinationen der Sende- und Empfangsantennen. Der Übertragungsfaktor zwischen der m -ten Sendeanenne und der n -ten Empfangsantenne ist das Matrixelement h_{nm} .

Der Sendesignalvektor $\vec{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ und der Empfangssignalvektor $\vec{y} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ bilden die Ein- und Ausgänge des Systems mit dem Rauschsignalvektor $\vec{r} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. Es wird angenommen, dass das Rauschsignal additiv, mittelwertfrei und komplex ist. Die Elemente des Rauschsignalvektors folgen unabhängig voneinander einer Normalverteilung mit der Varianz σ^2 . Abbildung 2.3 zeigt eine Systemskizze eines MIMO Systems. Werden die Antennen bei der Kanalbetrachtung mit einbezogen, spricht man von einem Übertragungskanal, andernfalls von einem Funkkanal.

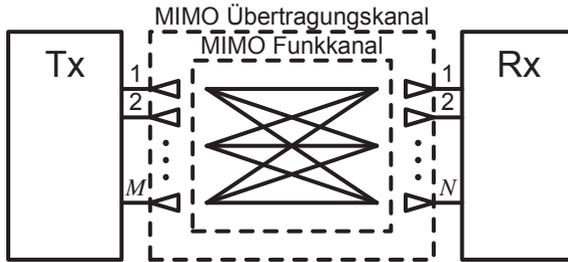


Abbildung 2.3: Übertragungskanal und Funkkanal eines MIMO Systems

Im Gegensatz zu einem SISO Übertragungskanal hat ein MIMO Übertragungskanal die Raumdimensionen am Sender und am Empfänger als zusätzliche Freiheitsgrade. Diese werden anhand der Korrelationen¹ zwischen den Übertragungskoeffizienten eines MIMO Übertragungskanals charakterisiert. Die räumlichen Korrelationen haben einen großen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit eines MIMO Systems, wie beispielsweise das SNR und die Kanalkapazität des Systems und werden insbesondere durch die Wellenausbreitung im Kanal und durch die Abstände der Antennen zueinander bestimmt. Diese Korrelationen müssen deshalb beim Design von MIMO Systemen berücksichtigt werden, um eine Anpassung des Systems an den Kanal zu erreichen [Big07, VP07].

¹ Die standardisierte Kovarianz entspricht der Korrelation. Der Unterschied zwischen einer Kovarianzmatrix und der dazugehörigen Korrelationsmatrix besteht aufgrund der Standardisierung nur in ihren Eigenwerten. Die Eigenvektoren der beiden Matrizen sind identisch. Deshalb werden Ähnlichkeitszusammenhänge in dieser Arbeit überwiegend mit dem Begriff Korrelation beschrieben. Auf den Begriff Kovarianz wird weitgehend verzichtet.

Die allgemeine Korrelationsmatrix $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ von MIMO Übertragungskanälen lautet

$$\mathbf{R} = \mathbb{E}(\text{vec}(\mathbf{H}) \cdot \text{vec}(\mathbf{H})^\dagger) \quad (2.14)$$

Sie ist eine komplexe hermitesche positiv semidefinite Matrix², welche die Korrelation der NM Übertragungskoeffizienten zwischen den M Sende- und den N Empfangsantennen im MIMO Übertragungskanal beschreibt. Hierbei steht $\mathbb{E}(\cdot)$ für den Erwartungswertoperator. Ferner beschreiben die Korrelationsmatrizen $\mathbf{R}_T \in \mathbb{C}^{M \times M}$ und $\mathbf{R}_R \in \mathbb{C}^{N \times N}$ die räumlichen Korrelationen auf Sender- und Empfängerseite:

$$\mathbf{R}_T = \mathbb{E}(\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}) \quad \mathbf{R}_R = \mathbb{E}(\mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger) \quad (2.15)$$

Geht man von einem Rayleigh-verteilten³ MIMO Übertragungskanal mit einer gemeinsamen mittelwertfreien komplexen Normalverteilung der Übertragungskoeffizienten h_{nm} aus [Özc04, WJ02], so kann die Verteilung vollständig durch das zweite zentrale Moment, also durch \mathbf{R} beschrieben werden [Del17]. Das bedeutet, dass die Realisierungen der MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} dem folgenden Zusammenhang genügen [JG05, Özc04]:

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \sqrt{\mathbf{R}} \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (2.16)$$

Hierbei ist $\sqrt{\mathbf{R}}$ die eindeutige Quadratwurzel der Korrelationsmatrix \mathbf{R} mit der Eigenwertzerlegung (engl. *Eigendecomposition*) $\sqrt{\mathbf{R}} = \mathbf{D} \sqrt{\mathbf{\Lambda}} \mathbf{D}^\dagger$, die die Eigenvektoren \mathbf{D} und die Wurzeln der Eigenwerte $\sqrt{\mathbf{\Lambda}}$ von \mathbf{R} enthält. Die Matrixelemente in \mathbf{H}_w sind komplex, mittelwertfrei und unabhängig identisch normalverteilt mit der Varianz eins.

² Eine hermitesche Matrix stimmt mit ihrer adjungierten Matrix überein: $\mathbf{A} = \mathbf{A}^\dagger$. Eine hermitesche Matrix ist positiv semidefinit, wenn alle Eigenwerte der Matrix größer oder gleich null sind [ZF11].

³ Die Rayleigh-Verteilung ergibt sich für einen Mobilfunkkanal ohne Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger [GW98, Pät02], was in städtischer Umgebung überwiegend der Fall ist.

2.3.1 Mehrantennenverfahren

Der große Vorteil von Mehrantennensystemen besteht darin, dass mit ihrer Hilfe die räumlichen Eigenschaften eines Kanals zur Steigerung des Informationsdurchsatzes, der sogenannten Transinformation, genutzt werden können. Dies kann auf zwei verschiedene Arten geschehen: Entweder wird das SNR vergrößert oder man bildet mehrere orthogonale Unterkanäle im Raum aus. Eine Vergrößerung des SNR kann durch eine Strahlformung (engl. *Beamforming*, BF) oder durch Diversity-Verfahren erreicht werden. Bei der Strahlformung wird die Richtcharakteristik einer Antennengruppe gezielt verändert, um das SNR zu erhöhen. Die Strahlformung ist außerdem in der Lage, Interferenz durch räumliches Ausblenden zu vermeiden. Diversity verbessert hingegen die Signalqualität durch mehrfaches Senden und / oder Empfangen und kann dadurch dem ausbreitungsbedingten Schwund entgegenwirken.

Die Nutzung mehrerer orthogonaler Unterkanäle im Raum wird unter dem Begriff Raummultiplexverfahren (engl. *Spatial Multiplexing*) zusammengefasst. Hierbei werden durch mehrfache parallele Anwendung der Strahlformung mehrere räumlich getrennte Unterkanäle gebildet, die nicht interferieren. Dadurch können gleichzeitig und auf derselben Frequenz mehrere parallele Datenströme interferenzfrei übertragen werden. Hierfür ist Kanalkennntnis sowohl am Sender als auch am Empfänger notwendig. Das Raummultiplexverfahren beruht sowohl auf einer Erhöhung des SNR als auch auf der Nutzung mehrerer Unterkanäle, um die Transinformation zu erhöhen [Tel99, Füg10, Rei13]. Dies wird durch eine Diagonalisierung des Kanals mittels Singulärwertzerlegung (engl. *Singular Value Decomposition*, SVD) erreicht:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^\dagger = \sum_{k=1}^K \vec{u}_k \cdot \sqrt{\lambda_k} \cdot \vec{v}_k^\dagger \quad (2.17)$$

Die Matrix $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{N \times M}$ ist eine Diagonalmatrix, welche die nach Größe absteigend sortierten Singulärwerte $\sqrt{\lambda_k}$ auf der Hauptdiagonalen beinhaltet. Sie entsprechen den Wurzeln der Eigenwerte λ_k von $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$ beziehungsweise von $\mathbf{H}^\dagger\mathbf{H}$. Es gilt demnach $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$. Die links- und rechtsseitigen Matrizen der Singulärwertzerlegung $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ und

$\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ sind unitär⁴ und enthalten die Eigenvektoren der MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} . Sie diagonalisieren die Kanalmatrix \mathbf{H} . Hierbei bezeichnet k den Index der räumlichen Unterkanäle mit dem Maximalwert K , welcher dem Rang der Kanalmatrix \mathbf{H} entspricht. Das Ziel ist die Übertragung über die Diagonalmatrix $\mathbf{S} = \mathbf{U}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{V}$, um die orthogonalen Unterkanäle zu erhalten:

$$\vec{y} = \mathbf{U}^\dagger \vec{y} = \mathbf{U}^\dagger (\mathbf{H} \vec{x} + \vec{r}) = \mathbf{U}^\dagger (\mathbf{H} \mathbf{V} \vec{x} + \vec{r}) = \mathbf{S} \vec{x} + \vec{r} \quad (2.18)$$

Hierfür müssen das Sende- und das Empfangssignal einer komplexen Linearkombination unterzogen werden, die eine unitäre Transformation realisiert [ZF13]. Hierbei wird das Rauschsignal ebenfalls gewichtet:

$$\vec{x} = \mathbf{V}^\dagger \vec{x} \quad \vec{y} = \mathbf{U}^\dagger \vec{y} \quad \vec{r} = \mathbf{U}^\dagger \vec{r} \quad (2.19)$$

Diese Transformation der Signale kann als Strahlformung mit den Strahlformungsmatrizen \mathbf{V} am Sender und \mathbf{U}^\dagger am Empfänger interpretiert werden (siehe Abbildung 2.4). Hierbei realisiert jeder Strahlformungsvektor \vec{v}_k beziehungsweise \vec{u}_k eine Richtcharakteristik der entsprechenden Antennengruppe, die einem räumlichen Unterkanal zugeordnet ist.

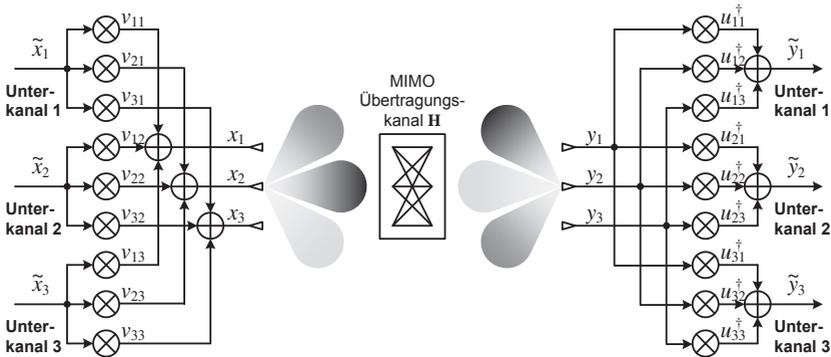


Abbildung 2.4: Blockdiagramm mit Signalverlauf eines MIMO Systems beim Raummultiplexverfahren mit $M = N = 3$

⁴ Für unitäre Matrizen gilt $\mathbf{A}^\dagger = \mathbf{A}^{-1}$ [ZF11].

Die Gleichung (2.13) eines MIMO Systems wurde in die Systemgleichung (2.18) des Räummultiplexverfahrens mit den Eingangssignalen \vec{x} und den Ausgangssignalen \vec{y} überführt [Rei13]. Eigenmoden und Eigenrichtungen sind hierbei Synonyme und repräsentieren die Eigenvektoren der Kanalmatrix \mathbf{H} oder ihrer Korrelationsmatrizen. Sie stehen für die räumlichen Unterkanäle des Kanals [Del17].

2.3.2 Reziprozität des MIMO Übertragungskanals

Das Reziprozitätsprinzip eines MIMO Übertragungskanals besagt, dass sich der Übertragungskanal beim Vertauschen von Sender und Empfänger nicht ändert. Geht man von zwei kombinierten Sende- und Empfangsgeräten (Transceiver) A und B aus, so beschreibt $\mathbf{H}_{A \rightarrow B} \in \mathbb{C}^{N_{A \rightarrow B} \times M_{A \rightarrow B}}$ den MIMO Übertragungskanal vom Sender A zum Empfänger B und $\mathbf{H}_{B \rightarrow A} \in \mathbb{C}^{N_{B \rightarrow A} \times M_{B \rightarrow A}}$ beschreibt den MIMO Übertragungskanal vom Sender B zum Empfänger A (siehe Abbildung 2.5).

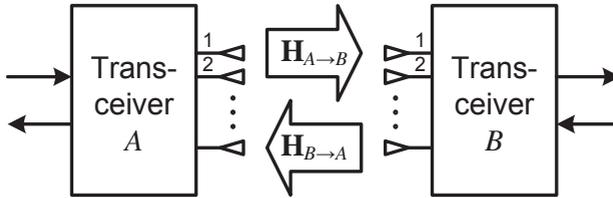


Abbildung 2.5: Reziprozität eines MIMO Übertragungskanals

Die beiden Kanalmatrizen können durch Transponieren ineinander überführt werden [Big07]:

$$\mathbf{H}_{A \rightarrow B} = \mathbf{H}_{B \rightarrow A}^T \quad (2.20)$$

Hierbei beschreibt $M_{A \rightarrow B} = N_{B \rightarrow A}$ die Anzahl der Antennen an Transceiver A und $N_{A \rightarrow B} = M_{B \rightarrow A}$ ist die Anzahl der Antennen an Transceiver B . Die Gleichung (2.20) setzt voraus, dass es dieselben Antennen sind, über die in beiden Übertragungsrichtungen gesendet beziehungsweise empfangen wird. Außerdem müssen die Sende- und Empfangsvorgänge auf derselben Frequenz oder zumindest innerhalb der Kohärenzbandbreite ($\Delta f \leq B_{\text{koh}}$) und zur selben Zeit oder zumindest innerhalb der Kohärenzzeit ($\Delta t \leq T_{\text{koh}}$) stattfinden [Big07].

Zudem müssen alle Sende- beziehungsweise Empfangszweige auf die Fußpunkte der Antennen kalibriert sein, sodass in den Kanalmatrizen keine Hardwareeffekte der Sende- beziehungsweise Empfangselektronik enthalten sind [Big07]. Das maximale SNR (siehe Abschnitt 2.4) und die Kanalkapazität (siehe Abschnitt 2.5) von MIMO Übertragungskanälen bleiben beim Vertauschen von Sender und Empfänger unter bestimmten Bedingungen konstant. Entsprechende Herleitungen hierzu sind im Anhang A.1 zu finden.

2.4 Maximales SNR von Einzel- und Mehrantennensystemen

Die gesamte zur Verfügung stehende Sendeleistung P_T eines Mehrantennensystems besteht aus der Summe aller Teilleistungen $P_{T,m}$ an den M Sendezweigen beziehungsweise aus der Summe aller Teilleistungen $P_{T,k}$ mit denen die K räumlichen Unterkanäle beim Raummultiplexverfahren angeregt werden:

$$P_T = \sum_{m=1}^M P_{T,m} = \sum_{k=1}^K P_{T,k} \quad (2.21)$$

Geht man davon aus, dass die gesendeten Teilleistungen $P_{T,k}$ die Eigenwerte λ_k des Kanals anregen, wie es beim Raummultiplexverfahren der Fall ist, so erhält man die maximal mögliche gesamte Empfangsleistung zu [Tso06]

$$P_R = \sum_{k=1}^K P_{T,k} \cdot \lambda_k \quad (2.22)$$

Die gesamte Rauschleistung σ^2 des Empfängers beträgt

$$\sigma^2 = k_B \cdot T \cdot B \cdot \text{NF} \quad (2.23)$$

Hierin ist k_B die Boltzmann-Konstante und T ist die Umgebungstemperatur. B steht für die Bandbreite und NF beschreibt die Rauschzahl des Empfängers. Damit kann das maximale gesamte Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. *Signal-to-Noise Ratio*, SNR) auf der Empfängerseite

folgendermaßen auf Basis der maximalen gesamten Empfangsleistung P_R angegeben werden:

$$\text{SNR} = \frac{P_R}{\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2} \cdot \sum_{k=1}^K P_{T,k} \cdot \lambda_k \quad (2.24)$$

Ist die Kenntnis über den Kanal nur am Empfänger vorhanden, so wird die gesamte Sendeleistung P_T gleichmäßig über alle M Sendezweige verteilt (engl. *Uniform Power Distribution*, UPD) und es gilt $P_{T,k} = \frac{P_T}{M}$ [Tso06]. Das maximale SNR des Gesamtsystems lautet dann:

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{CSI@Rx}} &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \sum_{k=1}^K \lambda_k = \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{nm}|^2 \\ &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{H}\|_{\text{Fro}}^2 \end{aligned} \quad (2.25)$$

Hierin steht $\|\mathbf{H}\|_{\text{Fro}}$ für die Frobeniusnorm⁵ der MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} . Die gesamte Empfangssignalleistung P_R des Systems beträgt dann nach [LL09]

$$P_R = \frac{P_T}{M} \cdot \|\mathbf{H}\|_{\text{Fro}}^2 \quad (2.26)$$

Unter diesen Annahmen beträgt das maximale gesamte SNR des Kommunikationssystems mit dem MIMO Übertragungskanal \mathbf{H}

$$\text{SNR} = \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{H}\|_{\text{Fro}}^2 \quad (2.27)$$

Die hierin getroffenen Annahmen entsprechen denen der Kanalkapazität unter Kanalkennntnis am Empfänger (siehe Gleichung (2.33)). Für die Berechnung des SNR eines Systems mit Einzelantennen auf der Sender- oder auf der Empfängerseite (SIMO mit $M = 1$ oder MISO mit $N = 1$), wird die MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} in Gleichung (2.27) durch den entsprechenden Übertragungskanalvektor ersetzt.

⁵ Eine Definition der Frobeniusnorm ist im Anhang A.3 zu finden.

Das SNR eines Systems mit Einzelantennen auf beiden Seiten des Kanals (SISO mit $N = M = 1$) ist

$$\text{SNR} = \frac{P_T}{\sigma^2} \cdot |h|^2 \quad (2.28)$$

Hierbei beschreibt h den komplexen Übertragungsfaktor des Kanals. Das in Gleichung (2.27) angegebene SNR bezieht sich auf das gesamte Kommunikationssystem mit M Sende- und N Empfangszweigen. Das SNR pro Empfangszweig von allen Sendezweigen beträgt dementsprechend SNR/N [LL09]. Das entsprechende SNR pro Empfangszweig pro Sendezweig ist $\text{SNR}/(NM)$ [LL09].

2.5 Kanalkapazität von Einzel- und Mehrantennensystemen

Die Kanalkapazität ist definiert als die maximale theoretisch erreichbare fehlerfreie Datenrate eines gegebenen Systems in Bit/s/Hz. Sie ist das Maximum der Transinformation eines Übertragungskanals⁶. Bei gegebenem SNR am Empfänger eines SISO Systems beträgt die Anzahl der unterscheidbaren Zustände 2^C [Sha48, Sha49] für eine Momentaufnahme eines nicht frequenzselektiven und interferenzfreien Übertragungskanals:

$$2^C = 1 + \text{SNR} \quad (2.29)$$

Das SNR berechnet sich aus der Sendeleistung P_T und der Rauschleistung σ^2 mit dem Übertragungsfaktor h des SISO Kanals entsprechend Gleichung (2.28). Die maximale Transinformation eines SISO Systems erhält man aus Gleichung (2.29) durch Auflösen nach C :

$$C = \log_2(1 + \text{SNR}) = \log_2\left(1 + \frac{P_T}{\sigma^2} \cdot |h|^2\right) \quad (2.30)$$

⁶ In der Informationstheorie ist der Begriff Kapazität ausschließlich für die maximale Transinformation reserviert. In der Literatur zu Mehrantennensystemen wird der Begriff Kapazität jedoch informell oft auch dann verwendet, wenn keine Maximierung vorliegt [Jan04, SIM08, Füg10, Rei13, AIKS14]. Deshalb wird dies auch in dieser Arbeit so gehandhabt.

Die Kapazität eines MIMO Kanals berechnet sich aus der MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} , dem Rauschen σ^2 an den Empfangsantennen und der Verteilung der Sendeleistung auf die Sendeantennen [Rei13]. Für einen festen Zeitpunkt eines frequenzflachen MIMO Kanals gilt unter der Annahme von unabhängigem und interferenzfreiem Rauschen [Tso06, Pon10]:

$$C = \max_{\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}: \text{tr}(\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}) \leq P_T} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\mathbf{H}\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}\mathbf{H}^\dagger}{\sigma^2} \right) \right] \quad (2.31)$$

\mathbf{I}_N ist die Einheitsmatrix der Dimension $N \times N$ und $\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}$ ist die positiv semidefinite Korrelationsmatrix des Sendesignalvektors \vec{x} mit $\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}} = \mathbb{E}(\vec{x}\vec{x}^\dagger) \in \mathbb{C}^{M \times M}$. Die Bedingung $\text{tr}(\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}) \leq P_T$ limitiert die gesamte zur Verfügung stehende Sendeleistung des Mehrantennensystems.

Es wird demnach von einem Mehrantennensystem mit konstanter maximaler Sendeleistung P_T ausgegangen. Die Matrixelemente auf der Hauptdiagonalen von $\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}$ geben hierbei die Verteilung der gesamten zur Verfügung stehenden Sendeleistung P_T auf die Unterkanäle an. Die Korrelationsmatrix des Sendesignalvektors $\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}$ wird entsprechend der Maximierung in Gleichung (2.31) gewählt. Ihre Optimierung ist abhängig davon, über welche Kanalkennntnis der Sender verfügt (engl. *Channel State Information at the Transmitter*, CSIT). Das Kanalwissen am Empfänger (engl. *Channel State Information at the Receiver*, CSIR) wird hierbei vorausgesetzt. CSIR ist in fast allen Kommunikationssystemen vorhanden, weil der Empfänger regelmäßig übertragene Pilot-signale für eine Kanalschätzung nutzen kann. Die Genauigkeit dieser Kanalschätzung hängt vom vorhandenen Rauschen und von der Geschwindigkeit ab, mit der sich der Kanal ändert. CSIT ist deutlich schwieriger zu erhalten, weil der Sender hierfür auf eine Rückmeldung der Kanalinformation vom Empfänger an den Sender angewiesen ist. Dies verbraucht jedoch Ressourcen und reduziert die mögliche Nutzdatenrate [DL13]. Alternativ können vom Empfänger Pilotsignale zurück zum Sender übertragen werden, wodurch der Sender eine eigene Kanalschätzung durchführen kann, um die Schätzergebnisse beim nächsten Sendevorgang zu nutzen [VP07]. Hierfür müssen jedoch die Bedingungen erfüllt werden, unter denen das Reziprozitätsprinzip des Kanals Gültigkeit besitzt. Diese sind in Abschnitt 2.3.2 zu finden.

Kanalkennntnis nur am Empfänger

Liegt am Empfänger Kanalwissen vor (CSIR), jedoch nicht am Sender, so ist die optimale Leistungsverteilung eine Gleichverteilung über die M Sendeantennen (engl. *Uniform Power Distribution*, UPD) [Füg10, Rei13]. Die Korrelationsmatrix des Sendesignalvektors beträgt dann:

$$\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}} = \frac{P_T}{M} \cdot \mathbf{I}_M \quad (2.32)$$

Nach dem Einsetzen in Gleichung (2.31) ergibt sich [Tso06]:

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \right) \right] \quad (2.33)$$

Liegt ein breitbandiger beziehungsweise frequenzselektiver Kanal vor, so wird die Bandbreite in schmale, nicht frequenzselektive Unterbänder aufgeteilt. Die Kanalkapazität C wird in diesem Fall über die Unterbänder gemittelt [PNG03, Jan11]. Die Aufteilung der Bandbreite in Unterbänder kann durch das Multiplexverfahren OFDM geschehen (siehe Abschnitt 2.6). In dieser Arbeit wird die Kanalkapazität ausschließlich für den Fall untersucht, dass Kanalkennntnis nur am Empfänger vorliegt.

Kanalkennntnis am Sender und am Empfänger

Verfügen sowohl der Empfänger als auch der Sender über Kanalwissen (CSIT und CSIR), so kann die Sendeleistungsverteilung über die Unterkanäle an die Dämpfung der einzelnen Unterkanäle angepasst werden. Die Berechnung der Verteilung erfolgt nach dem sogenannten Waterfilling-Algorithmus [Tel99, Füg10], um die Matrixelemente auf der Hauptdiagonalen der Korrelationsmatrix des Sendesignalvektors zu bestimmen. Sie geben die Sendeleistungsanteile für alle Unterkanäle an:

$$\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}} = \text{diag}(P_{T,1}, P_{T,2}, \dots) \quad (2.34)$$

Es können große Unterschiede zwischen den Dämpfungen der einzelnen Unterkanäle auftreten. Deshalb kann es vorkommen, dass ein oder mehrere Unterkanäle ein zu geringes SNR aufweisen und deshalb nicht für die Übertragung genutzt werden. Die Kanalkapazität des MIMO Kanals setzt sich aus der Summe der Transinformation der nutzbaren

räumlichen Unterkanäle zusammen [Tel99]. Nach dem Einsetzen in Gleichung (2.31) ergibt sich [Tso06]:

$$C = \log_2 \prod_{k=1}^K \left(1 + \frac{P_{T,k}}{\sigma^2} \cdot \lambda_k \right) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{P_{T,k}}{\sigma^2} \cdot \lambda_k \right) \quad (2.35)$$

Hierbei ist λ_k der k -te Eigenwert von $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$, also der Leistungsübertragungsfaktor des k -ten räumlichen Unterkanals. K ist die Anzahl der Unterkanäle und entspricht dem Rang der MIMO Übertragungskanalmatrix $\text{rank}(\mathbf{H})$.

2.5.1 Intrinsische Kanalkapazität

Ist die zur Verfügung stehende Apertur für Mehrantennensysteme am Sender und am Empfänger begrenzt, so ist ihr Gewinn und dadurch auch die Kanalkapazität beschränkt. Außerdem lässt sich die Anzahl der Antennen nicht beliebig steigern ohne dass die Korrelation der Signale steigt oder diese sogar linear abhängig werden [LL09, Fre17]. Diese Effekte führen zu einer Sättigung der Kanalkapazität für eine große Anzahl an Antennen bei gleichbleibender Größe der Apertur beziehungsweise für kleine Abstände zwischen den Antennen [6]. Der Grenzwert der Kanalkapazität, der sich bei Sättigung einstellt, wird intrinsische Kanalkapazität genannt.

2.5.2 Ergodische Kanalkapazität

Die ergodische Kanalkapazität beschreibt die mittlere Kanalkapazität. Sie ist das Maximum der mittleren Transinformation und beträgt nach [Tel99, Big07, Del17]:

$$C = \max_{\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}: \text{tr}(\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}) \leq P_T} \mathbb{E} \left[\log_2 \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\mathbf{H}\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}\mathbf{H}^\dagger}{\sigma^2} \right) \right] \quad (2.36)$$

Aus der allgemeinen Kanalkapazität (siehe Gleichung (2.31)) erhält man die ergodische Kanalkapazität nach Gleichung (2.36) durch Hinzufügen des Erwartungswertoperators.

2.5.3 Ausfallkapazität

Die Ausfallkapazität (engl. *Outage Capacity*) C_{out} ist eine in der Praxis sehr nützliche Größe, deren mathematischer Ausdruck meist kompliziert zu handhaben ist. Ihr Wert ist mit der Ausfallwahrscheinlichkeit p_{out} verknüpft. Die Ausfallkapazität ist definiert als die minimale Transinformation, die in $(1 - p_{\text{out}})\%$ der Fälle auftritt. Das bedeutet, dass der Kanal in $p_{\text{out}}\%$ der Fälle ausfällt, weil seine Transinformation geringer als oder gleich der Ausfallkapazität C_{out} ist [SM03]:

$$p_{\text{out}} = P[C \leq C_{\text{out}}] \quad (2.37)$$

Der Wert der Ausfallkapazität C_{out} kann als p_{out} -Quantil aus der Verteilungsfunktion (engl. *Cumulative Distribution Function*, CDF) der Kanalkapazität abgelesen werden (siehe Abbildung 2.6).

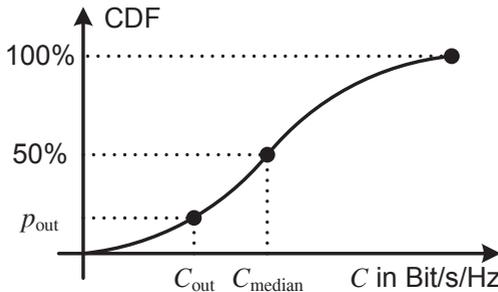


Abbildung 2.6: Verteilungsfunktion der Kanalkapazität mit Ausfallkapazität C_{out} und Median C_{median}

Die CDF ergibt sich aus der Integration der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (engl. *Probability Density Function*, PDF):

$$p_{\text{out}} = \text{CDF}(C_{\text{out}}) = \int_{-\infty}^{C_{\text{out}}} \text{PDF}(C) \cdot dC \quad (2.38)$$

Ein in der Praxis häufig gewählter Wert der Ausfallwahrscheinlichkeit ist $p_{\text{out}} = 10\%$ [Rei13]. Für $p_{\text{out}} = 50\%$ entspricht die Ausfallkapazität C_{out} dem Median der Kanalkapazität, der meist Werte nahe der ergodischen Kanalkapazität annimmt.

2.6 OFDM-Übertragung

Das Orthogonale Frequenzmultiplexverfahren (engl. *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM) ist ein Multiplexverfahren, das mehrere orthogonale Trägerfrequenzen nutzt, um mehrere Datenströme zeitgleich zu übertragen. Es wird in zahlreichen Technologien der drahtgebundenen und der drahtlosen Datenübertragung eingesetzt. Die einzelnen Trägersignale werden OFDM-Unterträger genannt. Für die Modulation der Daten auf die OFDM-Unterträger werden typischerweise Amplituden- und Phasenmodulationsverfahren eingesetzt. Ein OFDM-Signal kann durch den folgenden Ausdruck beschrieben werden [Stu12]:

$$s(t) = \sum_{n_s=0}^{N_s-1} \sum_{n_c=0}^{N_c-1} d(n_s N_c + n_c) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot n_c \cdot \Delta f \cdot t} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - n_s T_s}{T_s}\right) \quad (2.39)$$

Die Funktion $\text{rect}(t/T_s)$ beschreibt ein Rechteckfenster der Länge T_s . $s(t)$ ist das komplexwertige OFDM-Signal im Basisband und das komplexwertige Modulationssymbol, das die zu übertragende Information enthält, wird durch $d(n_s N_c + n_c)$ beschrieben. N_s und N_c sind die Anzahl der OFDM-Symbole und der genutzten OFDM-Unterträger mit den Zählindizes n_s und n_c . Δf beschreibt den Frequenzabstand zweier benachbarter OFDM-Unterträger und T_s ist die Symboldauer eines OFDM-Symbols. Die Basisbandfrequenz eines OFDM-Unterträgers berechnet sich zu [Kam04]

$$f_{n_c} = n_c \cdot \Delta f = \frac{n_c}{T_s} \quad \text{mit } n_c = 0, \dots, N_c - 1 \quad (2.40)$$

Das bedeutet, dass die Frequenzen der Unterträger im Basisband ein ganzzahliges Vielfaches der durch die OFDM-Symboldauer T_s festgelegten Grundschwingung betragen. Diese Bedingung sorgt dafür, dass die OFDM-Unterträger orthogonal sind und im Empfänger interferenzfrei getrennt werden können [Kam04].

Setzt man beispielhaft $n_s = 0$ erhält man eine vereinfachte Darstellung eines einzelnen OFDM-Symbols für $0 \leq t \leq T_s$:

$$s(t) = \sum_{n_c=0}^{N_c-1} d(n_c) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot n_c \cdot \Delta f \cdot t} \quad (2.41)$$

Aufgrund der rechteckigen Pulsformung des OFDM-Signals beschreibt das Spektrum jedes Unterträgers eine $\sin(x)/x$ -Funktion. Das Spektrum des gesamten OFDM-Signals $S(f)$ besteht somit aus der Summe aller N_c um Δf zueinander verschobenen $\sin(x)/x$ -Funktionen [Stu12]:

$$S(f) = \sqrt{T_s} \cdot \sum_{n_c=0}^{N_c-1} d(n_c) \cdot \frac{\sin(\pi \cdot (f - f_{n_c}) \cdot T_s)}{\pi \cdot (f - f_{n_c}) \cdot T_s} \quad (2.42)$$

Durch das Aufteilen des Datenstroms in mehrere parallele Datenströme ergibt sich eine längere Symboldauer, was die Robustheit der Übertragung erhöht und die Entzerrung im Empfänger vereinfacht. Außerdem nutzt OFDM das verfügbare Spektrum sehr effizient. Das Zeitsignal $s(t)$ besitzt jedoch keine konstante Einhüllende, was zu großen Werten des quadrierten Scheitelfaktors (engl. *Peak-to-Average Power Ratio*, PAPR) führen kann. Daraus ergeben sich hohe Anforderungen an die Linearität der Hardwarekomponenten.

Werden die einzelnen OFDM-Unterträger auf mehrere Nutzerkanäle verteilt, spricht man vom OFDMA-Verfahren (engl. *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*) [KR02]. In dieser Arbeit werden OFDM-Signale im Rahmen einer Kanalmessung eingesetzt. Hierbei wird das OFDMA-Verfahren genutzt, um Signale unterschiedlicher Sendeweige zu trennen.

3 Methoden der Synthese von Antennenrichtcharakteristiken

Die Synthese von Antennenrichtcharakteristiken beschreibt eine neue Entwurfsmethode mobiler Antennensysteme. Das Ziel hierbei ist es, Kanalwissen bereits während der Antennenentwicklung zu nutzen. Dieses Kanalwissen kann entweder durch Simulationen oder durch Messungen des Übertragungskanals mittels Abtastantennen gewonnen werden. Die Antennensynthese benötigt als weitere Eingangsparameter die Bedingungen des zu entwerfenden Antennensystems. Hierzu zählen beispielsweise die Anzahl, die Größe und die geometrische Anordnung der zu entwerfenden Antennen. Als Ergebnis liefert die Antennensynthese einzelne feste Richtcharakteristiken. Diese Antennenrichtcharakteristiken sind durch die Optimierung an die Statistik der Richtungsselektivität des zu erwartenden Kanals angepasst, in dem das Kommunikationssystem arbeiten soll. Dadurch werden das SNR und die Kanalkapazität des Kommunikationssystems optimiert.

Der Übertragungskanal \mathbf{H} ist im Allgemeinen zeit-, frequenz- und umgebungsabhängig. Aufgrund der kurzen Symboldauer und der schmalbandigen Unterträger wird in dieser Arbeit von einem zeitinvarianten und frequenzunabhängigen Kanal ausgegangen (siehe Abschnitte 2.2.1 und 2.2.2). Die Umgebungsabhängigkeit des Übertragungskanals ist Gegenstand der Optimierung durch die Antennensynthese und wird mit der Dimension der Kanalrealisierungen (engl. *Channel Realization*, CR) anhand dem Zählindex n_{cr} und der Gesamtanzahl N_{cr} der Kanalrealisierungen beschrieben.

Ein Syntheseansatz für umgebungsvariante Kanäle wurde erstmals in [RPWZ11, Rei13, 30–33] als neuartige Methodik für den Fahrzeugmehrantennenentwurf in umgebungsvarianten Kanälen vorgestellt. Erläuterungen zu den Grundlagen und zur Idee der Antennensynthese mit Ergebnissen, welche mit Hilfe von simulierten Kanälen erzeugt wurden, sind in [6] zu finden. In diesen Arbeiten wurden insbesondere Kommunikationskanäle zwischen Fahrzeugen (engl. *Car-to-Car Communication*,

C2C) untersucht. In [Sto13] wurden diese Methoden dann auch auf simulierte Kanäle der Mobilkommunikation zwischen einer Basisstation und einem Fahrzeug angewendet. Die in diesem Kapitel beschriebene Arbeit hebt sich von den bereits bekannten Veröffentlichungen insbesondere durch die Entwicklung optimaler Syntheselösungen sowohl für die ergodische Kanalkapazität als auch für die Ausfallkapazität ab. Definitionsgemäß existieren keine Lösungen des Syntheseproblems, die die Leistungsfähigkeit der optimalen Lösungen mit Blick auf die Optimierungskriterien übertreffen.

In den nachfolgenden Abschnitten wird zunächst der allgemeine Syntheseansatz vorgestellt (siehe Abschnitt 3.1). Hierbei werden die Eigenschaften und Grenzen der Antennensynthese mit simulierten und gemessenen Übertragungskanälen erläutert und gegenübergestellt. Anschließend werden in den Abschnitten 3.2 und 3.3 die Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse und auf Basis von Eigenbeamforming vorgestellt. Hierbei werden optimale Syntheseansätze sowohl zur Maximierung der ergodischen Kanalkapazität als auch zur Maximierung der Ausfallkapazität an beliebigen Quantilen entwickelt. Der Zusammenhang beider Syntheseverfahren wird in Abschnitt 3.4 analysiert. Abschnitt 3.5 fasst die in diesem Kapitel gewonnenen Erkenntnisse zusammen.

3.1 Syntheseansatz für umgebungsvariante Kanäle

Die Antennensynthese besteht aus mehreren Schritten, welche in Abbildung 3.1 als Blockdiagramm zu sehen sind. Zuerst werden die groben Designziele und Bedingungen des zu entwerfenden Antennensystems festgelegt. Hierzu gehören:

- Zweck der Antennensynthese (beispielsweise eine Optimierung der Kanalkapazität)
- Standort und Anordnung der zu entwerfenden Antenne/n
- Sichtbereich der zu entwerfenden Antenne/n
- Betriebsfrequenz
- Polarisation

- Apertur, die für das Antennensystem zur Verfügung steht
- Anzahl an Zweigen des zu entwerfenden Antennensystems (SISO oder MIMO)

Außerdem werden die Szenarien ausgewählt, welche als Kanalinformation in die Synthese einfließen sollen. Übliche morphologische Klassen der Szenarien sind beispielsweise Stadt, Land und Autobahn. Anschließend werden die Konfigurationen der Abtastantennen am Sender und am Empfänger festgelegt. Hierfür wird die Apertur, die für das Antennensystem zur Verfügung steht, mit Abtastantennen in einem bestimmten Abstand gefüllt. Dies ist beispielhaft anhand einer zweidimensionalen Apertur in Abbildung 3.2a und einer dreidimensionalen Apertur in Abbildung 3.2b gezeigt. Die Punkte stehen für Abtastantennen und die Freihandlinien markieren die Grenzen der zur Verfügung stehenden Apertur. Auf die Form und die Richtcharakteristik der Abtastantennen

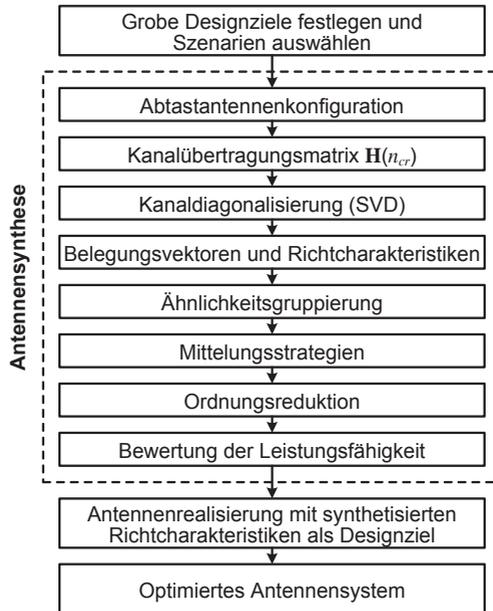


Abbildung 3.1: Blockdiagramm der Antennensynthese [6]

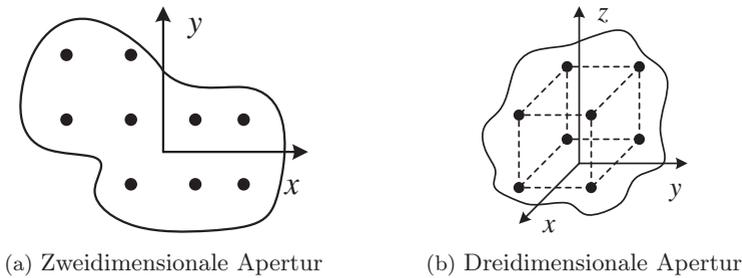


Abbildung 3.2: Skizzen beispielhafter Aperturen, die für eine Antennensynthese zur Verfügung stehen und mit Abtastantennen gefüllt sind

wird in den Abschnitten 3.1.1 und 3.1.2 näher eingegangen. Mit diesem Aufbau wird daraufhin die umgebungsabhängige Kanalübertragungsmatrix \mathbf{H} im Rahmen von Kanalsimulationen oder Kanalmessungen abgetastet und die Kanaldaten für eine spätere Auswertung aufgezeichnet. Die so bestimmten Kanalübertragungsmatrizen \mathbf{H} werden nachfolgend mittels Singulärwertzerlegung einer Kanaldiagonalisierung unterzogen. Daraus erhält man die Belegungsvektoren und Richtcharakteristiken, welche ebenfalls umgebungsabhängig sind.

Daran anschließend werden Ähnlichkeitsgruppierungen und Mittelungsstrategien angewendet, welche den Hauptteil der Berechnungen der Antennensynthese bilden. Diese Verarbeitung bestimmt aus den zahlreichen Belegungsvektoren wenige gemittelte Belegungsvektoren, welche die aus der Kanalabtastung bestimmte Kanalinformation bestmöglich repräsentieren. Welches Ziel hierbei verfolgt wird, hängt vom Zweck der Antennensynthese ab. In dieser Arbeit wird hauptsächlich der Zweck der Maximierung des SNR und der Kanalkapazität des gesuchten und zu synthetisierenden Zielsystems verfolgt. Die Abschnitte 3.2 und 3.3 beinhalten die Details zur Ähnlichkeitsgruppierung und zu den Mittelungsstrategien. Daran schließt sich eine Ordnungsreduktion an. Die meisten Syntheseverfahren liefern so viele synthetisierte Belegungsvektoren, wie Abtastantennen eingesetzt wurden. Weil jedoch meistens die Anzahl der zu synthetisierenden Zweige geringer ist als die Anzahl der genutzten Abtastantennen, werden hier wenige Belegungsvektoren als Synthesergebnis ausgewählt. Dies reduziert die Ordnung des Abtastvorgangs auf die Ordnung des gesuchten Zielsystems.

Anschließend wird die Leistungsfähigkeit des Zielsystems bestimmt und bewertet. Dies findet meist anhand des zu erwartenden SNR und der zu erwartenden Kanalkapazität des synthetisierten Antennensystems statt, kann aber auch die Bewertung anderer relevanter Parameter enthalten. Falls die Ergebnisse zufriedenstellend sind, kann mit der Realisierung der synthetisierten Antenne fortgefahren werden. Andernfalls können Designparameter der Antennensynthese angepasst werden und der Synthesevorgang ab einer beliebigen Stelle im Blockdiagramm in Abbildung 3.1 wiederholt werden, um einen weiteren Entwicklungszyklus der Antennensynthese zu erhalten.

Bei der Realisierung der synthetisierten Antenne werden die synthetisierten Richtcharakteristiken als Designvorgabe der Antennensynthese bestmöglich anhand der Entwicklung und dem Aufbau einer realen Antenne verwirklicht. Dieser Realisierungsschritt ist nicht Teil dieser Arbeit und wurde bereits in [RPJZ11, Rei13, Kow13, 23] und [25] anhand von Beispielen beschrieben. Als Ergebnis der Antennensynthese erhält man ein realisiertes Antennensystem, welches entsprechend den gewählten Designzielen optimiert ist.

3.1.1 Eigenschaften und Grenzen der Antennensynthese mit simulierten Übertragungskanälen

Die Genauigkeit, mit der ein simulierter Übertragungskanal reale Übertragungskanäle abbildet, hängt von dem zugrunde liegenden Modell des Kanals ab. Prinzipiell trifft jedes Kanalmodell einer Simulation Vereinfachungen und nutzt Näherungen, welche die Realität näherungsweise nachbilden. Aus diesem Grund werden simulierte Kanalmodelle oft durch den Vergleich mit Referenzmessungen von Übertragungskanälen verifiziert, wie beispielsweise in [FMKW06, RMFZ11]. Um möglichst realitätsnahe Syntheseergebnisse zu erhalten, sind genaue Kanalmodelle notwendig. Idealerweise wird zum Vergleich zusätzlich zur Simulation eine Antennensynthese auf Basis gemessener Übertragungskanäle durchgeführt. Die Anzahl der Abtastantennen kann bei Kanalsimulationen beliebig gewählt werden und wird nur durch den entsprechenden Rechenaufwand und die verbleibende Simulationsgenauigkeit begrenzt. Für eine praktikable Antennensynthese wird meist ein Abstand benachbarter Abtastantennen von ungefähr $\lambda/2$ gewählt, weil ab diesem Wert die intrinsischen Kanalkapazität erreicht wird [6].

In Kanalsimulationen ist meistens keine Verkopplung zwischen den Zweigen und zwischen den einzelnen Antennen enthalten. Das Übersprechen muss für eine Berücksichtigung in der Simulation explizit implementiert sein. Verkopplungen sind Effekte der verwendeten Hardware, die nicht direkt auf den Ausbreitungskanal zurückzuführen sind. Deshalb reduzieren sie prinzipiell die Menge der gesammelten Kanalinformation und verschlechtern somit die Ergebnisse der Antennensynthese. Die in dieser Arbeit untersuchten Kanalsimulationen beinhalten kein Übersprechen und führen deshalb tendenziell zu einer Überbewertung der Leistungsfähigkeit einer Antennensynthese, weil auch realisierte synthetisierte Antennen übersprechen.

Insbesondere Kanalsimulationen, die auf der Simulation einzelner Ausbreitungspfade basieren, bieten eine vollständige Auflösung der Mehrwegekomponenten (engl. *Multipath Component*, MPC). Hierzu zählen strahlenoptische Kanalmodelle wie beispielsweise Raytracing [Cic94, Mau05, Jan11] oder allgemein pfadbasierte Kanalmodelle. Das bedeutet, dass für jede MPC folgende Informationen zur Verfügung stehen: Amplitude und Phase, Polarisation, DOD am Sender und DOA am Empfänger, Verzögerungszeit und Dopplerverschiebung. Diese Informationen können abhängig vom Ziel der Antennensynthese ausschlaggebend sein. Soll mittels der Antennensynthese beispielsweise eine Reduzierung der Doppler- oder der Impulsverbreiterung erzielt werden, wie es in [Rei13, 6] erwähnt wurde, so sind die Dopplerverschiebung beziehungsweise die Verzögerungszeit notwendige Informationen der Antennensynthese. Die Parameter Amplitude, Phase, DOD am Sender und DOA am Empfänger sind notwendige Informationen für ein Leistungswinkelspektrum. Ein Leistungswinkelspektrum stellt die raumwinkelabhängige Häufigkeit und Stärke der Ausbreitungspfade dar. Diese Information erleichtert die Ergebnisinterpretation einer Antennensynthese, weil die räumliche Gewichtung der Antennensynthese direkt mit dem Leistungswinkelspektrum des Kanals verglichen werden kann. Die Phase ist hierbei nur von Bedeutung, falls ein kohärentes Leistungswinkelspektrum bestimmt wird. Ein inkohärentes Leistungswinkelspektrum ist unabhängig von der Phaseninformation.

Kanalsimulationen bieten außerdem die Möglichkeit, isotrope Richtdiagramme für die Abtastantennen vorzusehen. Dies erlaubt eine Antennensynthese, die auf Kanälen beruht, welche keine räumliche Gewichtung der Ausbreitungspfade und keine toten Winkel im Sichtbereich

der Abtastantennen beinhalten. Dies erhöht prinzipiell die Leistungsfähigkeit der Antennensynthese, weil eine Gewichtung die Synthesergebnisse verfälschen kann. Insbesondere tote Winkel im Sichtbereich der Abtastantennen (Nullstellen im Richtdiagramm) führen dazu, dass Ausbreitungspfade dieser Richtungen nicht in die Synthese einfließen und ungewollt ausgeblendet werden. Zudem erlauben pfadbasierte Kanalsimulationen meistens sogar das nachträgliche Austauschen der Richtdiagramme nach der eigentlichen Kanalsimulation ohne eine erneute Simulation, weil neben dem Übertragungskanal auch eine Simulation des Funkkanals erfolgt. Dies kann Rechenaufwand einsparen und Optimierungszyklen zeitlich verkürzen.

3.1.2 Eigenschaften und Grenzen der Antennensynthese mit gemessenen Übertragungskanälen

Messungen von Übertragungskanälen beinhalten alle Ausbreitungseffekte ohne Näherung und ermöglichen daher prinzipiell hohe Genauigkeiten beim Sammeln von Kanalinformation für eine Antennensynthese. Jedoch sind auch ungewollte Effekte beispielsweise der Sender- und der Empfängerhardware in den Messergebnissen enthalten und müssen gegebenenfalls durch Kalibrieren kompensiert werden. So haben die Abtastantennen beispielsweise eine endliche Polarisationsreinheit, was ein ungewolltes Übersprechen der Polarisation zur Folge haben kann.

Die Anzahl an Abtastantennen ist bei Kanalmessungen limitiert durch den eingesetzten Messaufbau und dessen Kosten, das verfügbare Volumen für die Montage der Abtastantennen, die Größe der Abtastantennen und deren minimalen Abstand, weil mit geringerem Abstand die gegenseitige Beeinflussung der Abtastantennen durch überlappende Antennenwirkflächen zunimmt. Die genaue Gestaltung der Gruppe aus Abtastantennen muss daher für jede Anwendung, also für jede zu synthetisierende Antenne erneut entsprechend entworfen werden. Nicht zuletzt existiert auch hier die Sättigung der intrinsischen Kapazität bei vielen Abtastantennen pro Volumen [6].

Verkopplung zwischen den Zweigen ist in Messungen des Kanals stets vorhanden und kann nur nachträglich durch Entkopplungsalgorithmen minimiert werden. Dieses Übersprechen beinhaltet aus informationstheoretischer Sicht ausschließlich redundante Information und führt deshalb tendenziell zu einer Unterbewertung des Synthesegewinns.

Die Mehrwegekomponenten sind bei Kanalmessungen meistens nicht vollständig räumlich aufgelöst. Dies hängt vom Kanalmesssystem ab, weil für eine gute Auflösung viele Abtastantennenelemente und große Aperturen notwendig sind. Deshalb ist auf Basis von Kanalmessungen meistens kein hochaufgelöstes Leistungswinkelspektrum bestimmbar. Auch die Bestimmung der Verzögerungszeit ist nur mit großem technischem Aufwand durch zeitliche Synchronisation zwischen dem Sender- und dem Empfängeraufbau möglich.

Die Bestimmung der Dopplerverschiebung ist entsprechend nur mit einer Frequenz-Synchronisation zwischen dem Sender- und dem Empfängeraufbau realisierbar. Deshalb sind mittels Messungen des Kanals anstelle einzelner Mehrwegekomponenten meistens nur Übertragungskoeffizienten als kohärente Summen aller Mehrwegekomponenten oder Gruppen von Mehrwegekomponenten bestimmbar. Dennoch können mittels praktikabler Kanalmessungen zuverlässige Syntheseergebnisse erzielt werden, wie in den Kapiteln 5 und 6 gezeigt wird.

Um Kanalmessungen durchführen zu können, müssen die Richtdiagramme der Abtastantennen eine realisierbare Form besitzen. So sind beispielsweise omnidirektionale Richtcharakteristiken möglich, aber isotrope Richtcharakteristiken sind nicht realisierbar. Dies führt zu einer räumlichen Gewichtung der Ausbreitungspfade während der Messung. Im Extremfall von Nullstellen im Richtdiagramm treten tote Winkel im Sichtbereich der Abtastantennen auf, welche die Ausbreitungspfade dieser Richtungen während der Synthese ungewollt vollständig außer Acht lassen. Diese Nullstellen dürfen deshalb nur in Richtungen existieren, in denen während der Kanalmessung keine Ausbreitungspfade auftreten, welche zur Kanalinformation beitragen. Weil eine räumliche Gewichtung die Syntheseergebnisse hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit beeinträchtigen kann, sollten Abtastantennen mit omnidirektionalen Richtcharakteristiken gewählt werden, um über möglichst große Winkelbereiche gleichbleibende Gewichtungen durch die Richtcharakteristik zu erreichen und um den Sichtbereich der Abtastantennen möglichst groß zu gestalten. Unvermeidbare Nullstellen im Richtdiagramm der Abtastantennen müssen durch Vorwissen über den zu untersuchenden Kanal an unproblematischen Stellen platziert werden.

Eine nachträgliche Änderung der Richtdiagramme nach der eigentlichen Kanalmessung ohne eine erneute Messung ist nicht möglich, weil durch die Anwendung realer Antennen beim Messvorgang der Übertragungskanal bestimmt wird.

3.1.3 Überblick der Antennensynthese mit gemessenen und simulierten Kanälen

Tabelle 3.1 zeigt einen gekürzten Überblick der Gegenüberstellung der auf gemessenen und auf simulierten Kanälen beruhenden Antennensynthese. Sie fasst die Inhalte der vorhergehenden Abschnitte 3.1.1 und 3.1.2 zusammen.

Tabelle 3.1: Gegenüberstellung der auf gemessenen und auf simulierten Kanälen beruhenden Antennensynthese

Vergleich	Kanalsimulation	Kanalmessung
Genauigkeit der Kanalinformation	abhängig vom Kanalmodell	Ausbreitungseffekte vollständig enthalten
Anzahl der Abtastantennen	beliebig	limitiert durch Messaufbau und Kosten
Verkopplung zwischen den Zweigen, Antennen	meist nicht enthalten	immer vorhanden
Auflösung der Mehrwegekomponenten	bei pfadbasierten Modellen möglich	meist nicht vollständig vorhanden
Bestimmung der Verzögerungszeit	möglich	Zeitsynchronisation notwendig
Bestimmung der Dopplerverschiebung	möglich	Frequenzsynchronisation notwendig
Anwendung isotroper Kugelstrahler	möglich (Funkkanal)	nicht möglich (Übertragungskanal)
nachträgliche Änderung der Richtdiagramme	möglich (Funkkanal)	nicht möglich (Übertragungskanal)

3.2 Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse

Das Syntheseverfahren auf Basis einer Hauptkomponentenanalyse wurde erstmals in [5] veröffentlicht. Hierin wurde die Antennensynthese durch die Anwendung der SVD im Schritt der Ähnlichkeitsgruppierung und Mittelung hinsichtlich der Erhöhung der Kanalkapazität deutlich verbessert. Zudem werden in [5] erstmalig Synthesergebnisse vorgestellt, welche auf umgebungsvarianten Übertragungskanalmessungen in mobilen Kommunikationsszenarien basieren. Die Anwendung der Antennensynthese auf Kanalmessungen wird eingehend in Kapitel 6 beschrieben. Eine Gesamtübersicht der Syntheseverfahren und der getroffenen Annahmen mit den entsprechenden Optimierungskriterien ist in Abschnitt 1.4 gegeben (siehe Abbildung 1.1 auf Seite 8).

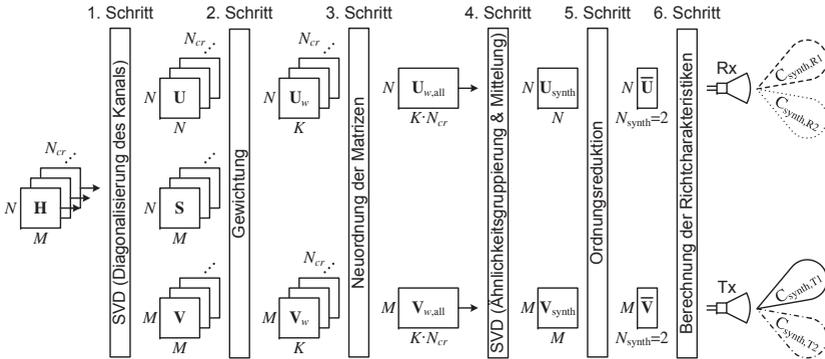


Abbildung 3.3: Blockschaltbild der Antennensynthese mit Singulärwertzerlegung zur Synthese von $N_{synth} = 2$ Sende- und Empfangsrichtcharakteristiken [5]

Zu Beginn der Antennensynthese wird das Volumen abgetastet, das für die Montage der zu entwerfenden mobilen Antenne am gewünschten Ort zur Verfügung steht. Hierbei werden mehrere sogenannte Abtastantennen verwendet und die Kanalmatrix \mathbf{H} bestimmt. Die Abtastantennen werden nur während dem Synthesevorgang benötigt und sammeln die volumenbegrenzte Information des Übertragungskanals ein, indem sie das Feld abtasten. Die Berechnung der Antennensynthese, welche mit

den simulierten oder gemessenen Übertragungskanalmatrizen beginnt, ist in Abbildung 3.3 als Blockschaltbild zu sehen. Der allgemeine Syntheseansatz wird nachfolgend genauer beschrieben.

Im ersten Schritt der Antennensynthese wird die MIMO Kanalmatrix \mathbf{H} in die unitären Strahlformungsmatrizen $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ am Sender und $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ am Empfänger zerlegt. Dies geschieht durch die Anwendung der Singulärwertzerlegung (engl. *Singular Value Decomposition*, SVD) auf alle N_{cr} Kanalrealisierungen. Das Vorgehen entspricht mathematisch dem in Abschnitt 2.3.1 vorgestellten Räummultiplexverfahren.

$$\mathbf{H}(n_{cr}) = \mathbf{U}(n_{cr}) \cdot \mathbf{S}(n_{cr}) \cdot \mathbf{V}(n_{cr})^\dagger \quad \forall n_{cr} \in [1, N_{cr}] \quad (3.1)$$

Die Strahlformungsvektoren \vec{v}_k und \vec{u}_k sind die Spaltenvektoren der Strahlformungsmatrizen \mathbf{V} und \mathbf{U} . Die dazugehörigen Singulärwerte $\sqrt{\lambda_k}$ stehen auf der Hauptdiagonalen der Diagonalmatrix $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{N \times M}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}(n_{cr}) &= \{\vec{u}_1(n_{cr}), \vec{u}_2(n_{cr}), \dots, \vec{u}_N(n_{cr})\} \\ \mathbf{V}(n_{cr}) &= \{\vec{v}_1(n_{cr}), \vec{v}_2(n_{cr}), \dots, \vec{v}_M(n_{cr})\} \\ \mathbf{S}(n_{cr}) &= \text{diag} \left(\sqrt{\lambda_1(n_{cr})}, \dots, \sqrt{\lambda_K(n_{cr})} \right) \\ &\text{mit } K = \text{rank}(\mathbf{H}(n_{cr})) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Hierbei ist k der Index der räumlichen Unterkanäle mit dem Maximalwert K , welcher dem Rang der Kanalmatrix \mathbf{H} entspricht.

Im zweiten Schritt werden die Strahlformungsvektoren gewichtet. Diese Gewichtung ist optional und die Gewichtungsfunktion kann beliebig gewählt werden [6]. Dadurch werden die Strahlformungsvektoren, welche einen Betrag von eins besitzen, auf einen Betrag skaliert, welcher von der Gewichtung abhängig ist. Der Gewichtungsfaktor für die Strahlformungsvektoren wird mit g bezeichnet und die Gewichtungsmatrix für eine Kanalrealisierung ist \mathbf{G} . Mit der Gewichtung ergibt sich am Sender

$$\begin{aligned} \vec{v}_{wk}(n_{cr}) &= \vec{v}_k(n_{cr}) \cdot g(n_{cr}) \\ \mathbf{V}_w(n_{cr}) &= \mathbf{V}(n_{cr}) \cdot \mathbf{G}(n_{cr})^\text{T} \in \mathbb{C}^{M \times K} \\ &= \{\vec{v}_{w1}(n_{cr}), \dots, \vec{v}_{wK}(n_{cr})\} \end{aligned} \quad (3.3)$$

und für die Empfängerseite

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_{wk}(n_{cr}) &= \vec{u}_k(n_{cr}) \cdot g(n_{cr}) \\
 \mathbf{U}_w(n_{cr}) &= \mathbf{U}(n_{cr}) \cdot \mathbf{G}(n_{cr}) \in \mathbb{C}^{N \times K} \\
 &= \{\vec{u}_{w1}(n_{cr}), \dots, \vec{u}_{wK}(n_{cr})\}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Die Gewichtung verstärkt und steuert den Mittelungsvorgang, der im Schritt vier stattfindet. Die Wahl der Gewichtung hängt vom Ziel der Antennensynthese ab. In [Rei13, 6] werden die Frobeniusnorm¹ der Kanalmatrix $\|\mathbf{H}\|_{\text{Fro}}$, die Leistung einzelner Übertragungskoeffizienten h_{nm} und die Dispersion der Eigenwerte² (engl. *Eigenvalue Dispersion*, EVD), sowie Gewichtungen zur Reduzierung der Doppler- und der Impulsverbreiterung vorgeschlagen. Eine Gewichtung, welche zu einer Maximierung der Kanalkapazität führt, wurde nicht vorgestellt. Dies wird in der vorliegenden Arbeit erreicht (siehe Abschnitt 3.4).

Im dritten Schritt findet eine Neuordnung der bei der Antennensynthese beteiligten Matrizen statt. Die gewichteten komplexen Strahlformungsvektoren aller Kanalrealisierungen werden in eine Matrix $\mathbf{V}_{w,all}$ für den Sender und in eine Matrix $\mathbf{U}_{w,all}$ für den Empfänger einsortiert:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{w,all} &= \{\mathbf{V}_w(1), \dots, \mathbf{V}_w(N_{cr})\} \in \mathbb{C}^{M \times K \cdot N_{cr}} \\
 &= \{\vec{v}_{w1}(1), \dots, \vec{v}_{wK}(N_{cr})\} \\
 \mathbf{U}_{w,all} &= \{\mathbf{U}_w(1), \dots, \mathbf{U}_w(N_{cr})\} \in \mathbb{C}^{N \times K \cdot N_{cr}} \\
 &= \{\vec{u}_{w1}(1), \dots, \vec{u}_{wK}(N_{cr})\}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Diese Neuordnung ist eine notwendige Vorbereitung für den nachfolgenden vierten Schritt.

Im vierten Schritt finden die Ähnlichkeitsgruppierung und die Mittelung der gewichteten komplexen Strahlformungsvektoren \vec{v}_w und \vec{u}_w über mehrere Orte beziehungsweise Umgebungen des mobilen Systems statt. Dies ist der wichtigste Schritt der Antennensynthese, weil hierbei die Antennensysteme am Sender und am Empfänger an den Übertragungskanal angepasst werden. Diese Anpassung geschieht, indem die

¹ Eine Definition der Frobeniusnorm ist im Anhang A.3 zu finden.

² Eine Definition der Dispersion der Eigenwerte ist im Anhang A.4 zu finden.

wichtigen Hauptrichtungen mit einem hohen Antennengewinn versehen werden. Zudem werden andere unwichtige Raumrichtungen ausgeblendet beziehungsweise gedämpft. Erstmals wird der Schritt der Ähnlichkeitsgruppierung und Mittelung anhand einer Hauptkomponentenanalyse über die Dimension der Kanalrealisierungen verwirklicht [5]. Die Ähnlichkeitsgruppierung und die Mittelung fanden in [Rei13, 6] nicht durch eine Hauptkomponentenanalyse statt. Stattdessen wurde ein Mittelungsansatz mit Strahlformungsvektoreuzuordnung, Phasenkorrektur der Strahlformungsvektoren und Schwellwertentscheidungen über die Anzahl der relevanten Unterkanäle angewendet. Die Hauptkomponentenanalyse lautet am Sender

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{w,all} \cdot \mathbf{V}_{w,all}^\dagger &= \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \mathbf{V}(n_{cr}) \mathbf{G}(n_{cr})^2 \mathbf{V}(n_{cr})^\dagger \\ &= \mathbf{V}_{\text{synth}} \cdot \mathbf{\Lambda}_{T,\text{synth}} \cdot \mathbf{V}_{\text{synth}}^\dagger \end{aligned} \quad (3.6)$$

und am Empfänger

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{w,all} \cdot \mathbf{U}_{w,all}^\dagger &= \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \mathbf{U}(n_{cr}) \mathbf{G}(n_{cr})^2 \mathbf{U}(n_{cr})^\dagger \\ &= \mathbf{U}_{\text{synth}} \cdot \mathbf{\Lambda}_{R,\text{synth}} \cdot \mathbf{U}_{\text{synth}}^\dagger \end{aligned} \quad (3.7)$$

Sie entspricht mathematisch einer Eigenwertzerlegung (engl. *Eigendecomposition*) der Matrixprodukte $\mathbf{V}_{w,all} \cdot \mathbf{V}_{w,all}^\dagger$ und $\mathbf{U}_{w,all} \cdot \mathbf{U}_{w,all}^\dagger$. Es ist auch möglich, die Matrizen $\mathbf{V}_{w,all}$ und $\mathbf{U}_{w,all}$ direkt mit Hilfe der SVD zu zerlegen, um die Ergebnisse $\mathbf{V}_{\text{synth}}$ und $\mathbf{U}_{\text{synth}}$ zu erhalten. Dies ist jedoch mit enormem Mehraufwand bei der Berechnung verbunden, weil die zweiten Dimensionen von $\mathbf{V}_{w,all}$ und $\mathbf{U}_{w,all}$ mit $K \cdot N_{cr}$ sehr groß sind. Die zweiten Dimensionen der Matrixprodukte $\mathbf{V}_{w,all} \cdot \mathbf{V}_{w,all}^\dagger$ und $\mathbf{U}_{w,all} \cdot \mathbf{U}_{w,all}^\dagger$ sind mit M beziehungsweise N viel kleiner und führen dennoch zu denselben Eigenvektoren in $\mathbf{V}_{\text{synth}}$ und $\mathbf{U}_{\text{synth}}$. Im fünften Schritt wird eine Ordnungsreduktion des synthetisierten Antennensystems durchgeführt. Hierbei werden nur die ersten M_{synth} beziehungsweise N_{synth} Eigenvektoren von $\mathbf{V}_{\text{synth}}$ und $\mathbf{U}_{\text{synth}}$ betrachtet, um $\bar{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{M \times M_{\text{synth}}}$ und $\bar{\mathbf{U}} \in \mathbb{C}^{N \times N_{\text{synth}}}$ zu erhalten. Die Größe

von M_{synth} und N_{synth} entspricht der Anzahl der zu synthetisierenden Zweige des Zielsystems am Sender und am Empfänger. Die restlichen $K - M_{\text{synth}}$ beziehungsweise $K - N_{\text{synth}}$ Eigenvektoren werden verworfen. Die resultierenden Eigenvektoren \vec{v}_k und \vec{u}_k beschreiben die wichtigsten räumlichen Hauptrichtungen der im ersten Schritt zerlegten Kanalmatrizen $\mathbf{H}(n_{cr})$ am Sender beziehungsweise am Empfänger:

$$\bar{\mathbf{V}} = \{\vec{v}_1, \vec{v}_2, \dots, \vec{v}_{M_{\text{synth}}}\} \quad \bar{\mathbf{U}} = \{\vec{u}_1, \vec{u}_2, \dots, \vec{u}_{N_{\text{synth}}}\} \quad (3.8)$$

Im sechsten Schritt werden die synthetisierten Richtcharakteristiken mit Hilfe der Matrizen $\bar{\mathbf{V}}$ und $\bar{\mathbf{U}}$ berechnet. Die synthetisierten Richtcharakteristiken $C_{\text{synth}}(\theta, \psi)$ sind abhängig von der Richtcharakteristik der Abtastantennenelemente $C_{\text{elem}}(\theta, \psi)$ und von den Gruppenfaktoren der Abtastantennengruppe $C_{\text{gr}}(\theta, \psi)$:

$$C_{\text{synth}}(\theta, \psi) = C_{\text{elem}}(\theta, \psi) \cdot C_{\text{gr}}(\theta, \psi) \quad (3.9)$$

Hierbei wird davon ausgegangen, dass alle Abtastantennenelemente dieselbe Richtcharakteristik $C_{\text{elem}}(\theta, \psi)$ besitzen. Die Gruppenfaktoren $C_{\text{gr}}(\theta, \psi)$ beinhalten die Richtungsinformationen der Antennensynthese. Sie resultieren aus den synthetisierten Strahlformungsvektoren \vec{v}_k und \vec{u}_k und werden mit Hilfe der Formel zur Berechnung des Gruppenfaktors einer Antennengruppe aus Gleichung (2.10) wie folgt für die Sender- und für die Empfängerseite berechnet:

$$C_{\text{gr,T}}(\theta, \psi) = \sum_{p=1}^M \bar{v}_p \cdot e^{j\beta[x_p \cdot \sin(\theta) \cos(\psi) + y_p \cdot \sin(\theta) \sin(\psi) + z_p \cdot \cos(\theta)]} \quad (3.10)$$

$$C_{\text{gr,R}}(\theta, \psi) = \sum_{p=1}^N \bar{u}_p^* \cdot e^{j\beta[x_p \cdot \sin(\theta) \cos(\psi) + y_p \cdot \sin(\theta) \sin(\psi) + z_p \cdot \cos(\theta)]}$$

Hierbei sind x_p , y_p und z_p die kartesischen Koordinaten der Abtastantennenelemente bezogen auf die Mitte der jeweiligen Antennengruppe und $\beta = 2\pi/\lambda$ ist die Wellenzahl. Das Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse liefert optimale Ergebnisse zur Maximierung der Kanalkapazität. Dies wird nachfolgend im Rahmen der Untersuchung und Weiterentwicklung des Syntheseverfahrens auf Basis von Eigenbeamforming gezeigt (siehe Abschnitt 3.3).

3.3 Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming

Eigenbeamforming ist ein spezielles Verfahren zur Optimierung der Sende- beziehungsweise Empfangsstrategie in MIMO Systemen [VP07, GJJV03, Sun04]. Der Name Eigenbeamforming kommt von der Übertragung entlang der Strahlformungsvektoren, die durch die momentanen oder statistischen Eigenrichtungen des Kanals vorgegeben werden. Hierdurch ergibt sich eine Optimierung des Kommunikationsvorgangs, beispielsweise eine Maximierung der Kanalkapazität des Systems [Del17]. Seit der Einführung von MIMO Systemen ist Eigenbeamforming ein wichtiges Forschungsgebiet [FG98, Tel99]. Es wurde weitgehend für MISO Systeme [VM01], für mittelwertbehaftete MIMO Kanäle [VSV03] und spezielle Kanalmodelle [GJL⁺09] erforscht. Die Optimierung der Ausfallkapazität wurde in [SM03] untersucht und [MH99] erforscht die Optimierung für den Fall, dass der Empfänger keine momentane Kanalkenntnis hat.

Die Anwendbarkeit von Eigenbeamforming setzt eine Beschreibung der vorliegenden Kanäle anhand passender Kanalmodelle voraus. Diese Kanalmodelle müssen folgende Bedingungen erfüllen:

- Analytische Formulierbarkeit der Modelle und der entsprechenden Algorithmen und Ergebnisse der Optimierung
- Angemessene Beschreibung der räumlichen Korrelationen des Kanals, die einen großen Einfluss auf das Verhalten des Kommunikationssystems haben
- Übereinstimmung und Vereinbarkeit der Kanalmodelle mit den Simulationen und Messungen der MIMO Übertragungskanäle

Zwei entsprechende Modelle werden nachfolgend vorgestellt. Das Kroncker-Kanalmodell folgt in Abschnitt 3.3.1 und das Wechselberger-Kanalmodell findet sich in Abschnitt 3.3.2. Zudem werden die Erkenntnisse über Eigenbeamforming zusammengefasst und auf die Antennensynthese angewendet.

3.3.1 Kronecker-Kanalmodell

Oft wird angenommen, dass die allgemeine Korrelationsmatrix \mathbf{R} von MIMO Übertragungskanälen (siehe Gleichung (2.14) auf Seite 20) der einfacheren Kronecker-Struktur genügt [Big07]. Diese Annahme wird Kronecker-Näherung genannt. Dies bedeutet für die Sendeseite eines MIMO Systems, dass die Korrelation der Übertragungskoeffizienten aller M Sendeantennen zu einer Empfangsantenne $\mathbf{R}_T \in \mathbb{C}^{M \times M}$ für alle Empfangsantennen gleich ist [SFGK98, JVG01, CTKV02]. Das entspricht der Gleichheit der Korrelationen aller Zeilen in der MIMO Kanalmatrix \mathbf{H} (siehe Abbildung 3.4).

Entsprechend wird für die Empfangsseite eines MIMO Systems davon ausgegangen, dass die Korrelation der Übertragungskoeffizienten von einer Sendeantenne zu allen N Empfangsantennen $\mathbf{R}_R \in \mathbb{C}^{N \times N}$ für alle Sendeantennen gleich ist. Das entspricht der Gleichheit der Korrelationen aller Spalten in der MIMO Kanalmatrix \mathbf{H} .

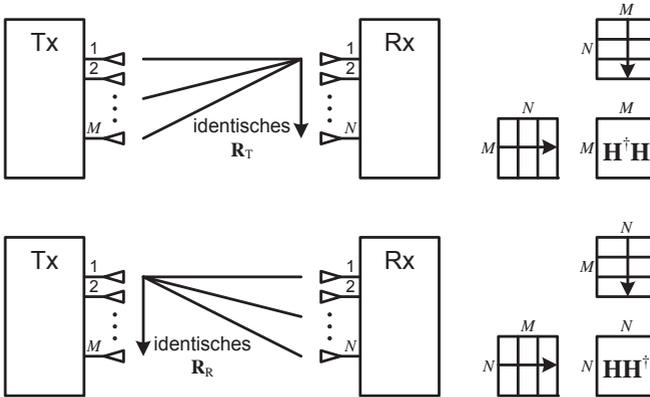


Abbildung 3.4: Näherung des Kronecker-Kanalmodells mit Systemskizze und Struktur der Kanalverstärkung

Diese Gleichheiten sind in Abbildung 3.4 mit Hilfe von Pfeilen dargestellt. Auf der linken Seite von Abbildung 3.4 sind Blockschaltbilder des MIMO Systems dargestellt und auf der rechten Seite sind die Zeilen und Spalten der Kanalmatrix mit dem jeweiligen Matrixprodukt, der Kanalverstärkung, zu sehen.

Dadurch kann die allgemeine Korrelationsmatrix \mathbf{R} von MIMO Übertragungskanälen folgendermaßen in das Produkt zweier Matrizen zerlegt werden [Big07, JVG01, JB04, FLH07]:

$$\mathbf{R} \approx \boldsymbol{\Sigma}_{\text{Kron}} = \boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}^{\text{T}} \otimes \boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}} \quad (3.11)$$

Hierbei steht \otimes für das Kronecker-Produkt³ [Gra81]. Es wird demnach von einer Trennbarkeit der räumlichen Korrelationen an Sender und Empfänger ausgegangen [WJ02, IN02, Wei03, Bon05]. Das bedeutet, dass die senderseitigen und die empfangsseiten räumlichen Korrelationsmatrizen $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ und $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ unabhängig voneinander sind [CO13]. Beide Matrizen sind komplex hermitesch positiv semidefinit. Die MIMO Kanalmatrix nimmt dann folgende Gestalt an [Big07]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_m + \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}} \mathbf{H}_w \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}} \quad (3.12)$$

Hierin sind $\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}}$ und $\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}}$ die eindeutigen Quadratwurzeln der Matrizen $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}$ und $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}$. Es gelten entsprechend dem skalaren Fall einer Quadratwurzel folgende Beziehungen:

$$\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}} \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}} = \boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}} \quad \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}} \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}} = \boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}} \quad (3.13)$$

Der Erwartungswert von \mathbf{H} ist $E(\mathbf{H}) = \mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{N \times M}$. $\mathbf{H}_w \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ist mittelwertfrei ($\mu_w = 0$) mit der Varianz $\sigma_w = 1$ und besitzt unabhängig und identisch verteilte komplexe gaußverteilte Einträge. Das Kronecker-Kanalmodell wurde sowohl für Innenräume als auch für Außenbereiche experimentell verifiziert [SFGK98, YBO⁺01, KSP⁺02, CLW⁺03] und wird in vielen Veröffentlichungen damit gerechtfertigt, dass der Abstand zwischen Sender und Empfänger groß ist und zwischen beiden zufällige Wellenausbreitungseffekte geschehen [Big07, VP07]. Bei MIMO Kanälen mit direkter Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger (engl. *Line-of-Sight*, LOS) ist davon auszugehen, dass \mathbf{H} einen Mittelwert besitzt ($\mathbf{H}_m \neq \mathbf{0}$) [Big07]. Bei MIMO Kanälen ohne Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger (engl. *Non-Line-of-Sight*, NLOS) kann hingegen von einer mittelwertfreien Kanalmatrix \mathbf{H} ausgegangen

³ Das Kronecker-Produkt steht für die Bildung aller möglichen Produkte der Elemente der beiden Ausgangsmatrizen.

werden ($\mathbf{H}_m = \mathbf{0}$). Hiermit kann insbesondere der korrelierte Schwund in Mobilfunksystemen beschrieben werden [Big07] und die Kronecker-Modellgleichung lautet:

$$\mathbf{H}_{\text{Kron}} = \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}}\mathbf{H}_w\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}} \quad (3.14)$$

Die Berechnung der Korrelationsmatrizen $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}$ und $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}$ aus MIMO Kanälen, die simuliert oder gemessen wurden, wird im Anhang A.2 gezeigt. Dort ergibt sich:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{T}} &= \text{E} \left(\mathbf{H}_{\text{Kron}}^\dagger \mathbf{H}_{\text{Kron}} \right) = \text{tr}(\boldsymbol{\Lambda}_{\text{R}}) \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}} = \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}) \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}} \\ \mathbf{R}_{\text{R}} &= \text{E} \left(\mathbf{H}_{\text{Kron}} \mathbf{H}_{\text{Kron}}^\dagger \right) = \text{tr}(\boldsymbol{\Lambda}_{\text{T}}) \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}} = \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}) \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Man erkennt, dass die Eigenvektoren der räumlichen Korrelation am Sender \mathbf{U}_{T} unter Annahme des Kronecker-Kanalmodells bei Bildung des Erwartungswerts der Kanalverstärkung unabhängig von der räumlichen Korrelation am Empfänger sind. Nur die Eigenwerte von \mathbf{R}_{T} skalieren linear mit $\text{tr}(\boldsymbol{\Lambda}_{\text{R}})$. Entsprechendes hat umgekehrt für die Eigenvektoren der räumlichen Korrelation am Empfänger \mathbf{U}_{R} Gültigkeit. Deshalb wird die räumliche Korrelation allgemeiner MIMO Kanalmatrizen \mathbf{H} im Folgenden mit der Definition der Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_{T} und \mathbf{R}_{R} aus Gleichung (3.15) beziehungsweise (2.15) beschrieben

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{Kron}} &= \mathbf{R}_{\text{T}}^{\text{T}} \otimes \mathbf{R}_{\text{R}} = \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}) \cdot \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}) \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}^{\text{T}} \otimes \boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}} \\ &= \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}) \cdot \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}) \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{\text{Kron}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Die Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_{T} und \mathbf{R}_{R} sind demnach gegenüber den Korrelationsmatrizen $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{T}}$ und $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{R}}$ mit einem konstanten Faktor skaliert. Aber sie beschreiben dieselben Ähnlichkeitszusammenhänge. Die Kronecker-Modellgleichung (3.14) kann entsprechend umformuliert werden [Del17]

$$\mathbf{H}_{\text{Kron}} = \frac{1}{\sqrt[4]{\text{tr}(\mathbf{R}_{\text{T}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{\text{R}})}} \cdot \sqrt{\mathbf{R}_{\text{R}}}\mathbf{H}_w\sqrt{\mathbf{R}_{\text{T}}} \quad (3.17)$$

Das Kronecker-Kanalmodell hat jedoch auch Einschränkungen und die Annahme der Trennbarkeit der Korrelationen an Sender und Empfänger ist nicht für jedes Szenario in der Lage, die Korrelationen im Kanal zu beschreiben [Wei03, BÖH⁺03, RKS10]. Dieser Grund motivierte die Entwicklung ähnlicher Kanalmodelle, die jedoch differenziertere Annahmen treffen, wie beispielsweise das Wechselberger-Kanalmodell (siehe Abschnitt 3.3.2).

Die Voraussetzung der Gültigkeit der Kronecker-Näherung kann prinzipiell mit der Distanz von Korrelationsmatrizen (engl. *Correlation Matrix Distance*, CMD)⁴ für beliebige Kanäle geschätzt und überprüft werden:

$$d_C(\mathbf{R}, \mathbf{R}_{\text{Kron}}) = d_C(\mathbf{R}, \mathbf{R}_T^T \otimes \mathbf{R}_R) \in [0, 1] \quad (3.18)$$

Für kleine Werte der CMD $d_C(\mathbf{R}, \mathbf{R}_{\text{Kron}})$ kann davon ausgegangen werden, dass die allgemeine Korrelationsmatrix der MIMO Übertragungskanäle \mathbf{R} und die mittels Kronecker-Näherung bestimmte Korrelationsmatrix \mathbf{R}_{Kron} den gleichen Ähnlichkeitszusammenhang beschreiben. In diesem Fall ist die Anwendbarkeit der Kronecker-Näherung bestätigt und das Kronecker-Modell besitzt Gültigkeit.

3.3.2 Wechselberger-Kanalmodell

Das Wechselberger-Kanalmodell [Wei03, WHÖB06] wurde entwickelt, um die Näherungen und die daraus resultierenden Ungenauigkeiten des Kronecker-Kanalmodells zu reduzieren. Während das Kronecker-Kanalmodell alle gegenseitigen Abhängigkeiten zwischen den Ausfalls- und Einfallsrichtungen der Ausbreitungspfade vernachlässigt, enthält das Wechselberger-Kanalmodell diese Abhängigkeiten und beschreibt einen gemeinsam korrelierten MIMO Kanal [Özc04, ÖCB05, Del17]. Zunächst wird von folgender Eigenwertzerlegung der räumlichen Korrelationsmatrizen ausgegangen:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_T &= E(\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}) = \mathbf{U}_T \mathbf{\Lambda}_T \mathbf{U}_T^\dagger \\ \mathbf{R}_R &= E(\mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger) = \mathbf{U}_R \mathbf{\Lambda}_R \mathbf{U}_R^\dagger \end{aligned} \quad (3.19)$$

⁴ Eine Definition der CMD ist im Anhang A.5 zu finden.

Mit den Eigenvektoren in \mathbf{U}_T und \mathbf{U}_R kann eine Proportionalität zur Kronecker-Modellgleichung (3.17) gefunden werden:

$$\mathbf{H}_{\text{Kron}} \propto \mathbf{U}_R \left(\sqrt{\Lambda_R} \tilde{\mathbf{H}}_w \sqrt{\Lambda_T} \right) \mathbf{U}_T^\dagger \quad (3.20)$$

Hierbei folgen $\tilde{\mathbf{H}}_w = \mathbf{U}_R^\dagger \mathbf{H}_w \mathbf{U}_T$ und \mathbf{H}_w nach dem Wigner-Theorem [Wig77] derselben Wahrscheinlichkeitsverteilung. Man erkennt, dass alle senderseitigen Eigenvektoren \mathbf{U}_T mit demselben Profil in alle empfängerseitigen Eigenvektoren \mathbf{U}_R koppeln und umgekehrt [Özc04, Del17]. Das Wechselberger-Kanalmodell erlaubt eine beliebige Kopplung zwischen den beidseitigen Eigenvektoren. Die entsprechende Wechselberger-Modellgleichung lautet:

$$\mathbf{H}_{\text{Weichs}} = \mathbf{U}_R \cdot \left(\tilde{\Omega} \star \mathbf{H}_w \right) \cdot \mathbf{U}_T^\dagger \quad (3.21)$$

$\mathbf{H}_w \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ist mittelwertfrei ($\mu_w = 0$) mit der Varianz $\sigma_w = 1$ mit unabhängig und identisch verteilten komplexen gaußverteilten Matrixelementen. Das Hadamard-Produkt mit dem Operator \star steht für eine elementweise Multiplikation und $\tilde{\Omega}$ ist die elementweise Quadratwurzel der Leistungskopplungsmatrix $\Omega \in \mathbb{R}^{N \times M, >0}$, die folgendermaßen geschätzt werden kann:

$$\Omega = \text{E} \left(\left| \mathbf{U}_R^\dagger \mathbf{H} \mathbf{U}_T \right|^2 \right) \quad (3.22)$$

Sie erlaubt einen Einblick in den MIMO Übertragungskanal und seine physikalischen Eigenschaften wie beispielsweise die räumliche Anordnung der Interaktionspunkte in der Ausbreitungsumgebung. In [Wei03, WHÖB06] sind einige Beispiele unterschiedlicher Profile der Leistungskopplungsmatrix Ω mit den dazugehörigen Strukturen der Ausbreitungsumgebung zusammengefasst.

Hierbei beschreiben ω_{nm} die Matrixelemente von Ω und $\sqrt{\omega_{nm}}$ sind die Matrixelemente von $\tilde{\Omega}$. Die allgemeine Korrelationsmatrix \mathbf{R} von MIMO Übertragungskanälen wird folgendermaßen angenähert [Del17]:

$$\mathbf{R} \approx \mathbf{R}_{\text{Weichs}} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \omega_{nm} \cdot (\vec{u}_{T,m}^* \vec{u}_{T,m}^T) \otimes (\vec{u}_{R,n} \vec{u}_{R,n}^\dagger) \quad (3.23)$$

Die Eigenvektoren $\vec{u}_{T,m}$ und $\vec{u}_{R,n}$ stellen die Spalten von \mathbf{U}_T und \mathbf{U}_R dar. Das Kronecker-Kanalmodell ist ein Spezialfall des Weichselberger-Kanalmodells, welches wiederum ein Spezialfall von noch allgemeingültigeren Modellen von gemeinsam korrelierten MIMO Kanälen ist [GJL⁺09]. Entsprechend [Wei03] kann gezeigt werden [Del17], dass das Weichselberger-Kanalmodell für eine Leistungskopplungsmatrix mit $\text{rank}(\mathbf{\Omega}) = 1$ in das Kronecker-Kanalmodell übergeht. Die entsprechende Leistungskopplungsmatrix lautet dann [Del17]:

$$\mathbf{\Omega}_{\text{Kron}} = \frac{\text{diag}(\mathbf{\Lambda}_R) \cdot \text{diag}(\mathbf{\Lambda}_T)^T}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{R}_R) \cdot \text{tr}(\mathbf{R}_T)}} \quad (3.24)$$

Die Voraussetzung der Gültigkeit des Weichselberger-Kanalmodells kann mit der Distanz von Korrelationsmatrizen für beliebige Kanäle geschätzt und überprüft werden:

$$d_C(\mathbf{R}, \mathbf{R}_{\text{Weichs}}) \in [0, 1] \quad (3.25)$$

Für kleine Werte der CMD $d_C(\mathbf{R}, \mathbf{R}_{\text{Weichs}})$ kann davon ausgegangen werden, dass die allgemeine Korrelationsmatrix der MIMO Übertragungskanäle \mathbf{R} und die auf Basis des Weichselberger-Kanalmodells bestimmte Korrelationsmatrix $\mathbf{R}_{\text{Weichs}}$ den gleichen Ähnlichkeitszusammenhang beschreiben. In diesem Fall besitzt das Kanalmodell nach Weichselberger Gültigkeit und seine Anwendbarkeit ist bestätigt.

3.3.3 Optimaler Syntheseansatz zur Maximierung der ergodischen Kanalkapazität

Zur Beschreibung der Korrelationen im Kanal wird nachfolgend von den räumlichen Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_T und \mathbf{R}_R aus Gleichung (2.15) ausgegangen. Ist der MIMO Kanal unabhängig und identisch verteilt, existieren keine räumlichen Korrelationen und es ergibt sich:

$$\mathbf{R}_T = \mathbf{I}_M \quad \mathbf{R}_R = \mathbf{I}_N \quad (3.26)$$

Ein Beispiel für einen Kanal mit diesen unkorrelierten Eigenschaften ist $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, der aus den Abschnitten 3.3.1 und 3.3.2 bekannt ist. In diesem theoretischen Extremfall herrschen keine räumlichen Vorzugsrichtungen

am Sender und am Empfänger. Dementsprechend ist eine Optimierung der Richtcharakteristiken bezüglich der Kanalstatistik nicht möglich. Die optimale Strategie besteht aus dem Senden in alle und dem Empfangen aus allen Richtungen [Del17]. Reale Kommunikationssysteme, die in der Praxis vorkommen, weisen immer Korrelationen in Raumrichtung und in Zeitrichtung auf [Big07]. Sind diese Korrelationen bekannt, so bieten sie ein Optimierungspotenzial der Antennensynthese hinsichtlich der Kanalkapazität. Um dieses Optimierungsproblem zu lösen, werden Kanalmodelle benötigt, die diese Korrelationen beschreiben. In der Literatur wurde hierfür bisher meist das Kronecker-Kanalmodell (siehe Abschnitt 3.3.1) gewählt. Mit seiner Annahme der Trennbarkeit der räumlichen Korrelationen an Sender und Empfänger ermöglichte es eine analytische Herleitung der folgenden optimalen Lösung. In der maximalen ergodischen Kanalkapazität aus Gleichung (2.36) ist $\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}$ die positiv semidefinite Korrelationsmatrix des Sendesignalvektors \vec{x} mit $\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}} = \mathbb{E}(\vec{x}\vec{x}^\dagger) \in \mathbb{C}^{M \times M}$. Entsprechend den Erläuterungen in [SFGK98, CTKV02] zum Kronecker-Kanalmodell wird in [JVG01] für Korrelationen nur auf der Senderseite ($\mathbf{R}_R = \mathbf{I}_N$) und in [JB04, TLV06, HG12] für beidseitige Korrelationen entwickelt und hergeleitet, dass die optimale Sendestrategie bei statistischem Kanalwissen am Sender entlang den Eigenvektoren \mathbf{U}_T der senderseitigen Korrelationsmatrix \mathbf{R}_T mit der Eigenwertzerlegung $\mathbf{R}_T = \mathbf{U}_T \mathbf{\Lambda}_T \mathbf{U}_T^\dagger$ verläuft:

$$\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}, \text{opt}} = \mathbf{U}_T \mathbf{\Lambda}_{\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}, \text{opt}}} \mathbf{U}_T^\dagger \quad (3.27)$$

Die optimalen Eigenrichtungen auf der Senderseite zur Maximierung der ergodischen Kanalkapazität sind demnach die Eigenvektoren \mathbf{U}_T der senderseitigen Korrelationsmatrix \mathbf{R}_T . Dabei wird von statistischem Kanalwissen am Sender (engl. *Channel Distribution Information at the Transmitter*, CDIT) und perfektem Kanalwissen am Empfänger (engl. *Channel State Information at the Receiver*, CSIR) ausgegangen. In [MH99, JG05, Del17] wird zudem gezeigt, dass diese Lösung auch für statistisches Kanalwissen auf beiden Seiten (CDIT und CDIR) gültig ist. Die optimalen Eigenrichtungen auf Sende- und Empfangsseite sind somit unabhängig voneinander.

Dies wurde vorerst als Folgerung aus der nach Kronecker angenommenen Trennbarkeit der räumlichen Korrelationen an Sender und Empfänger interpretiert. Jedoch wurde die Gültigkeit dieser optimalen Lösung

später in [GJL⁺09] sowohl für das Kronecker- und das Weichselberger-Kanalmodell als auch für allgemeine gemeinsam korrelierte MIMO Kanäle zusammen mit der Möglichkeit für eine direkte Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger nachgewiesen. Hierfür folgt die Herleitung in [GJL⁺09] für das allgemeine Modell dem Beweis in [TLV06] und zeigt, dass dieselbe Lösung auch für das allgemeine Modell Gültigkeit besitzt. Die Annahme der Trennbarkeit der räumlichen Korrelationen nach Kronecker ist somit keine notwendige Bedingung für die optimalen Eigenrichtungen. Der Anspruch der Lösung auf Gültigkeit nach diesem deutlich allgemeineren Kanalmodell ist somit bestätigt. Das in [GJL⁺09] verwendete allgemeine Kanalmodell wird hier nicht weiter untersucht, weil es aufgrund seiner Komplexität weniger intuitiv zugänglich als das Kronecker- und das Weichselberger-Kanalmodell ist.

In Gleichung (3.27) ist $\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{R}_{\vec{x},\text{opt}}} \in \mathbb{R}^{M \times M}$ eine Diagonalmatrix, die die Verteilung der gesamten zur Verfügung stehenden Sendeleistung auf die Unterkanäle beinhaltet. Die optimale Leistungsverteilung hängt im Gegensatz zu den optimalen Eigenrichtungen von dem gewählten Kanalmodell ab und wird in [JVG01, JB04, TLV06, GJL⁺09] durch numerische Optimierungen bestimmt. Die Verteilung der Sendeleistung wird hier jedoch nicht weiter betrachtet und von einer gleichmäßigen Leistungsverteilung auf die Sendeweige ausgegangen.

Aufgrund der Reziprozität des MIMO Übertragungskanals (siehe Abschnitt 2.3.2) und der Gleichheit des SNR und der Kanalkapazität für beide Übertragungsrichtungen (siehe Herleitungen im Anhang A.1) können Sendestrategien auch am Empfänger angewendet werden. Empfängerseitig ergibt sich demnach die optimale Empfangsstrategie entlang den Eigenvektoren \mathbf{U}_R der empfängerseitigen Korrelationsmatrix \mathbf{R}_R mit der Eigenwertzerlegung $\mathbf{R}_R = \mathbf{U}_R \mathbf{\Lambda}_R \mathbf{U}_R^\dagger$. Die optimale Lösung nutzt die statistisch bevorzugten Eigenrichtungen des Kanals.

Das Vorhandensein räumlicher Korrelationen und das Wissen über diese Korrelationen führt folglich zu einer Erhöhung der Kanalkapazität durch die Antennensynthese [Del17]. Dies wird anhand der beschriebenen optimalen Lösung nachfolgend auf das Problem der Antennensynthese angewendet. Weil die gesuchten synthetisierten Richtcharakteristiken fest und unveränderlich sind, kann deren Optimierung ebenfalls nur auf statistischem Kanalwissen der zu erwartenden Kanäle beruhen. Für eine Reaktion auf momentane Kanaleigenschaften gibt es für feste Richtcharakteristiken keine Möglichkeit.

Es ist wichtig festzuhalten, dass die empfängerseitige Korrelationsmatrix \mathbf{R}_R die Senderichtungen \mathbf{U}_T nicht beeinflusst und umgekehrt. Dadurch ist eine unabhängige Antennensynthese durch Berechnung der optimalen Strahlformungsvektoren am Sender und am Empfänger möglich.

Nur die Verteilung der Sendeleistung wird von der jeweils anderen Korrelationsmatrix beeinflusst, falls diese für eine Übertragung Verwendung findet [JB04, Big07]. Eine Optimierung der konstanten Leistungsverteilung am Sender ist auf Basis des statistischen Kanalwissens prinzipiell möglich. Entsprechende Lösungsansätze basieren auf numerischen Optimierungen, die eine statistische Lösung des Waterfilling-Algorithmus finden. Hierbei wird analog zum Fall mit beidseitigem perfektem Kanalwissen vorgegangen [Tel99, Füg10, Del17]. Die Lösung ist jedoch abhängig vom Optimierungsziel, von dem angenommenen Kanalmodell und von dem vorhandenen Kanalwissen. Eine Optimierung der konstanten Leistungsverteilung am Empfänger ist nicht sinnvoll, weil die meisten MIMO Empfängerarchitekturen bereits adaptive Algorithmen zur Optimierung der Kombination der empfangenen Signale beinhalten. Die Optimierung der Leistungsverteilung wird deshalb nicht weiter betrachtet und eine gleichmäßige Verteilung auf beiden Seiten angewendet.

Das statistische Kanalwissen in Form der Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_T und \mathbf{R}_R kann durch Simulationen oder Messungen des MIMO Übertragungskanals \mathbf{H} gewonnen werden. Die darin enthaltenen Erwartungswerte sind Eigenschaften der Kanalverstärkung, welche wiederum eine Zufallsvariable ist. Sie können empirisch durch die arithmetische Mittelwertbildung aus einer Stichprobe von Kanalrealisierungen geschätzt werden [SM03, ÖCB05]. Die geschätzten Korrelationsmatrizen für den Sender und für den Empfänger werden folgendermaßen bestimmt:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{R}}_T &= \frac{1}{N_{cr}} \cdot \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr}) \\ \hat{\mathbf{R}}_R &= \frac{1}{N_{cr}} \cdot \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \mathbf{H}(n_{cr}) \cdot \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger\end{aligned}\tag{3.28}$$

Hierbei ist N_{cr} der Stichprobenumfang. Zerlegt man alle Kanalrealisierungen einzeln durch eine SVD, so ergibt sich

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{R}}_{\text{T}} &= \frac{1}{N_{cr}} \cdot \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \mathbf{V}(n_{cr}) \cdot \mathbf{S}(n_{cr})^2 \cdot \mathbf{V}(n_{cr})^\dagger \\ \hat{\mathbf{R}}_{\text{R}} &= \frac{1}{N_{cr}} \cdot \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \mathbf{U}(n_{cr}) \cdot \mathbf{S}(n_{cr})^2 \cdot \mathbf{U}(n_{cr})^\dagger\end{aligned}\quad (3.29)$$

Man erkennt, dass $\hat{\mathbf{R}}_{\text{T}}$ von den senderseitigen Eigenvektoren \mathbf{V} und $\hat{\mathbf{R}}_{\text{R}}$ von den empfängerseitigen Eigenvektoren \mathbf{U} abhängt und die jeweiligen Eigenvektoren der anderen Seite keinen Einfluss haben. Zusätzlich sind in Gleichung (3.29) die quadrierten Singulärwertmatrizen als Skalierung der Eigenvektoren enthalten. Die arithmetischen Mittelwerte $\hat{\mathbf{R}}_{\text{T}}$ und $\hat{\mathbf{R}}_{\text{R}}$, die anhand einer Stichprobe berechnet werden, sind ebenfalls Zufallsgrößen. Sie kommen den Erwartungswerten \mathbf{R}_{T} und \mathbf{R}_{R} umso näher, je größer der Stichprobenumfang ist. Für einen unendlich großen Stichprobenumfang nähern sich die arithmetischen Mittelwerte den Erwartungswerten an:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{T}} \xrightarrow{N_{cr} \rightarrow \infty} \mathbf{R}_{\text{T}} \qquad \hat{\mathbf{R}}_{\text{R}} \xrightarrow{N_{cr} \rightarrow \infty} \mathbf{R}_{\text{R}} \quad (3.30)$$

Für große Stichprobenumfänge ist die Restabweichung zwischen den Mittelwerten und den Erwartungswerten vernachlässigbar klein. Durch anschließende Eigenwertzerlegung erhält man die synthetisierte Strahlformungsmatrix $\bar{\mathbf{V}}$ für die Senderseite und die synthetisierte Strahlformungsmatrix $\bar{\mathbf{U}}$ für die Empfängerseite:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{T}} = \bar{\mathbf{V}} \cdot \frac{\bar{\boldsymbol{\Lambda}}_{\text{T}}}{N_{cr}} \cdot \bar{\mathbf{V}}^\dagger \qquad \hat{\mathbf{R}}_{\text{R}} = \bar{\mathbf{U}} \cdot \frac{\bar{\boldsymbol{\Lambda}}_{\text{R}}}{N_{cr}} \cdot \bar{\mathbf{U}}^\dagger \quad (3.31)$$

Die Erhöhung des SNR und der Kanalkapazität durch die Antennensynthese im Vergleich mit weniger gerichteten Antennensystemen resultiert sowohl aus dem höheren Antennengewinn als auch aus dem diagonalisierenden Effekt, den die synthetisierten Strahlformungsvektoren auf die Statistik der Kanalmatrix haben. Dieser diagonalisierende Effekt

kann durch die Anwendung der synthetisierten Strahlformungsmatrizen $\bar{\mathbf{V}}$ und $\bar{\mathbf{U}}$ auf die Kanalverstärkung sichtbar gemacht werden:

$$\begin{aligned} \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \bar{\mathbf{V}}^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr}) \cdot \bar{\mathbf{V}} &= \bar{\mathbf{\Lambda}}_T \\ \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \bar{\mathbf{U}}^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr}) \cdot \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \cdot \bar{\mathbf{U}} &= \bar{\mathbf{\Lambda}}_R \end{aligned} \quad (3.32)$$

Die sich ergebenden mittleren Eigenwertmatrizen $\bar{\mathbf{\Lambda}}_T \in \mathbb{R}^{M \times M}$ und $\bar{\mathbf{\Lambda}}_R \in \mathbb{R}^{N \times N}$ sind erwartungsgemäß Diagonalmatrizen und bestätigen den diagonalisierenden Effekt. Dies ist jedoch nicht für jede einzelne Kanalrealisierung sichtbar, sondern nur für die Statistik der Kanalmatrix, die auch das Ziel der Optimierung darstellt:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{V}}^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr}) \cdot \bar{\mathbf{V}} &\neq \text{Diagonalmatrix} \\ \bar{\mathbf{U}}^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr}) \cdot \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \cdot \bar{\mathbf{U}} &\neq \text{Diagonalmatrix} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Erwartungsgemäß ergeben sich für eine einzelne Kanalrealisierung keine Diagonalmatrizen. Daraus lässt sich eine weitere Erkenntnis bezüglich der Antennensynthese ableiten: Soll das adaptive Raummultiplexverfahren für eine Übertragung mittels synthetisierten Antennen genutzt werden, muss dennoch eine Berechnung der Kanalzerlegung durch die SVD erfolgen, um eine vollständige Diagonalisierung des Übertragungskanals zu erreichen. Die Antennensynthese erhöht zwar das maximale SNR und die maximal erreichbare Datenrate, aber eine vollständige Kanaldiagonalisierung jeder Kanalrealisierung wird durch die Antennensynthese nicht erreicht. Feste Richtcharakteristiken sind hierzu in einem veränderlichen Kanal nicht in der Lage.

3.3.4 Optimaler Syntheseansatz zur Maximierung der Ausfallkapazität

Die Optimierung der Ausfallkapazität ist insbesondere für praktische Belange relevant, weil sie Aussagen über eine bestimmte Ausfallwahrscheinlichkeit p_{out} trifft. Die Maximierung der Ausfallkapazität bei konstanter Ausfallwahrscheinlichkeit ist hierbei gleichbedeutend mit einer Minimierung der Ausfallwahrscheinlichkeit bei konstanter Ausfallkapazität [Ric17]. Um die Ausfallsicherheit von Kommunikationssystemen zu erhöhen, ist die alleinige Optimierung der mittleren oder maximalen Kanalkapazität nicht ausreichend. Hierfür ist es notwendig, dass die Kanalkapazität einen gewissen Schwellwert nur sehr selten oder nicht unterschreitet. Andernfalls kann bei der Bewertung der Leistungsfähigkeit des Kommunikationssystems ein temporärer Ausfall durch eine gute Verbindung in einer anderen Umgebung ausgeglichen werden.

Die Optimierung der Ausfallkapazität ist jedoch im Vergleich zur Optimierung der ergodischen Kanalkapazität anspruchsvoller. Während die Optimierung der ergodischen Kanalkapazität analytisch möglich ist, kann die Optimierung der Ausfallkapazität für viele Fälle nur numerisch erreicht werden. Dies liegt an der Definition der Ausfallkapazität, die entsprechend Gleichung (2.38) auf der invertierten CDF beruht und deshalb nicht mit einer Erwartungswertbildung optimiert werden kann. Während die in Abschnitt 3.3.3 beschriebene Lösung optimal für eine Maximierung der ergodischen Kanalkapazität ist, wird in [MS03] für MISO Systeme und in [SM03] für MIMO Systeme gezeigt, dass diese Lösung auch optimal für eine Maximierung der Ausfallkapazität ist. Dieses Ergebnis wird zwar von [TLV06] bestätigt, aber dennoch gibt es Zweifel an den Annahmen, die zu dem Ergebnis geführt haben [Del17]. Nachfolgend werden zunächst mittels analytischen Verfahren optimale Lösungen für unterschiedliche Einzel- und Mehrantennensysteme hergeleitet und die jeweils geltenden Bedingungen vorgestellt. Der Fokus liegt hierbei auf einer Optimierung an beliebigen Quantilen des SNR beziehungsweise der Kanalkapazität für gaußverteilte Kanäle. Anschließend wird ein Überblick über die numerischen Optimierungsmethoden gegeben, die auf Kanäle angewendet werden können, die beispielsweise eine multimodale Wahrscheinlichkeitsdichte aufweisen.

Die analytischen Lösungen orientieren sich an den in [27] veröffentlichten Arbeiten zu SIMO und MISO Systemen. Weitere Details zu Optimierungen an MIMO Systemen und zu numerischen Methoden finden sich in [Kud16, Ric17].

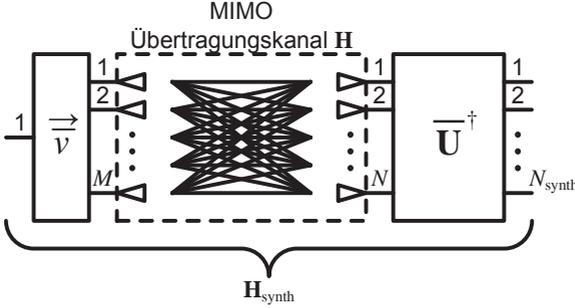


Abbildung 3.5: SIMO System mit synthetisierter Senderantenne und N_{synth} synthetisierten Empfangsantennen [27] © 2017 IEEE

Zunächst wird von einer gemeinsamen mittelwertfreien komplexen Normalverteilung der Übertragungskoeffizienten h_{nm} in $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ mit der Korrelationsmatrix $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ ausgegangen. Für ein synthetisiertes SIMO System ist $\vec{v} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ der Strahlformungsvektor am Sender und $\bar{\mathbf{U}} \in \mathbb{C}^{N \times N_{\text{synth}}}$ ist die Strahlformungsmatrix am Empfänger (siehe Abbildung 3.5). Das SIMO Gesamtsystem mit den synthetisierten Antennensystemen besitzt die Systemmatrix $\mathbf{H}_{\text{synth}} = \bar{\mathbf{U}}^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \in \mathbb{C}^{N_{\text{synth}} \times 1}$ und das resultierende SNR lautet entsprechend Gleichung (2.27) nach wenigen Umformungen:

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \left(\bar{\mathbf{U}}^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right)^\dagger \left(\bar{\mathbf{U}}^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right) \quad (3.34)$$

Die dazugehörige Kanalkapazität C kann für den SIMO Fall ohne die Berechnung der Determinante aus Gleichung (2.33) angegeben werden, was die nachfolgende Optimierung vereinfacht:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \mathbf{H}_{\text{synth}}^\dagger \mathbf{H}_{\text{synth}} \right) = \log_2 (1 + \text{SNR}) \quad (3.35)$$

Die umkehrbare monotone Beziehung aus Gleichung (3.35) bedeutet, dass die CDF des SNR und die CDF der Kanalkapazität direkt ineinander umgerechnet werden können. Deshalb kann die Maximierung des SNR als neues Optimierungsziel definiert werden, das gleichbedeutend zur Maximierung der Kanalkapazität ist. Demnach ergibt sich für die Maximierung der Kanalkapazität an einem beliebigen α -Quantil der CDF die folgende Formulierung des Optimierungsproblems:

$$\min_{\bar{\mathbf{U}}, \vec{v}} \alpha \quad \text{unter der Bedingung} \quad P(\text{SNR} \leq \text{SNR}_{\min}) \leq \alpha \quad (3.36)$$

Die Wahrscheinlichkeit eines SNR, das kleiner oder gleich dem Schwellwert SNR_{\min} ist, muss kleiner oder gleich α sein. Die Ausfallwahrscheinlichkeit α wird hierbei minimiert und die Definition der Wahrscheinlichkeit in Gleichung (3.36) entspricht der Definition einer CDF. Die gesuchten Optimierungsparameter sind die Vektoren \vec{u}_k und \vec{v} mit den Bedingungen $|\vec{u}_k| = 1$ und $|\vec{v}| = 1$. Um die Wahrscheinlichkeit in Gleichung (3.36) zu berechnen, müssen zunächst die PDF und daraus die CDF des allgemeinen erweiterten Ausdrucks des SNR bestimmt werden:

$$\text{SNR}(\bar{\mathbf{U}}, \vec{v}) = \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \sum_{k=1}^{N_{\text{synth}}} \left(\vec{u}_k^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right)^\dagger \left(\vec{u}_k^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right) \quad (3.37)$$

Anschließend wird aus der CDF des SNR mit dem Zusammenhang in Gleichung (3.35) die CDF der Kanalkapazität bestimmt. Diese Berechnungen sind im Laplace-Bereich gut zu handhaben und sind in [27] zu finden. Als Optimierungsziel ergibt sich daraus die Maximierung der Varianzen aller Übertragungskoeffizienten des Kanals:

$$\max_{\bar{\mathbf{U}}, \vec{v}} \text{var} \left(\vec{u}_k^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right) \quad \forall k \in [1, N_{\text{synth}}] \quad (3.38)$$

An dieser Stelle zeigt sich der Vorteil, dass das Optimierungsproblem weder von der Ausfallwahrscheinlichkeit α noch von dem Schwellwert SNR_{\min} abhängt. Demnach ist die gefundene Lösung des Optimierungsproblems für alle beliebigen α -Quantile der Kanalkapazität identisch

und optimal. Die Varianz eines Übertragungskoeffizienten des Kanals lässt sich folgendermaßen umformen [GRZ10, Gho12, 27]:

$$\begin{aligned}
 \text{var} \left(\vec{u}_k^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right) &= \text{E} \left[\text{vec} \left(\vec{u}_k^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right) \cdot \text{vec} \left(\vec{u}_k^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right)^\dagger \right] \\
 &= \text{E} \left[\left(\vec{v}^* \otimes \vec{u}_k \right)^\dagger \text{vec}(\mathbf{H}) \cdot \text{vec}(\mathbf{H})^\dagger \left(\vec{v}^* \otimes \vec{u}_k \right) \right] \quad (3.39) \\
 &= \left(\vec{v}^* \otimes \vec{u}_k \right)^\dagger \mathbf{R} \left(\vec{v}^* \otimes \vec{u}_k \right)
 \end{aligned}$$

Unter der Annahme des Kronecker-Kanalmodells lassen sich nach Gleichung (3.11) die räumlichen Korrelationen am Sender Σ_{T} und am Empfänger Σ_{R} trennen und es ergibt sich [GRZ10, Gho12, 27]:

$$\begin{aligned}
 \text{var} \left(\vec{u}_k^\dagger \mathbf{H} \vec{v} \right) &= \left(\vec{v}^* \otimes \vec{u}_k \right)^\dagger \left(\Sigma_{\text{T}} \otimes \Sigma_{\text{R}} \right) \left(\vec{v}^* \otimes \vec{u}_k \right) \\
 &= \left(\vec{v}^\dagger \Sigma_{\text{T}} \vec{v}^* \right) \cdot \left(\vec{u}_k^\dagger \Sigma_{\text{R}} \vec{u}_k \right) \quad (3.40) \\
 &= \left(\vec{v}^\dagger \Sigma_{\text{T}} \vec{v} \right) \cdot \left(\vec{u}_k^\dagger \Sigma_{\text{R}} \vec{u}_k \right)
 \end{aligned}$$

Man erkennt, dass sich die Lösung des Optimierungsproblems aus Gleichung (3.38) entsprechend dem Kronecker-Kanalmodell in eine Lösung für den Sender und eine Lösung für den Empfänger aufteilen lässt, die unabhängig voneinander sind. Die gesuchte Lösung ist bereits aus dem Eigenwertproblem bekannt [VA07]. Mögliche Lösungen für den Sender bestehen aus einer Linearkombination der Eigenwerte von Σ_{T} und mögliche Lösungen für den Empfänger bestehen aus einer Linearkombination der Eigenwerte von Σ_{R} . Um eine Maximierung der Varianzen zu erhalten, werden die größten Eigenwerte benötigt. Deshalb entsprechen die Vektoren \vec{u}_k den N_{synth} Eigenvektoren von Σ_{R} , die den N_{synth} größten Eigenwerten zugeordnet sind und \vec{v} ist der Eigenvektor des größten Eigenwerts von Σ_{T} . Mit diesen synthetisierten Strahlformungsvektoren ist die Auswertung der synthetisierten Richtcharakteristiken entsprechend dem sechsten Schritt aus dem allgemeinen Syntheseansatz möglich (siehe Abbildung 3.3).

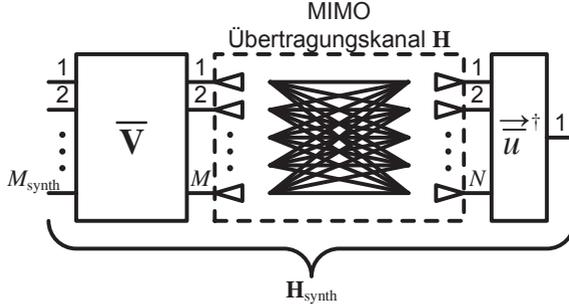


Abbildung 3.6: MISO System mit M_{synth} synthetisierten Sendeantennen und synthetisierter Empfangsantenne [27] © 2017 IEEE

Die Optimierung für MISO Systeme kann weitgehend entsprechend dem Vorgehen bei SIMO Systemen durchgeführt werden. Mit der Strahlformungsmatrix am Sender $\bar{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{M \times M_{\text{synth}}}$ und dem Strahlformungsvektor am Empfänger $\vec{u} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ lautet die MISO Systemmatrix $\mathbf{H}_{\text{synth}} = \vec{u}^\dagger \mathbf{H} \bar{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{1 \times M_{\text{synth}}}$ (siehe Abbildung 3.6). Das Optimierungsproblem lässt sich folgendermaßen formulieren:

$$\min_{\vec{u}, \bar{\mathbf{V}}} \alpha \quad \text{unter der Bedingung} \quad P(\text{SNR} \leq \text{SNR}_{\min}) \leq \alpha \quad (3.41)$$

Die Vektoren \vec{v}_k und \vec{u} mit den Bedingungen $|\vec{v}_k| = 1$ und $|\vec{u}| = 1$ stellen die gesuchten Optimierungsparameter dar. Das entsprechende SNR ergibt sich zu:

$$\text{SNR}(\vec{u}, \bar{\mathbf{V}}) = \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \sum_{k=1}^{M_{\text{synth}}} \left(\vec{u}^\dagger \mathbf{H} \vec{v}_k \right) \left(\vec{u}^\dagger \mathbf{H} \vec{v}_k \right)^\dagger \quad (3.42)$$

Auch in diesem Fall ist die Maximierung der Varianzen aller Übertragungskoeffizienten des Kanals die Lösung [27]:

$$\max_{\vec{u}, \bar{\mathbf{V}}} \text{var} \left(\vec{u}^\dagger \mathbf{H} \vec{v}_k \right) \quad \forall k \in [1, M_{\text{synth}}] \quad (3.43)$$

Die entsprechenden Varianzen lassen sich unter der Annahme des Kron-
ecker-Kanalmodells vereinfachen zu [27]:

$$\text{var} \left(\vec{u}^\dagger \mathbf{H} \vec{v}_k \right) = \left(\vec{v}_k^\dagger \Sigma_T \vec{v}_k \right) \cdot \left(\vec{u}^\dagger \Sigma_R \vec{u} \right) \quad (3.44)$$

Folglich stimmen die synthetisierten Strahlformungsvektoren auch für
MISO Systeme mit den Eigenvektoren der räumlichen Korrelationsma-
trizen Σ_T und Σ_R überein.

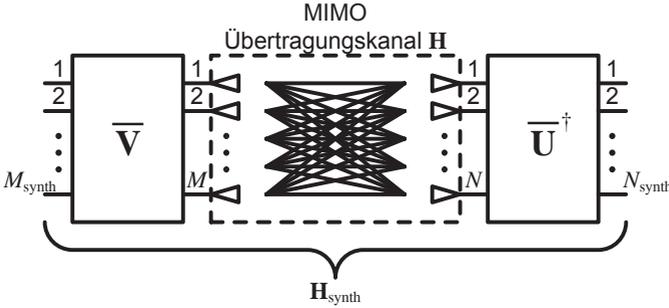


Abbildung 3.7: MIMO System mit M_{synth} synthetisierten Sendeantennen und
 N_{synth} synthetisierten Empfangsantennen

Bei synthetisierten MIMO Systemen werden der Sender und der Emp-
fänger durch die Strahlformungsmatrizen $\bar{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{M \times M_{\text{synth}}}$ beziehungs-
weise $\bar{\mathbf{U}} \in \mathbb{C}^{N \times N_{\text{synth}}}$ charakterisiert. Die MIMO Systemmatrix lautet
dann $\mathbf{H}_{\text{synth}} = \bar{\mathbf{U}}^\dagger \mathbf{H} \bar{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{synth}} \times M_{\text{synth}}}$ (siehe Abbildung 3.7). Das ent-
sprechende Optimierungsproblem ergibt sich zu:

$$\min_{\bar{\mathbf{U}}, \bar{\mathbf{V}}} \alpha \quad \text{unter der Bedingung} \quad P(\text{SNR} \leq \text{SNR}_{\min}) \leq \alpha \quad (3.45)$$

Die Vektoren \vec{v}_m und \vec{u}_n mit den Bedingungen $|\vec{v}_m| = 1$ und $|\vec{u}_n| = 1$
sind die gesuchten Optimierungsparameter. Für MIMO Systeme kann
das Argument der Determinante in der Kanalkapazität C jedoch nicht
in eine skalare Form gebracht werden. Aus diesem Grund muss zwischen
den Fällen mit großem und mit kleinem SNR unterschieden werden. Bei
kleinem SNR kann davon ausgegangen werden, dass die Elemente h_{nm}
der Kanalmatrix \mathbf{H} kleine Werte annehmen. In diesem Fall kann mit

Hilfe von Potenzreihenentwicklungen folgende Näherung gezeigt werden [Ric17]:

$$\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \right) \approx 1 + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger) \quad (3.46)$$

Durch die Anwendung der Näherung für ein kleines SNR in MIMO Systemen (siehe Gleichung (3.46)) kann die Kanalkapazität aus Gleichung (2.33) in die aus Gleichung (3.35) bekannte monotone Beziehung zum SNR gebracht werden:

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \mathbf{H}_{\text{synth}}\mathbf{H}_{\text{synth}}^\dagger \right) \right] \\ &\approx \log_2 \left[1 + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr} \left(\mathbf{H}_{\text{synth}}\mathbf{H}_{\text{synth}}^\dagger \right) \right] \\ &= \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{H}_{\text{synth}}\|_{\text{Fro}}^2 \right) = \log_2 (1 + \text{SNR}) \end{aligned} \quad (3.47)$$

Deshalb wird die Maximierung des SNR als neues Optimierungsziel definiert. Das SNR kann als Summe der Betragsquadrate der Übertragungskoeffizienten des Kanals ausgedrückt werden:

$$\text{SNR}(\bar{\mathbf{U}}, \bar{\mathbf{V}}) = \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \sum_{n=1}^{N_{\text{synth}}} \sum_{m=1}^{M_{\text{synth}}} \left| \bar{u}_n^\dagger \mathbf{H} \bar{v}_m \right|^2 \quad (3.48)$$

Es folgt, dass auch für MIMO Systeme mit kleinem SNR die Maximierung der Varianzen der Übertragungskoeffizienten des Kanals die optimale Lösung der Maximierung der Kanalkapazität beziehungsweise des SNR an beliebigen Quantilen darstellt [Ric17]:

$$\max_{\bar{\mathbf{U}}, \bar{\mathbf{V}}} \text{var} \left(\bar{u}_n^\dagger \mathbf{H} \bar{v}_m \right) \quad \forall n \in [1, N_{\text{synth}}] \text{ und } \forall m \in [1, M_{\text{synth}}] \quad (3.49)$$

Mit dem Kronecker-Kanalmodell ergeben sich die Varianzen:

$$\text{var} \left(\bar{u}_n^\dagger \mathbf{H} \bar{v}_m \right) = \left(\bar{v}_m^\dagger \boldsymbol{\Sigma}_T \bar{v}_m \right) \cdot \left(\bar{u}_n^\dagger \boldsymbol{\Sigma}_R \bar{u}_n \right) \quad (3.50)$$

Diese Lösung ist konsistent mit den Lösungen für SIMO und MISO Systeme. Somit ist die Lösung ebenfalls unabhängig von der zu optimierenden Ausfallwahrscheinlichkeit α und von dem Schwellwert SNR_{\min} und entspricht der bekannten Lösung durch Eigenbeamforming.

Die analytische Bestimmung der Lösung für MIMO Systeme mit großem SNR ist aufgrund der Determinante im Ausdruck der Kanalkapazität problematisch. Deshalb muss hierfür eine numerische Optimierung mit der Kanalkapazität als Gütemaß angewendet werden, welche die Strahlformungsvektoren als freie Parameter beinhaltet.

In [Ric17] wurden mehrere numerische Optimierungsverfahren auf das Syntheseproblem für MIMO Systeme mit großem SNR angewendet. Es wurden gradientenbasierte Verfahren, der Simplex-Algorithmus, das simulierte Abkühlen (engl. *Simulated Annealing*) und genetische Algorithmen eingesetzt [PLB15]. Hierbei konnte eine Unabhängigkeit von der zu optimierenden Ausfallwahrscheinlichkeit α und von dem Schwellwert SNR_{\min} bestätigt werden. Die entsprechende Lösung entspricht der Lösung durch Eigenbeamforming.

Ersetzt man in den zuvor gezeigten Fällen die Annahme des Kronecker-Kanalmodells durch das Weichselberger-Kanalmodell, so erhält man durch numerische Optimierung Ergebnisse, die ebenfalls identisch zur Lösung durch Eigenbeamforming sind [Ric17].

Die entsprechenden Ergebnisse für SISO Systeme lassen sich aus den hier gezeigten Herleitungen durch das Einsetzen von $N_{\text{synth}} = 1$ im SIMO Fall beziehungsweise von $M_{\text{synth}} = 1$ im MISO Fall erreichen. Zudem wird der SISO Fall auch in [Ric17] ausführlich behandelt.

Alle in diesem Abschnitt analytisch hergeleiteten optimalen Lösungen beinhalten auch die aus Abschnitt 3.3 bekannten Lösungen auf Basis von Eigenbeamforming zur Optimierung der ergodischen Kanalkapazität. In diesem speziellen Fall der Optimierung der ergodischen Kanalkapazität wird durch die Erwartungswertbildung der Kanalkapazität ein Wert nahe oder gleich dem Median bei $\alpha = 0,5$ optimiert. Weil die hergeleitete Lösung jedoch unabhängig vom Quantil ist, schließt sie diesen Fall ebenfalls mit ein.

Die numerische Optimierung ist insbesondere für Anwendungen relevant, die die Annahmen und Bedingungen der analytischen Optimierung nicht erfüllen. So können die numerischen Methoden, die in [Kud16, Ric17] vorgestellt werden, beispielsweise auf Kanäle angewendet werden, die nicht gaußverteilt sind.

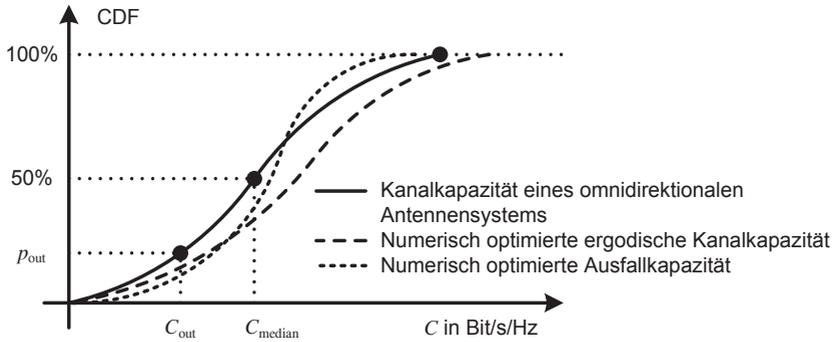


Abbildung 3.8: Verteilungsfunktion der Kanalkapazität mit Ausfallkapazität C_{out} und Median C_{median} und skizzierten numerischen Optimierungsergebnissen für die ergodische Kanalkapazität und für die Ausfallkapazität bei $p_{out} = 10\%$

Abbildung 3.8 zeigt Skizzen von numerischen Optimierungsergebnissen für die ergodische Kanalkapazität und für die Ausfallkapazität bei $p_{out} = 10\%$. Die Form beider Kurven ist bei nicht gaußverteilten Kanälen prinzipiell unterschiedlich. Eine höhere Ausfallkapazität führt tendenziell dazu, dass der untere Teil der CDF höhere Werte annimmt. Dies führt insgesamt zu einem steileren Verlauf der CDF und kann für andere Quantile eine Reduzierung der Kapazität verursachen. Eine numerische Optimierung der ergodischen Kanalkapazität führt tendenziell zu höheren Werten am Median, was insgesamt zu einem flacheren Verlauf der CDF führt oder die gesamte CDF zu höheren Werten verschiebt. Eine Anwendung der auf Eigenbeamforming basierenden Lösung hat in den bisherigen Untersuchungen auch bei nicht gaußverteilten Kanälen zu deutlichen Synthesegewinnen geführt [Ric17]. Hierzu zählen beispielsweise auch Kanäle mit multimodaler Wahrscheinlichkeitsdichte. Dieses Verhalten wird hier nur qualitativ skizziert und besitzt keine allgemeine Gültigkeit. Dennoch liefert es Einblicke in die Unterschiede zwischen beiden zu optimierenden Größen und zwischen den entsprechenden numerischen Optimierungskriterien.

3.4 Zusammenhang der Syntheseverfahren

In diesem Abschnitt wird der Zusammenhang zwischen dem Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse (siehe Abschnitt 3.2) und dem Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming (siehe Abschnitt 3.3) untersucht. Hierzu werden im Folgenden die Singulärwerte $\sqrt{\lambda_k}$ als Gewichtungsfaktoren beim Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse verwendet (siehe zweiten Schritt in Abschnitt 3.2). Der Gewichtungsfaktor der Strahlformungsvektoren g und die Gewichtungsmatrix \mathbf{G} für eine Kanalrealisierung n_{cr} lauten dann

$$g_k(n_{cr}) = \sqrt{\lambda_k(n_{cr})} \quad \mathbf{G}(n_{cr}) = \mathbf{S}(n_{cr}) \quad (3.51)$$

Durch diese Wahl der Gewichtungsfaktoren werden die komplexwertigen Strahlformungsvektoren, welche zu großen Eigenwerten gehören, hervorgehoben. Strahlformungsvektoren, welche schwachen Eigenwerten zugeordnet sind, werden abgeschwächt und im Mittelungsvorgang stärker gedämpft. Die auf diese Weise gewichteten komplexen Strahlformungsvektoren \vec{v}_{wk} und Strahlformungsmatrizen \mathbf{V}_w am Sender finden sich in der Kanalmatrix wieder:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(n_{cr}) &= \sum_{k=1}^K \vec{u}_k(n_{cr}) \cdot \underbrace{\sqrt{\lambda_k(n_{cr})} \cdot \vec{v}_k(n_{cr})^\dagger}_{\vec{v}_{wk}(n_{cr})^\dagger} \\ &= \mathbf{U}(n_{cr}) \cdot \underbrace{\mathbf{S}(n_{cr}) \cdot \mathbf{V}(n_{cr})^\dagger}_{\mathbf{V}_w(n_{cr})^\dagger} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Entsprechend kann für die gewichteten komplexen Strahlformungsvektoren \vec{u}_{wk} und Strahlformungsmatrizen \mathbf{U}_w auf der Empfängerseite gezeigt werden, dass die folgende Beziehung gilt:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(n_{cr}) &= \sum_{k=1}^K \underbrace{\vec{u}_k(n_{cr}) \cdot \sqrt{\lambda_k(n_{cr})}}_{\vec{u}_{wk}(n_{cr})} \cdot \vec{v}_k(n_{cr})^\dagger \\ &= \underbrace{\mathbf{U}(n_{cr}) \cdot \mathbf{S}(n_{cr})}_{\mathbf{U}_w(n_{cr})} \cdot \mathbf{V}(n_{cr})^\dagger \end{aligned} \quad (3.53)$$

Nach der Neuordnung der Matrizen im dritten Schritt ergibt sich im vierten Schritt für das Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse die Eigenwertzerlegung der Ausdrücke

$$\begin{aligned}\mathbf{V}_{w,all} \cdot \mathbf{V}_{w,all}^\dagger &= \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \mathbf{V}(n_{cr}) \cdot \mathbf{S}(n_{cr})^2 \cdot \mathbf{V}(n_{cr})^\dagger \\ \mathbf{U}_{w,all} \cdot \mathbf{U}_{w,all}^\dagger &= \sum_{n_{cr}=1}^{N_{cr}} \mathbf{U}(n_{cr}) \cdot \mathbf{S}(n_{cr})^2 \cdot \mathbf{U}(n_{cr})^\dagger\end{aligned}\tag{3.54}$$

Vergleicht man dieses Zwischenergebnis aus Gleichung (3.54) mit Gleichung (3.29), so erkennt man eine Gleichheit mit Ausnahme des Skalierungsfaktors N_{cr} , der dem Stichprobenumfang entspricht. Ein konstanter Skalierungsfaktor lässt die Eigenvektoren unverändert und wirkt sich ausschließlich auf die Eigenwerte aus. Es ergeben sich folglich identische Strahlformungsmatrizen $\overline{\mathbf{V}}$ und $\overline{\mathbf{U}}$ für beide Syntheseverfahren. Nach der Eigenwertzerlegung ergibt sich deshalb

$$\begin{aligned}\mathbf{V}_{w,all} \cdot \mathbf{V}_{w,all}^\dagger &= \overline{\mathbf{V}} \cdot \overline{\boldsymbol{\Lambda}}_T \cdot \overline{\mathbf{V}}^\dagger = N_{cr} \cdot \hat{\mathbf{R}}_T \\ \mathbf{U}_{w,all} \cdot \mathbf{U}_{w,all}^\dagger &= \overline{\mathbf{U}} \cdot \overline{\boldsymbol{\Lambda}}_R \cdot \overline{\mathbf{U}}^\dagger = N_{cr} \cdot \hat{\mathbf{R}}_R\end{aligned}\tag{3.55}$$

Die resultierenden synthetisierten Strahlformungsvektoren in $\overline{\mathbf{V}}$ und $\overline{\mathbf{U}}$ aus Gleichung (3.55) entsprechen dem Synthesergebnis aus dem Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming, welches aus Gleichung (3.31) bekannt ist. Die beiden Syntheseverfahren gehen für eine Gewichtung entsprechend der Singulärwerte der Kanalrealisierungen beim Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse ineinander über. In diesem Fall liefern beide Syntheseverfahren das optimale Synthesergebnis zur Maximierung der Kanalkapazität. Für das Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse kann somit eine optimale Gewichtung angegeben werden:

$$g_{k,opt} = \sqrt{\lambda_k} \quad \mathbf{G}_{opt} = \mathbf{S}\tag{3.56}$$

3.5 Zusammenfassung und Fazit

In diesem Kapitel wurde der allgemeine Syntheseansatz für umgebungsvariante Kanäle vorgestellt. Er ist aus der Literatur bekannt und wurde im Rahmen dieser Arbeit um das Syntheseverfahren auf Basis einer Hauptkomponentenanalyse und um das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming erweitert.

Basierend auf stochastischen Kanalmodellen wurde erstmals die Optimalität der Syntheseverfahren hinsichtlich einer Maximierung des SNR beziehungsweise der Kanalkapazität nachgewiesen. Es wurden die Eigenschaften und Grenzen der Antennensynthese auf Basis simulierter und gemessener Kanäle erläutert und gegenübergestellt. Wird eine Antennensynthese mit simulierten oder gemessenen Kanälen durchgeführt, so muss gezeigt werden, dass die vorliegenden Kanalrealisierungen den Kanalmodellen entsprechen, um die Aussage der Optimalität des Syntheseverfahrens übertragen zu können.

Das Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse erlaubt beliebige Gewichtungsfunktionen, die dem Ziel der Antennensynthese angepasst werden können. Zum ersten Mal werden die Schritte der Ähnlichkeitsgruppierung und der Mittelung anhand einer Hauptkomponentenanalyse realisiert.

Anschließend wurden stochastische Kanalmodelle vorgestellt, die die räumlichen Korrelationen im MIMO Übertragungskanal beschreiben. Während das Kronecker-Kanalmodell von der Trennbarkeit der räumlichen Korrelationen an Sender und Empfänger ausgeht, beschreibt das Kanalmodell nach Weichselberger einen gemeinsam korrelierten MIMO Übertragungskanal. Die Distanz von Korrelationsmatrizen kann zur Verifikation der Gültigkeit der Kanalmodelle für beliebige Simulationen und Messungen von Kanälen eingesetzt werden.

Es hat sich gezeigt, dass das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming optimale Synthesergebnisse zur Maximierung der ergodischen Kanalkapazität liefert. Der diagonalisierende Effekt, den die synthetisierten Strahlformungsvektoren auf die Statistik des Übertragungskanals haben, konnte gezeigt werden. Er führt zu einer Erhöhung des SNR und der Kanalkapazität durch die Antennensynthese.

Die Gültigkeit der Kanalmodelle nach Kronecker oder Weichselberger ist eine hinreichende Bedingung für die Optimalität der Lösung. Sie ist jedoch keine notwendige Bedingung, weil sie auch für deutlich allgemeinere gemeinsam korrelierte MIMO Übertragungskanäle optimal ist.

Zudem wurden optimale Lösungen des Syntheseproblems für beliebige Quantile des SNR beziehungsweise der Kanalkapazität hergeleitet. Dadurch konnten die Ergebnisse in [MS03, SM03] betätigt werden. Für normalverteilte Kanäle liefert die Lösung auf Basis von Eigenbeamforming auch zur Maximierung der Ausfallkapazität optimale Syntheseergebnisse. Dadurch ist zusätzlich zur Optimierung der ergodischen Kanalkapazität auch eine Optimierung der Ausfallkapazität möglich. Die entsprechenden optimalen synthetisierten Richtcharakteristiken sind für Kronecker-Kanäle und Weichselberger-Kanäle ebenfalls durch die Eigenvektoren der räumlichen Korrelationsmatrizen gegeben. Für Kanäle, die keinem Modell oder anderen Kanalmodellen entsprechen, führen die vorgestellten Methoden ebenfalls zu einer Steigerung der Kanalkapazität. In diesem Fall wird die optimale Lösung des Syntheseproblems jedoch möglicherweise nicht erreicht und es können alternativ herkömmliche numerische Optimierungsverfahren angewendet werden, um nach leistungsfähigeren Syntheselösungen zu suchen. Für den Fall, dass die vorliegenden Kanalrealisierungen einem anderen bekannten Kanalmodell folgen, kann das in dieser Arbeit vorgestellte Vorgehen zum Nachweis der Optimalität der Syntheselösungen entsprechend auf andere Kanalmodelle übertragen werden.

Die Eigenvektoren der sender- und der empfängerseitigen Korrelationsmatrizen, die die optimalen Strahlformungsvektoren darstellen, sind unabhängig voneinander. Dadurch kann das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming unabhängig voneinander am Sender und am Empfänger durchgeführt werden.

Außerdem wurde gezeigt, dass für eine Gewichtung entsprechend der Singulärwerte der Kanalrealisierungen beim Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse beide Syntheseverfahren zum selben, optimalen Syntheseergebnis führen. Das Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse stellt verglichen mit dem Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming einen allgemeineren Lösungsansatz dar, weil es beliebige Gewichtungen zulässt und deshalb prinzipiell für beliebige Optimierungskriterien eingesetzt werden kann.

4 Simulationsbasierte Untersuchung der Antennensynthese

Zu Beginn einer Antennensynthese werden Informationen über den Kanal benötigt, in welchem die zu synthetisierende Antenne betrieben werden soll. Dies kann sowohl durch Messungen als auch durch Simulationen des Kanals erreicht werden. Durch die Modellierung anhand von Raytracing wird ein MIMO Übertragungskanal mit sehr guter Genauigkeit simuliert [RMFZ11,6]. Mit dieser Simulationemethode können Leistungswinkelspektren berechnet werden. Diese sind bei der Interpretation der Ergebnisse einer Antennensynthese sehr hilfreich, weil sie die Häufigkeit und Stärke von Ausbreitungspfaden aus allen Raumwinkeln darstellen. Ein solches Leistungswinkelspektrum mehrerer Kanalrealisierungen kann mit einer synthetisierten Richtcharakteristik verglichen und dadurch der Synthesevorgang analysiert werden. Für eine detaillierte Untersuchung des Synthesevorgangs ist es zudem notwendig, Kanalrealisierungen zu simulieren, welche beliebige Ausfallsrichtungen am Sender (engl. *Direction of Departure*, DOD) und Einfallsrichtungen am Empfänger (engl. *Direction of Arrival*, DOA) beinhalten. Hierfür sind Simulationen auf Basis von Raytracing ungeeignet, weil bei Raytracing die Ausbreitungspfade und deren Richtungen durch dreidimensionale Umgebungsmodelle bestimmt werden und nicht frei gewählt werden können. Für eine alternative messtechnische Bestimmung der zu untersuchenden Ausbreitungskanäle wird ein Kanalmessaufbau benötigt. Diese Informationen über den Kanal werden anschließend für eine Antennensynthese genutzt [5]. Eine Verifikation und eine Analyse anhand eines Leistungswinkelspektrums der dadurch gewonnenen Syntheseergebnisse ist jedoch problematisch, weil Kanalmessungen abhängig vom Messaufbau nur eine sehr begrenzte beziehungsweise keine Auflösung der Mehrwegekomponenten bieten (siehe Abschnitt 3.1.2). Die Bestimmung von Leistungswinkelspektren ist dadurch erschwert oder unmöglich.

Um eine Synthesemethode mit vordefinierten Mehrwegekomponenten testen und auswerten zu können, werden Kanalrealisierungen mit beliebigen Mehrwegekomponenten benötigt. Das hierfür genutzte Kanalmodell muss deshalb die Möglichkeit bieten, die Richtungen, Amplituden und Phasen der zu simulierenden Mehrwegekomponenten frei zu wählen. Im nachfolgenden Abschnitt 4.1 wird zunächst ein pfadbasiertes MIMO Kanalmodell vorgestellt. Dieses generiert MIMO Kanalrealisierungen mit beliebigen Mehrwegekomponenten und ermöglicht dadurch die Entwicklung, den Test und die Analyse von Antennensynthesemethoden und die simulative Verifikation der durch diese Methoden gewonnenen Ergebnisse. Anschließend wird in Abschnitt 4.2 beschrieben, welche Möglichkeiten eines fairen Vergleichs von synthetisierten Antennen mit herkömmlichen omnidirektionalen Antennen und mit adaptiven Antennensystemen bestehen. Zudem wird in Abschnitt 4.3 der Vergleich mit beliebigen Antennen erläutert. Hierfür müssen die Richtcharakteristiken mit der vorhandenen Abtastantennengruppe anhand spezieller Strahlformungsvektoren nachgebildet werden. Eine Anwendung der Antennensynthese auf simulierte MIMO Übertragungskanäle findet sich in Abschnitt 4.4. Hierbei kommen sowohl stochastische Kanalmodelle als auch das pfadbasierte Kanalmodell zum Einsatz. Abschließend werden in Abschnitt 4.5 Metriken vorgestellt, die eine Beurteilung der Anpassung eines Syntheseergebnisses an den Kanal ermöglichen und Abschnitt 4.6 enthält eine Zusammenfassung der in diesem Kapitel gewonnenen Erkenntnisse.

4.1 Pfadbasiertes MIMO Kanalmodell

Das pfadbasierte MIMO Kanalmodell ermöglicht eine beliebige Wahl der Parameter der Mehrwegekomponenten, welche sich zwischen den Sendeantennen und den Empfangsantennen ausbreiten. Das bedeutet, dass die Dämpfungen, Phasen und Richtungen der Ausbreitungspfade aller Kanalrealisierungen bei der Anwendung des Kanalmodells fest vorgegeben werden. Sie ergeben sich bei Messungen des Kanals durch die Ausbreitungseffekte der Ausbreitungspfade wie beispielsweise Reflexion, Streuung und Beugung, die in diesem Kanalmodell nicht explizit implementiert sind. Stattdessen können der Amplitudenübertragungsfaktor, die Phasenverschiebung und die Ausfalls- und Einfallsrichtung jedes

Ausbreitungspfad in der Simulation beliebig gewählt werden. Die Werte für die Simulation werden entweder empirisch durch eine unmittelbare Wahl festgelegt oder stochastisch bestimmt, indem die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der Werte festgelegt werden. Abbildung 4.1 zeigt eine Skizze des Kanalmodells.

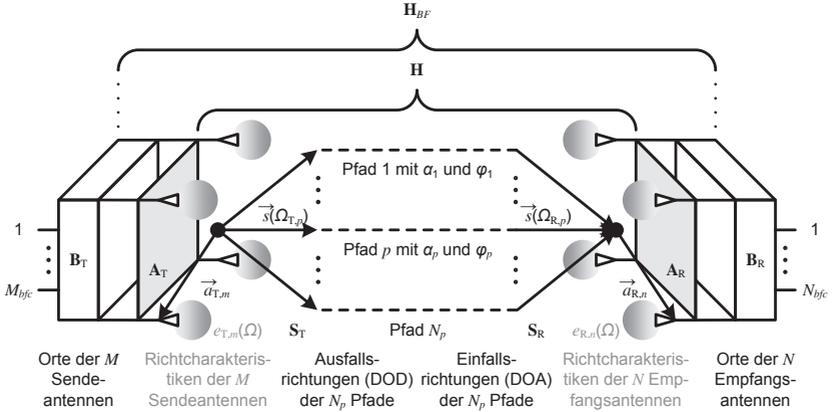


Abbildung 4.1: Pfadbasiertes MIMO Kanalmodell [22] © 2017 IEEE

Der Zählindex der Ausbreitungspfade ist p , die gesamte Anzahl der Ausbreitungspfade wird mit N_p bezeichnet und β steht für die Wellenzahl. Der Amplitudenübertragungsfaktor und die entsprechende Phasenverschiebung des p -ten Ausbreitungspfads zwischen den Mittelpunkten der Antennengruppen betragen α_p und φ_p . $\vec{s}(\Omega_{T,p})$ ist die Ausfallsrichtung des p -ten Ausbreitungspfads am Sender und $\vec{s}(\Omega_{R,p})$ bezeichnet die Einfallrichtung des p -ten Ausbreitungspfads am Empfänger. Hierbei ist $\Omega = (\theta, \psi)$ die Zusammenfassung des Elevationswinkels θ und des Azimutwinkels ψ des Kugelkoordinatensystems. Der kartesische Richtungsvektor eines Ausbreitungspfads $\vec{s}(\Omega) \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ beträgt [Bal97]

$$\vec{s}(\Omega) = \vec{s}(\theta, \psi) = \begin{pmatrix} \sin(\theta) \cdot \cos(\psi) \\ \sin(\theta) \cdot \sin(\psi) \\ \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

und hat den Betrag $|\vec{s}(\Omega)| = 1$. Die Geometrie der Antennengruppen wird durch die Ortsmatrix der Antennenelemente am Sender

$$\mathbf{A}_T = \begin{pmatrix} \vec{a}_{T,1}^T \\ \vec{a}_{T,2}^T \\ \vdots \\ \vec{a}_{T,M}^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{T,1} & y_{T,1} & z_{T,1} \\ x_{T,2} & y_{T,2} & z_{T,2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{T,M} & y_{T,M} & z_{T,M} \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{M \times 3} \quad (4.2)$$

und durch die Ortsmatrix der Antennenelemente am Empfänger

$$\mathbf{A}_R = \begin{pmatrix} \vec{a}_{R,1}^T \\ \vec{a}_{R,2}^T \\ \vdots \\ \vec{a}_{R,N}^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{R,1} & y_{R,1} & z_{R,1} \\ x_{R,2} & y_{R,2} & z_{R,2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{R,N} & y_{R,N} & z_{R,N} \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{N \times 3} \quad (4.3)$$

dargestellt. Diese Matrizen beinhalten die entsprechenden transponierten kartesischen Ortsvektoren jedes Antennenelements $\vec{a}_{T,m} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ am Sender und $\vec{a}_{R,n} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ am Empfänger relativ zum Mittelpunkt der entsprechenden Antennengruppe. Die Richtcharakteristiken der Antennenelemente werden ebenfalls durch das Kanalmodell abgebildet und sind in den Richtcharakteristikmatrizen der Antennenelemente am Sender $\mathbf{E}_T(\Omega) \in \mathbb{C}^{M \times M}$ und am Empfänger $\mathbf{E}_R(\Omega) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ enthalten. Sie sind richtungsabhängig und haben die folgende diagonale Struktur [22]:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_T(\Omega) &= \text{diag}(e_{T,1}(\Omega), e_{T,2}(\Omega), \dots, e_{T,M}(\Omega)) \\ \mathbf{E}_R(\Omega) &= \text{diag}(e_{R,1}(\Omega), e_{R,2}(\Omega), \dots, e_{R,N}(\Omega)) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Weil sich die Mehrwegekomponenten linear und kohärent am Empfänger überlagern, besteht die simulierte MIMO Übertragungskanalmatrix $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ aus der Summe der Beiträge \mathbf{H}_p aller N_p Mehrwegekomponenten (siehe Gleichung (4.5)) [22].

$$\mathbf{H} = \sum_{p=1}^{N_p} \mathbf{H}_p = \sum_{p=1}^{N_p} \mathbf{E}_R(\Omega_{R,p}) \cdot e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A}_R \cdot \vec{s}(\Omega_{R,p})} \cdot \alpha_p \cdot e^{j \cdot \varphi_p} \cdot \left(e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A}_T \cdot \vec{s}(\Omega_{T,p})} \right)^T \cdot \mathbf{E}_T(\Omega_{T,p}) \quad (4.5)$$

Die Exponentialterme in der Modellgleichung (4.5) bilden die ortsabhängige Phasenverschiebung der Antennenelemente innerhalb der Antennengruppen, die von den Ortsmatrizen \mathbf{A}_T und \mathbf{A}_R der Antennenelemente und von den Pfadrichtungen $\vec{s}(\Omega_{T,p})$ und $\vec{s}(\Omega_{R,p})$ abhängen. Die in diesem Abschnitt gezeigte Modellierung des Kanals ist schmalbandig, für einen Zeitpunkt gültig und findet im komplexen Basisband statt. Das Kanalmodell kann im Rahmen einer Implementierung in eine Simulationsumgebung mit geringem Aufwand um die lineare Zeit- und Frequenzabhängigkeit der Größen α_p , φ_p , N_p , $\Omega_{T,p}$, $\Omega_{R,p}$ erweitert werden. Für die Beschreibung einer Synthese von Antennensystemen werden die M Sendeantennen und die N Empfangsantennen aus dem pfadbasierten Kanalmodell nachfolgend als Abtastantennen genutzt.

4.1.1 Synthese von Einzelantennensystemen

Die Synthese von Einzelantennensystemen wird hier beispielhaft für einen Sender und einen Empfänger gezeigt, welche beide jeweils nur einen Zweig mit einer einzelnen synthetisierten Antenne beinhalten. Die Richtcharakteristiken der Einzelantennen setzen sich aus den Richtcharakteristiken der Abtastantennen und dem synthetisierten Gruppenfaktor zusammen, der von der Geometrie der Abtastantennengruppe und vom Belegungsvektor $\vec{b}_T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ am Sender beziehungsweise $\vec{b}_R \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ am Empfänger bestimmt wird.

Durch Anwendung der synthetisierten Belegungsvektoren auf die simulierte MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} erhält man den Kanal $h_{BF} \in \mathbb{C}$ zwischen den Einzelantennen, der in diesem Fall ein komplexer Skalar ist [22]:

$$h_{BF} = \vec{b}_R^T \cdot \mathbf{H} \cdot \vec{b}_T = \vec{b}_R^T \cdot \sum_{p=1}^{N_p} \mathbf{H}_p \cdot \vec{b}_T \quad (4.6)$$

Durch Einsetzen der Modellgleichung (4.5) erhält man

$$h_{BF} = \vec{b}_R^T \cdot \underbrace{\sum_{p=1}^{N_p} \mathbf{E}_R(\Omega_{R,p}) \cdot e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A}_R \cdot \vec{s}(\Omega_{R,p}) \cdot \alpha_p \cdot e^{j \cdot \varphi_p}}_{C_{R,array}(\Omega_{R,p})} \cdot \underbrace{\left(e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A}_T \cdot \vec{s}(\Omega_{T,p})} \right)^T \cdot \mathbf{E}_T(\Omega_{T,p}) \cdot \vec{b}_T}_{C_{T,array}(\Omega_{T,p})} \quad (4.7)$$

Vergleicht man diesen Ausdruck mit Gleichung (2.10) auf Seite 15, so erkennt man, dass die beidseitigen Phasenverschiebungen aufgrund der Geometrie der Abtastantennengruppe zusammen mit den Richtcharakteristiken der Abtastantennenelemente und dem synthetisierten Belegungsvektor der Richtcharakteristik der gesamten Abtastantennengruppe entsprechen. Deshalb ergibt sich für den Ausdruck:

$$h_{BF} = \sum_{p=1}^{N_p} C_{R,array}(\Omega_{R,p}) \cdot \alpha_p \cdot e^{j \cdot \varphi_p} \cdot C_{T,array}(\Omega_{T,p}) = \sum_{p=1}^{N_p} h_{BF,p} \quad (4.8)$$

Der Kanal $h_{BF} \in \mathbb{C}$ zwischen den synthetisierten Einzelantennen kann folglich in die Summe der Beiträge $h_{BF,p}$ aller N_p Mehrwegekomponenten zerlegt werden. Jeder Beitrag besteht nur aus dem Amplitudenübertragungsfaktor und der Phasenverschiebung jedes Ausbreitungspfads, welche mit den komplexen Richtcharakteristiken am Sender und am Empfänger gewichtet sind.

Es zeigt sich, dass der Einfluss der Richtcharakteristik der gesamten Abtastantennengruppe auf die Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} während der

Antennensynthese dargestellt werden kann. Dies geschieht durch einfache Matrixmultiplikation der entsprechenden Belegungsvektoren mit der durch Simulation oder durch Messung bestimmten MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} . Eine Auflösung der Ausbreitungspfade des Übertragungskanals ist hierfür nicht notwendig. Abbildung 4.2 zeigt das pfadbasierte MIMO Kanalmodell mit Strahlformung eines Unterkanals zur Modellierung eines synthetisierten Einzelantennensystems. Die Phasenzentren der synthetisierten Einzelantennen befinden sich in den Mittelpunkten der Abtastantennengruppen.

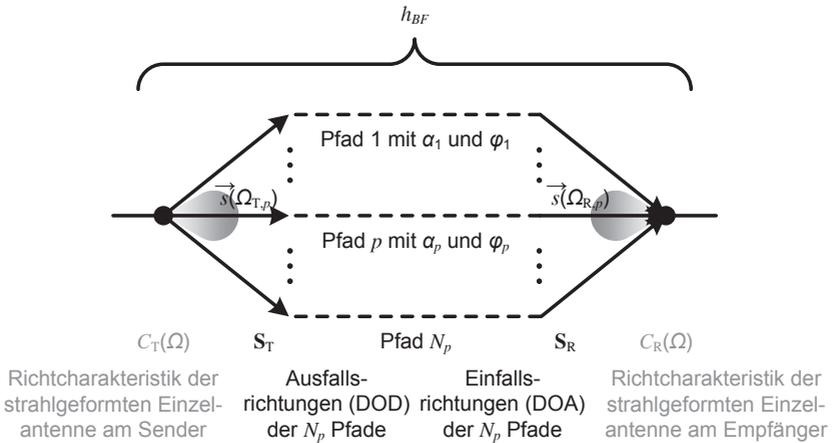


Abbildung 4.2: Pfadbasiertes MIMO Kanalmodell mit synthetisierten Einzelantennensystemen, simuliert durch Strahlformung eines Unterkanals

4.1.2 Synthese von Mehrantennensystemen

In diesem Abschnitt wird die Synthese von Mehrantennensystemen mit mehreren Sendezweigen und mehreren Empfangszweigen entwickelt. Die Richtcharakteristiken der synthetisierten Antennen setzen sich aus den Richtcharakteristiken der Abtastantennen und den synthetisierten Gruppenfaktoren zusammen, die von der Geometrie der Abtastantennengruppe und von den Belegungsmatrizen beziehungsweise Strahlformungsmatrizen $\mathbf{B}_T \in \mathbb{C}^{M \times M_{bfc}}$ am Sender beziehungsweise $\mathbf{B}_R \in \mathbb{C}^{N_{bfc} \times N}$ am Empfänger bestimmt werden. Durch Anwendung der

synthetisierten Belegungsmatrizen auf die simulierte MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} erhält man den MIMO Kanal $\mathbf{H}_{BF} \in \mathbb{C}^{N_{bfc} \times M_{bfc}}$ zwischen den M_{bfc} synthetisierten Sende- und den N_{bfc} synthetisierten Empfangsantennen [22]:

$$\mathbf{H}_{BF} = \mathbf{B}_R \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{B}_T = \mathbf{B}_R \cdot \sum_{p=1}^{N_p} \mathbf{H}_p \cdot \mathbf{B}_T \quad (4.9)$$

Durch Einsetzen der Modellgleichung (4.5) erhält man

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{BF} = \mathbf{B}_R \cdot \underbrace{\sum_{p=1}^{N_p} \mathbf{E}_R(\Omega_{R,p}) \cdot e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A}_R \cdot \vec{s}(\Omega_{R,p}) \cdot \alpha_p \cdot e^{j \cdot \varphi_p}}}_{\vec{c}_{R,\text{array}}(\Omega_{R,p})} \cdot \underbrace{\left(e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A}_T \cdot \vec{s}(\Omega_{T,p})} \right)^T \cdot \mathbf{E}_T(\Omega_{T,p}) \cdot \mathbf{B}_T}_{\vec{c}_{T,\text{array}}(\Omega_{T,p})^T} \end{aligned} \quad (4.10)$$

In diesem Ausdruck lassen sich ebenfalls die synthetisierten Richtcharakteristiken der gesamten Abtastantennengruppe, die mit Hilfe der synthetisierten Belegungsmatrizen \mathbf{B}_T und \mathbf{B}_R gebildet werden, herauslesen. Die M_{bfc} Richtcharakteristiken am Sender sind in dem Vektor $\vec{c}_{T,\text{array}}(\Omega_{T,p}) \in \mathbb{C}^{M_{bfc} \times 1}$ und die N_{bfc} Richtcharakteristiken am Empfänger sind in dem Vektor $\vec{c}_{R,\text{array}}(\Omega_{R,p}) \in \mathbb{C}^{N_{bfc} \times 1}$ zusammengefasst. Der Ausdruck lässt sich ähnlich zu Abschnitt 4.1.1 auch für synthetisierte Mehrantennensysteme folgendermaßen zusammenfassen:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{BF} &= \sum_{p=1}^{N_p} \vec{c}_{R,\text{array}}(\Omega_{R,p}) \cdot \alpha_p \cdot e^{j \cdot \varphi_p} \cdot \vec{c}_{T,\text{array}}(\Omega_{T,p})^T \\ &= \sum_{p=1}^{N_p} \mathbf{H}_{BF,p} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Der MIMO Kanal $\mathbf{H}_{BF} \in \mathbb{C}^{N_{bfc} \times M_{bfc}}$ zwischen den Mehrantennensystemen kann folglich in die Summe der Beiträge $\mathbf{H}_{BF,p}$ aller N_p Mehrwegekomponenten zerlegt werden.

Der Einfluss der synthetisierten Richtcharakteristiken der gesamten Abtastantennengruppe auf die MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} kann wiederum durch einfache Matrixmultiplikation der entsprechenden Belegungsmatrizen mit der MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} dargestellt werden. Eine Auflösung der Ausbreitungspfade des Übertragungskanals ist hierfür nicht notwendig. Abbildung 4.3 zeigt das pfadbasierte MIMO Kanalmodell mit gleichzeitiger Strahlformung mehrerer Unterkanäle zur Modellierung synthetisierter Mehrantennensysteme. Die Phasenzentren der synthetisierten Antennen befinden sich in den Mittelpunkten der Abtastantennengruppen.

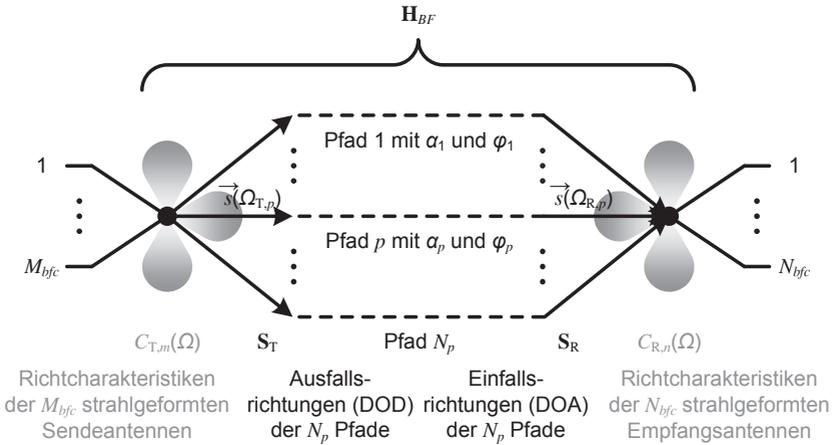


Abbildung 4.3: Pfadbasiertes MIMO Kanalmodell mit synthetisierten Mehrantennensystemen, simuliert durch Strahlformung mehrerer Unterkanäle

4.2 Vergleich von synthetisierten mit herkömmlichen Antennensystemen

Die Beschreibung der Synthese von Einzel- und Mehrantennensystemen in den Abschnitten 4.1.1 und 4.1.2 hat gezeigt, dass eine Analyse der Einflüsse der synthetisierten Richtcharakteristiken der gesamten Abtastantennengruppe auf die MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} ohne Auflösung der Mehrwegekomponenten möglich ist. Hierfür genügen die Übertragungskoeffizienten aus der MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} , die aus den kohärenten Summen aller Mehrwegekomponenten bestehen. Die fehlende Auflösung der Mehrwegekomponenten bei der Antennensynthese auf Basis gemessener Übertragungskanäle aus Abschnitt 3.1.2 stellt somit kein Problem dar.

In diesem Abschnitt wird erarbeitet, wie synthetisierte Antennensysteme mit anderen, herkömmlichen Antennensystemen verglichen werden können. Hierfür werden Vergleichsgrößen benötigt, welche für alle zu vergleichenden Antennensysteme bestimmt werden können. Das maximal erreichbare SNR und die Kanalkapazität geben die maximale obere Grenze der Leistungsfähigkeit eines Kommunikationssystems an und eignen sich sehr gut für den Vergleich von Antennensystemen für drahtlose Kommunikationssysteme. Diese Größen sind unabhängig von anderen Parametern der Kommunikation wie beispielsweise den Kodierungs-, Multiplex- und Modulationsverfahren, die aktuell oder zukünftig in einem Kommunikationssystem genutzt werden. Dadurch kann unmittelbar und ohne Abhängigkeiten von veränderlichen anderen Parametern analysiert werden, ob das zu untersuchende Antennensystem eine Engstelle hinsichtlich der Leistungsfähigkeit des zu untersuchenden Kommunikationssystems darstellt.

Nachfolgend werden die Vergleichssysteme anhand der Abbildungen 4.4, 4.5 und 4.6 kurz erläutert. Hierbei ist jeweils nur die Empfängerseite zu sehen. Die Senderseite kann entsprechend bestimmt werden und ist aus Platzgründen nicht dargestellt.

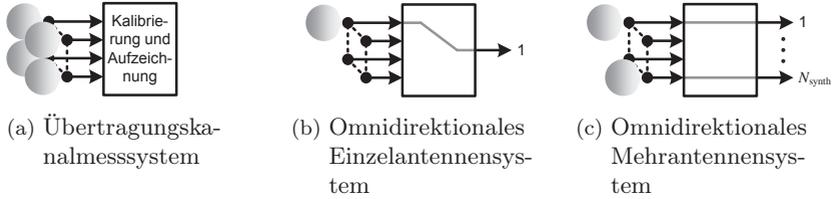


Abbildung 4.4: Empfangsteil des Übertragungskanalmesssystems (a) und omnidirektionale Vergleichssysteme für die Antennensynthese (b)-(c) am Empfänger

Alle Systeme aus Abbildung 4.4 besitzen Antennen mit omnidirektionaler Richtcharakteristik. Zur Vollständigkeit ist in Abbildung 4.4a das Übertragungskanalmesssystem zu sehen, welches aus omnidirektionalen Abtastantennen und einer Elektronik zur Kalibrierung und Aufzeichnung der gemessenen Signale besteht. Genaue Details zum Übertragungskanalmesssystem für MIMO Systeme sind in den weiterführenden Kapiteln 5 und 6 zu finden.

Omnidirektionale Einzel- und Mehrantennensysteme (siehe Abbildungen 4.4b und 4.4c) bestehen aus einer Auswahl einzelner oder mehrerer Zweige mit Abtastantennen. Dies entspricht für die Empfängerseite einer Auswahl einzelner oder mehrerer Zeilen und für die Senderseite einer Auswahl einzelner oder mehrerer Spalten der Matrix des MIMO Übertragungskanals \mathbf{H} .

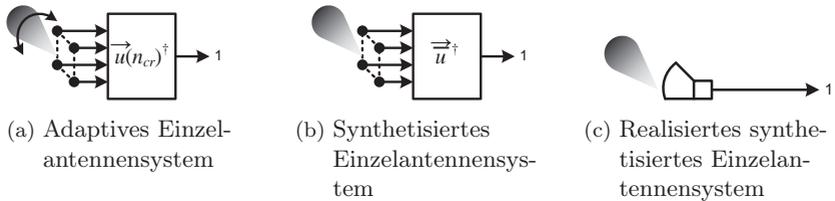


Abbildung 4.5: Vergleichssysteme für die Antennensynthese mit einem Zweig am Empfänger

In Abbildung 4.5 sind die für Systemvergleiche herangezogenen Einzelantennensysteme dargestellt. Ein adaptives Einzelantennensystem (siehe Abbildung 4.5a) gewichtet die Signale der Abtastantennen mit

einem Strahlformungsvektor, der von der Kanalrealisierung abhängig ist. Dadurch ergibt sich eine umgebungsabhängige Richtcharakteristik der Abtastantennengruppe.

Die Gewichtung beim synthetisierten Einzelantennensystem (siehe Abbildung 4.5b) findet mit einem konstanten Strahlformungsvektor statt. Die entsprechende Richtcharakteristik der Abtastantennengruppe ist dadurch ebenfalls konstant. In Abbildung 4.5c ist das realisierte synthetisierte Einzelantennensystem zu sehen. Es besteht nicht mehr aus einer Abtastantennengruppe mit Strahlformung sondern aus einer speziell entworfenen strahlenden Struktur, die die Richtcharakteristik des synthetisierten Einzelantennensystems möglichst exakt nachbildet. Realisierte synthetisierte Antennensysteme werden in dieser Arbeit nicht weiter beschrieben, sind aber in den Veröffentlichungen [RPJZ11, Rei13, Kow13, 23] und [25] zu finden.

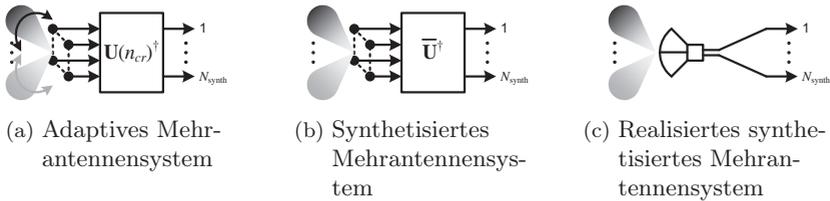


Abbildung 4.6: Vergleichssysteme für die Antennensynthese mit mehreren Zweigen am Empfänger

In Abbildung 4.6 sind die entsprechenden Mehrantennensysteme dargestellt. Adaptive Mehrantennensysteme (siehe Abbildung 4.6a) gewichten die Signale der Abtastantennen mit mehreren Strahlformungsvektoren, die abhängig von der Kanalrealisierung sind. Diese Strahlformungsmatrix steht für mehrere, parallel betriebene Richtcharakteristiken der Abtastantennengruppe, die umgebungsabhängig sind.

Die Anzahl der synthetisierten Strahlformungsvektoren beziehungsweise Richtcharakteristiken beträgt N_{synth} . Die Gewichtung beim synthetisierten Mehrantennensystem (siehe Abbildung 4.6b) findet mit einer konstanten Strahlformungsmatrix statt. Die sich daraus ergebenden N_{synth} Richtcharakteristiken der Abtastantennengruppe sind deshalb ebenfalls konstant.

In Abbildung 4.6c ist das realisierte synthetisierte Mehrantennensystem zu sehen. Es realisiert die parallelen Richtcharakteristiken des synthetisierten Mehrantennensystems. Hierfür kommen eine oder mehrere strahlende Strukturen zum Einsatz.

Um eine faire Vergleichbarkeit der beschriebenen Antennensysteme sicherzustellen, müssen die Strahlformungsvektoren und -matrizen auf denselben Wert normiert sein. Dies wird durch eine gleiche Frobeniusnorm¹ aller zu vergleichenden Systeme erreicht, sodass für alle Spaltenvektoren \vec{b}_k der Strahlformungsmatrizen \mathbf{B} gilt:

$$|\vec{b}| = \sqrt{\sum_k |b_k|^2} = 1 \quad (4.12)$$

Diese Normierung stellt sicher, dass durch die Vektoren und Matrizen keine ungewollte zusätzliche Verstärkung der Signale verursacht wird, die den fairen Vergleich stören würde. Außerdem sollten nur Antennensysteme mit gleicher Antennenanzahl verglichen werden. Hat eines der zu vergleichenden Systeme mehr Empfangsantennen, so ist es prinzipiell in der Lage, mehr Leistung zu empfangen und ein höheres SNR des Gesamtsystems zu erreichen, was sich auch in höheren Kanalkapazitäten niederschlägt. Wird hingegen die Anzahl der Sendeantennen variiert, so muss für eine faire Vergleichbarkeit die Gesamtleistung des Senders konstant gehalten werden. Zudem führt eine Erhöhung der Sendeantennenanzahl zu einer geringeren Varianz des maximal erreichbaren SNR und der Kanalkapazität.

Die Strahlformungsmatrix für ein omnidirektionales Mehrantennensystem besteht aus einer Anordnung von Einsen und Nullen auf der Hauptdiagonalen. Diese legen fest, welche Zweige des Abtastantennensystems ausgewählt werden. Sollen beispielsweise die ersten Abtastantennen ausgewählt werden, ergibt sich folgende Strahlformungsmatrix für ein omnidirektionales Mehrantennensystem:

$$\mathbf{B}_{\text{omni}} = \text{diag}(1, \dots, 1, 0, \dots, 0) \quad (4.13)$$

¹ Eine Definition der Frobeniusnorm ist im Anhang A.3 zu finden.

Die Strahlformungsmatrix eines adaptiven Mehrantennensystems mit N_{synth} parallelen Richtcharakteristiken, welches auf N Abtastantennen beruht, hat folgende Struktur:

$$\mathbf{B}_{\text{adapt}}(n_{cr}) = \begin{pmatrix} b_{\text{adapt},11}(n_{cr}) & \cdots & b_{\text{adapt},1N_{\text{synth}}}(n_{cr}) \\ b_{\text{adapt},21}(n_{cr}) & \cdots & b_{\text{adapt},2N_{\text{synth}}}(n_{cr}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{\text{adapt},N1}(n_{cr}) & \cdots & b_{\text{adapt},NN_{\text{synth}}}(n_{cr}) \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

Die entsprechende Strahlformungsmatrix eines synthetisierten Mehrantennensystems mit N_{synth} parallelen Richtcharakteristiken lautet:

$$\mathbf{B}_{\text{synth}} = \begin{pmatrix} b_{\text{synth},11} & b_{\text{synth},12} & \cdots & b_{\text{synth},1N_{\text{synth}}} \\ b_{\text{synth},21} & b_{\text{synth},22} & \cdots & b_{\text{synth},2N_{\text{synth}}} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ b_{\text{synth},N1} & b_{\text{synth},N2} & \cdots & b_{\text{synth},NN_{\text{synth}}} \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

Die Bedingung für einen fairen Vergleich dieser Mehrantennensysteme kann folgendermaßen formuliert werden:

$$\|\mathbf{B}_{\text{omni}}\|_{\text{Fro}} = \|\mathbf{B}_{\text{adapt}}(n_{cr})\|_{\text{Fro}} = \|\mathbf{B}_{\text{synth}}\|_{\text{Fro}} = \sqrt{N_{\text{synth}}} \quad (4.16)$$

Weil nach Gleichung (4.12) jeder der N_{synth} Zweige in den Systemen die Verstärkung eins besitzt, ergibt sich für die Frobeniusnorm in Gleichung (4.16), die der Amplitudenverstärkung der gesamten Strahlformungsmatrix entspricht, der Wert $\sqrt{N_{\text{synth}}}$.

Tabelle 4.1: Systemmatrizen für den Vergleich von omnidirektionalen, adaptiven und synthetisierten Antennensystemen am Sender und am Empfänger

Antennentyp zum Systemvergleich	Systemmatrix	Systemvergleich am Sender	Systemvergleich am Empfänger
omnidirektional	$\mathbf{H}_{\text{omni}}(n_{cr})$	$\mathbf{H}(n_{cr})\mathbf{V}_{\text{omni}}$	$\mathbf{U}_{\text{omni}}^{\dagger}\mathbf{H}(n_{cr})$
adaptiv	$\mathbf{H}_{\text{adapt}}(n_{cr})$	$\mathbf{H}(n_{cr})\mathbf{V}(n_{cr})$	$\mathbf{U}(n_{cr})^{\dagger}\mathbf{H}(n_{cr})$
synthetisiert	$\mathbf{H}_{\text{synth}}(n_{cr})$	$\mathbf{H}(n_{cr})\bar{\mathbf{V}}$	$\bar{\mathbf{U}}^{\dagger}\mathbf{H}(n_{cr})$

Nach der beschriebenen Normierung können die Systemmatrizen der zu vergleichenden Mehrantennensysteme wie in Tabelle 4.1 angegeben gebildet werden. Für einen Vergleich von Einzelantennensystemen sind die Strahlformungsmatrizen in Tabelle 4.1 durch Strahlformungsvektoren zu ersetzen. Außerdem können auch Kombinationen von Antennentypen am Sender und am Empfänger gebildet werden. Dies geschieht durch Kombination der Faktoren aus den beiden rechten Spalten der Tabelle 4.1. Eine Systemmatrix mit omnidirektionalen Sende- und mit adaptiven Empfangsantennen lautet beispielsweise $\mathbf{U}(n_{cr})^\dagger \mathbf{H}(n_{cr}) \mathbf{V}_{\text{omni}}$. Wird auf einer Seite der MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} keine Strahlformungsmatrix, beziehungsweise die Einheitsmatrix entsprechender Größe, angewendet, so entspricht dies der Verwendung aller omnidirektionalen Abtastantennen dieser Seite.

Mit Hilfe von Tabelle 4.1 sind alle Systemmatrizen der zu vergleichenden Systeme bekannt. Dadurch ist die Bestimmung des maximalen SNR und der Kanalkapazität für einen direkten Systemvergleich anhand dieser Parameter möglich. Die entsprechenden Formeln hierfür sind in den Gleichungen (2.27) und (2.33) in Kapitel 2 gegeben.

4.3 Nachbildung beliebiger Richtcharakteristiken

Will man die Ergebnisse einer Antennensynthese mit beliebigen Richtcharakteristiken vergleichen, ist man darauf angewiesen, dass die Richtcharakteristiken mit der vorhandenen Abtastantennengruppe durch die Anwendung spezieller Strahlformungsvektoren nachgebildet werden können. Diese nachzubildenden Richtcharakteristiken können beispielsweise im Rahmen eines Systemvergleichs empirisch bestimmt werden oder von einer bereits realisierten Antenne stammen, deren Leistungsfähigkeit mit synthetisierten Antennen in den untersuchten Kanälen verglichen werden soll. Die Schätzung dieser Strahlformungsvektoren, die eine vorgegebene, beliebige Richtcharakteristik möglichst exakt nachbilden, wird nachfolgend vorgestellt.

Die Ortsmatrix der Antennenelemente \mathbf{A} und der geschätzte Strahlformungsvektor $\tilde{\mathbf{b}}$ mit den Belegungskoeffizienten der Antennengruppe sind entsprechend Abschnitt 2.1.2 definiert. Die Blickrichtung $\vec{s}(\theta, \psi)$ wird zur Matrix $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{3 \times N_a}$ erweitert, die insgesamt N_a Blickrichtungen in kartesischen Koordinaten enthält. Geht man von einer Winkelauflösung

der beliebigen nachzubildenden Richtcharakteristik von $\Delta\theta = \Delta\psi = 1^\circ$ aus, so ergeben sich beispielsweise $N_a = 180 \cdot 360 = 64.800$ Blickrichtungen. Die entsprechenden Werte der Richtcharakteristik sind im Vektor $\vec{c} \in \mathbb{C}^{N_a \times 1}$ enthalten.

Für eine Schätzung der Strahlformungsvektoren mittels der Methode der kleinsten Quadrate (engl. *Least Squares*, LS) lautet die Modellgleichung mit der Modellmatrix $\Xi \in \mathbb{C}^{N_a \times N}$:

$$\vec{c} = \underbrace{(\mathbf{E} \star e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A} \mathbf{S}})}_{\Xi}^T \cdot \vec{b} = \Xi \vec{b} \quad (4.17)$$

Die Modellgleichung (4.17) ergibt sich aus Gleichung (2.10) durch beidseitiges Transponieren. Die Definition der Richtcharakteristikmatrix der Antennenelemente $\mathbf{E} \in \mathbb{C}^{N \times N_a}$ für die N Antennenelemente ist hier verglichen mit Abschnitt 2.1.2 verändert und an den folgenden Schätzalgorithmus angepasst:

$$\vec{b} = (\Xi^\dagger \Xi)^{-1} \Xi^\dagger \cdot \vec{c} \quad (4.18)$$

Dieses Schätzverfahren liefert als Ergebnis einen Strahlformungsvektor, der die beliebige Richtcharakteristik nachbildet. Eine Verbesserung der Nachbildung kann durch eine Gewichtung der Schätzung erreicht werden. Hierfür wird eine gewichtete Modellgleichung eingesetzt:

$$\vec{c}_w = \Xi_w \vec{b}_w \quad (4.19)$$

Die Gewichtungsmatrix $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{N_a \times N_a}$ beinhaltet die Gewichtungsfaktoren jeder Blickrichtung auf ihrer Hauptdiagonalen und wird folgendermaßen angewendet:

$$\vec{c}_w = \mathbf{G} \vec{c} \quad \Xi_w = \mathbf{G} \Xi \quad (4.20)$$

Der entsprechende Schätzalgorithmus ergibt sich mit der beschriebenen Gewichtung zu:

$$\vec{b}_w = (\Xi_w^\dagger \Xi_w)^{-1} \Xi_w^\dagger \cdot \vec{c}_w = (\Xi^\dagger \mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} \Xi)^{-1} \Xi^\dagger \mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} \cdot \vec{c} \quad (4.21)$$

Als Gewichtung können beispielsweise die normierten Absolutwerte der nachzubildenden Richtcharakteristik genutzt werden:

$$\mathbf{G} = \text{diag} \left(\frac{|\vec{c}|}{\max|\vec{c}|} \right) \quad (4.22)$$

Dies resultiert in einer genaueren Nachbildung der Hauptstrahlrichtungen und in geringfügig größeren Nachbildungsabweichungen in den Nullstellen der Richtcharakteristik. Anschließend muss der geschätzte Strahlformungsvektor entsprechend Gleichung (4.12) normiert werden. Diese Methode hat in mehreren Tests sehr gute Ergebnisse geliefert. Sie hat jedoch prinzipielle Beschränkungen der Freiheitsgrade der Richtcharakteristiken, die nachgebildet werden können. Diese werden insbesondere durch die Geometrie der Abtastantennengruppe festgelegt. Es können beliebige Verfahren und Gewichtungen zur Schätzung der Strahlformungsvektoren angewendet werden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird hier ausschließlich die Methode der kleinsten Quadrate vorgestellt, die die Machbarkeit der Schätzung zeigt.

4.4 Simulationen des MIMO Übertragungskanals

In diesem Abschnitt wird das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming auf mehrere stochastische Übertragungskanalmodelle und auf das pfadbasierte MIMO Übertragungskanalmodell angewendet. Hierbei sollen die Auswirkungen von Korrelationen im Kanal auf die Antennensynthese gezeigt werden. Während die stochastischen Modelle die Korrelationen im Kanal beschreiben, die allen Kanalrealisierungen gemeinsam sind, liegt der Schwerpunkt des pfadbasierten Modells auf den Ein- und Ausfallsrichtungen der Ausbreitungspfade.

Die Antennensynthese wird in diesem Abschnitt nachfolgend aus Gründen der Übersichtlichkeit nur auf die Empfängerseite angewendet. Entsprechende Simulationen für die Senderseite haben jedoch gezeigt, dass sich vergleichbare Ergebnisse auch für die Senderseite ergeben.

4.4.1 Stochastische MIMO Übertragungskanalmodelle

Das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming wird zunächst auf stochastische Kanalmodelle angewendet. Diese Modelle beschreiben die Korrelationen im Kanal. Das Gauß-Kanalmodell [Big07] erzeugt einen Kanal \mathbf{H}_w , der keine Korrelationen enthält ($\mathbf{R}_T = \mathbf{I}_M$ und $\mathbf{R}_R = \mathbf{I}_N$, siehe Abschnitt 3.3.1). Das Rice-Kanalmodell [GW98, Pät02] beschreibt die Korrelationen im Kanal mit Hilfe eines dominanten Ausbreitungspfades, der mit mehreren schwächeren Pfaden überlagert wird. Hierbei steht der Rice-Faktor für das Verhältnis aus der Leistung des dominanten Pfades zur Gesamtleistung der restlichen Pfade. In dem hier gezeigten Beispiel wurde ein Rice-Faktor von zwei gewählt. Eine Beschreibung des Rice-Kanalmodells findet sich im Anhang A.11. Die Kanalmodelle nach Kronecker und Weichselberger sind aus den Abschnitten 3.3.1 und 3.3.2 bekannt. Sie erweitern das Gauß-Kanalmodell um entsprechende Korrelationen im Kanal.

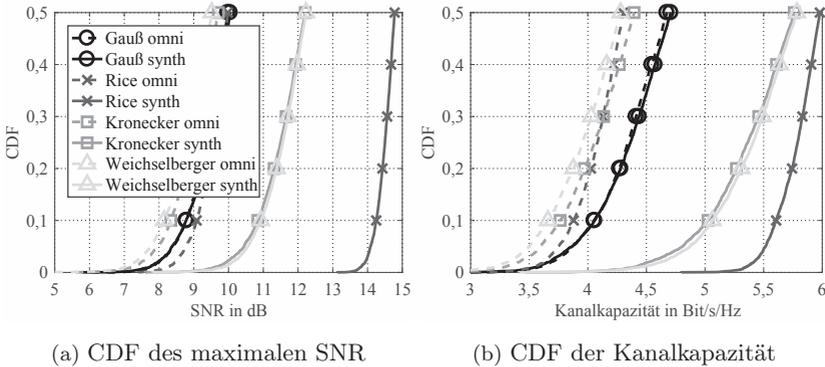


Abbildung 4.7: SNR und Kanalkapazität für Systeme mit omnidirektionalen und synthetisierten Richtcharakteristiken für $M = 4$ und $N = 8$ Abtastantennen und $N_{\text{synth}} = 2$ Richtcharakteristiken am Empfänger, $NF_R = 9$ dB, $B = 20$ MHz

Abbildung 4.7 zeigt die Verteilungen des SNR und der Kanalkapazität für die entsprechenden Systeme mit omnidirektionalen und synthetisierten Richtcharakteristiken. Für die Simulationen wurden $N_{cr} = 15.000$ Kanalrealisierungen genutzt und ein mittleres SNR von 10 dB im omnidirektionalen Fall gewählt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind

nur die unteren 50% der Verteilungsfunktionen zu sehen. Der Abstand zwischen den Kurven für omnidirektionale und für synthetisierte Antennen steht für den Optimierungsgewinn, der durch die Antennensynthese am Empfänger bei den jeweiligen Kanalmodellen entsteht. Der Gauß-Kanal besitzt aufgrund der fehlenden Korrelationen erwartungsgemäß keine Verbesserung der Parameter durch die Antennensynthese. Eine Optimierung unter Ausnutzung von Korrelationen im Kanal ist nicht möglich. Alle restlichen Kanalmodelle zeigen deutliche Optimierungsgewinne sowohl für das SNR als auch für die Kanalkapazität.

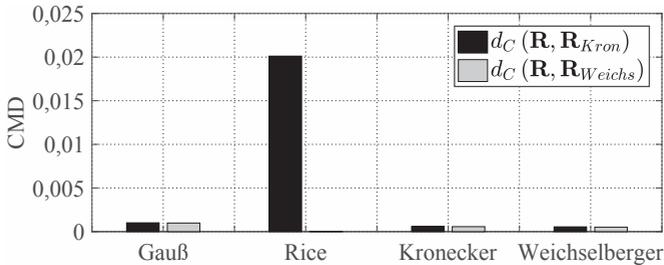


Abbildung 4.8: Distanzen zwischen den allgemeinen Korrelationsmatrizen \mathbf{R} und den nach Kronecker beziehungsweise Weichselberger genäherten Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_{Kron} und \mathbf{R}_{Weichs}

In Abbildung 4.8 ist die CMD der anhand der Kanalmodelle erzeugten Kanalrealisierungen gezeigt. Aufgrund der sehr kleinen Werte der CMD für alle Kanalmodelle kann von der Gültigkeit der Kanalmodelle nach Kronecker beziehungsweise Weichselberger ausgegangen werden. Die Gültigkeit dieser Kanalmodelle bestätigt als hinreichende Bedingung die Optimalität des angewendeten Syntheseverfahrens auf Basis von Eigenbeamforming.

Für das Rice-Kanalmodell ergeben sich deutliche Unterschiede zwischen den Werten der CMD für das Kronecker-Kanalmodell und das Weichselberger-Kanalmodell. Diese Unterschiede resultieren aus dem dominanten Ausbreitungspfad, der im Rice-Kanalmodell simuliert wird. Er erzeugt gegenseitige Abhängigkeiten zwischen den Ausfallsrichtungen der Ausbreitungspfade am Sender und den Einfallsrichtungen der Ausbreitungspfade am Empfänger, was zu einem gemeinsam korrelierten MIMO Kanal führt. Während das Weichselberger-Kanalmodell in der

Lage ist, diese gemeinsame Korrelation zu beschreiben, vernachlässigt das Kronecker-Kanalmodell alle gegenseitigen Abhängigkeiten zwischen den Ausfalls- und Einfallsrichtungen der Ausbreitungspfade (siehe Abschnitt 3.3.2). Dies führt schließlich zu dem vergleichsweise hohen Wert der CMD für das Kronecker-Kanalmodell und zu dem verschwindend geringen Wert der CMD für das Weichselberger-Kanalmodell.

Für die Kanalmodelle nach Gauß, Kronecker und Weichselberger müsste die CMD zum Vergleich der Korrelationsmatrizen theoretisch null betragen. Aufgrund der begrenzten Anzahl an Kanalrealisierungen und den verbleibenden Ungenauigkeiten bei der Schätzung der Korrelationsmatrizen ergeben sich jedoch kleine Restwerte der CMD, was in Abbildung 4.8 zu sehen ist.

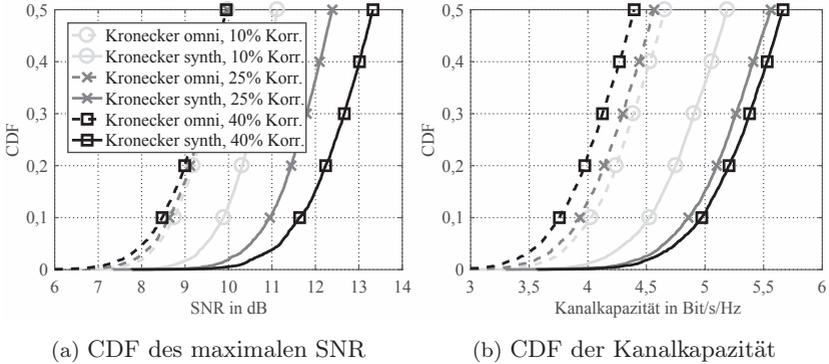


Abbildung 4.9: SNR und Kanalkapazität für Kronecker-Kanäle mit omnidirektionalen und synthetisierten Richtcharakteristiken für unterschiedliche Korrelationen, $M = 4$ und $N = 8$ Abtastantennen und $N_{\text{synth}} = 2$ Richtcharakteristiken am Empfänger, $NF_R = 9$ dB, $B = 20$ MHz

Abbildung 4.9 zeigt die Verteilungen des SNR und der Kanalkapazität für Kronecker-Kanäle mit omnidirektionalen und synthetisierten Richtcharakteristiken am Empfänger für die Korrelationswerte 10%, 25% und 40%. Eine Korrelation von 0% am Empfänger entspricht einer Korrelationsmatrix der Form $\Sigma_R = k \cdot \mathbf{I}_N$ mit $k \in \mathbb{R}$ und 100% Korrelation am Empfänger entspricht $\text{rank}(\Sigma_R) = 1$. Die restlichen Simulationsparameter entsprechen denen aus den in Abbildung 4.7 gezeigten Ergebnissen. Man erkennt deutlich, dass der Optimierungsgewinn durch die

Antennensynthese mit zunehmender Korrelation in den Korrelationsmatrizen Σ_T beziehungsweise Σ_R steigt. Dieser Effekt der Strahlformung ist bei niedrigem SNR stärker ausgeprägt als bei großem SNR [Big07]. Die Antennensynthese ist folglich in der Lage, statistische Korrelationen im Übertragungskanal gezielt zu nutzen, um die Leistungsfähigkeit des Systems zu erhöhen.

4.4.2 Pfadbasiertes MIMO Übertragungskanalmodell

Nachfolgend wird das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming aus Abschnitt 3.3 auf das pfadbasierte MIMO Übertragungskanalmodell (siehe Abschnitt 4.1) angewendet. Die Simulationsparameter und Simulationsdetails orientieren sich an den in [22] veröffentlichten Kanalsimulationen, die einen mobilen Übertragungskanal zwischen einer stationären Basisstation als Sender und einem mobilen Empfänger in städtischer Umgebung bei einer Mittenfrequenz von 2,5 GHz beschreiben. Der Sender besteht aus einer linearen Antennengruppe mit $M = 8$ Antennenelementen im Abstand 3λ , die mit jeweils 7,7 dBi Richtfaktor in Richtung des Horizonts gerichtet sind. Der Empfänger besteht aus $N = 8$ Antennenelementen, von denen sieben gleichförmig auf einem Kreis mit einem Abstand von $\frac{\lambda}{3}$ verteilt sind und einem weiteren Antennenelement in der Mitte des Kreises. Die Richtcharakteristiken der Antennenelemente sind $\sin(\theta)$ -förmig mit 1,7 dBi Richtfaktor. Dieses Szenario ist vergleichbar zu den in [5] veröffentlichten Messungen mobiler Übertragungskanäle. Es besteht aus $N_p = 6$ Ausbreitungspfaden, die am Empfänger aus dem Elevationswinkelbereich $\theta_R = 67,5^\circ \dots 90,0^\circ$ und aus dem Azimutwinkelbereich $\psi_R = 0^\circ \dots 360^\circ$ stammen.

Abbildung 4.10 zeigt das normierte inkohärente Leistungswinkelspektrum (engl. *Angular Power Spectrum*, APS) der simulierten Ausbreitungspfade am Empfänger mit einer Gewichtung entsprechend der Pfadleistungen α_p^2 . Das APS wurde mit Hilfe einer Kerndichteschätzung (engl. *Kernel Density Estimation*, KDE) mit Gaußkern entsprechend Anhang A.8 bestimmt. Es zeigt sich, dass die Leistung der simulierten Pfade aus den zu erwartenden Winkelbereichen herrührt. Das Leistungswinkelspektrum hat ein globales Maximum bei $(\theta = 78^\circ, \psi = 153^\circ)$ und mehrere lokale Maxima im Azimutwinkelbereich $\psi = 193^\circ \dots 268^\circ$.

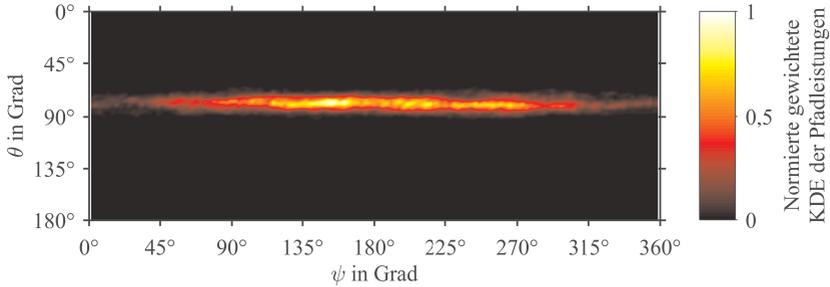


Abbildung 4.10: Inkohärentes Leistungswinkelspektrum der simulierten Ausbreitungspfade am Empfänger für $N_p = 6$ und $N_{cr} = 3.000$ mit $\theta_R = 67,5^\circ \dots 90,0^\circ$ und $\psi_R = 0^\circ \dots 360^\circ$ [22] © 2017 IEEE

Abbildung 4.11 zeigt die ersten beiden mittels Eigenbeamforming synthetisierten Richtcharakteristiken am Empfänger. Die erste synthetisierte Richtcharakteristik $C_{\text{synth},1}(\theta, \psi)$ hat die Hauptstrahlrichtung ($\theta = 88^\circ$, $\psi = 152^\circ$) mit 10,1 dBi Richtfaktor und die zweite synthetisierte Richtcharakteristik $C_{\text{synth},2}(\theta, \psi)$ hat die Hauptstrahlrichtung ($\theta = 90^\circ$, $\psi = 218^\circ$) mit 9,8 dBi Richtfaktor. Beim Vergleich beider Richtcharakteristiken $C_{\text{synth},1}(\theta, \psi)$ und $C_{\text{synth},2}(\theta, \psi)$ erkennt man, dass sich die Richtungen der Maxima und Minima der beiden Richtcharakteristiken komplementär zueinander verhalten. Dies ist eine Folge der Orthogonalität der Eigenwertzerlegung, die in der auf Eigenbeamforming basierenden Syntheselösung enthalten ist. Diese Syntheseergebnisse hängen von der hier getroffenen Wahl der simulierten Kanalparameter ab und haben keine allgemeine Gültigkeit. Dennoch zeigen sie das Prinzip der räumlichen Anpassung der festen synthetisierten Richtcharakteristiken an die Statistik des Kanals, die bei omnidirektionalen Antennen nicht vorhanden ist. Dies wird beim Vergleich der Abbildungen 4.10 und 4.11 deutlich. Die Maxima des Leistungswinkelspektrums stehen für die statistisch bevorzugten Einfallsrichtungen am Empfänger, die durch Korrelation im Kanal verursacht werden. Die synthetisierten Richtcharakteristiken decken mit ihren Hauptstrahlrichtungen diese Maxima des Leistungswinkelspektrums sehr gut ab und verbessern dadurch die Statistik des SNR und der Kanalkapazität des Kommunikationssystems.

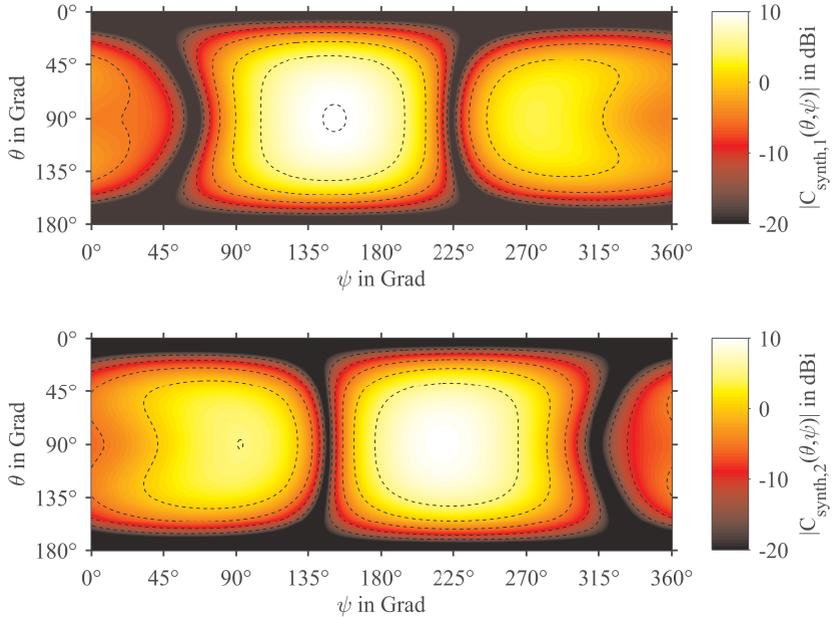


Abbildung 4.11: Mittels Eigenbeamforming synthetisierte Richtcharakteristiken am Empfänger für $N = 8$ [22] © 2017 IEEE

Abbildung 4.12 zeigt die Verteilungen des SNR und der Kanalkapazität mit omnidirektionalen und synthetisierten Richtcharakteristiken. Für die Simulationen wurden $N_{cr} = 5.000$ Kanalrealisierungen genutzt und ein mittleres SNR von 10 dB im omnidirektionalen Fall gewählt. Der Abstand zwischen den Kurven für omnidirektionale und für synthetisierte Antennen verdeutlicht den Optimierungsgewinn, der durch die Antennensynthese am Empfänger entsteht. Zudem sind die entsprechenden Kurven eines adaptiven Antennensystems am Empfänger zu sehen. Alle Kanäle zeigen deutliche Optimierungsgewinne sowohl für das SNR als auch für die Kanalkapazität.

Für die nachfolgenden Untersuchungen wurde der Einfallswinkelbereich der Ausbreitungspfade am Empfänger variiert. Weil in der vorliegenden Anwendung ein geringer Elevationswinkelbereich zu erwarten ist, wurde

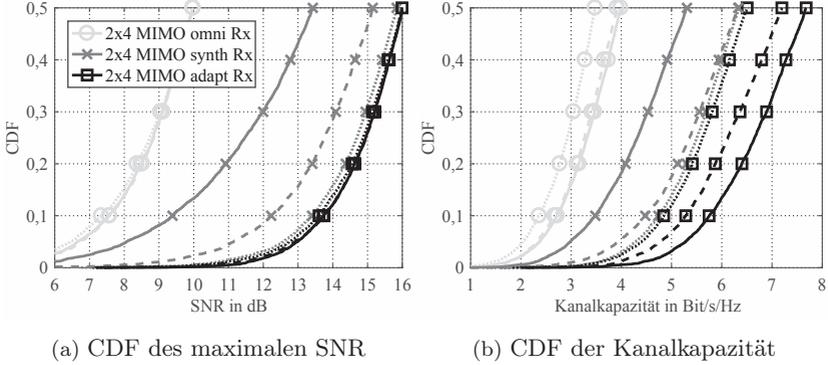


Abbildung 4.12: SNR und Kanalkapazität für Systeme mit Einfallsrichtungen am Empfänger aus den Azimutwinkelintervallen $\Delta\psi_R = 120^\circ$ (gepunktete Kurve), $\Delta\psi_R = 240^\circ$ (gestrichelte Kurve), $\Delta\psi_R = 360^\circ$ (durchgezogene Kurve) für $M = N = 8$ Abtastantennen und $N_{\text{synth}} = 2$ Richtcharakteristiken am Empfänger, $NF_R = 9$ dB, $B = 20$ MHz

ausschließlich der Azimutwinkelbereich verändert. Für den Fall, dass die Ausbreitungspfade am Empfänger aus einem kleineren Azimutwinkelintervall $\Delta\psi_R$ einfallen, erhöhen sich die Optimierungsgewinne durch die Antennensynthese. In Abbildung 4.12 sind Simulationen für Einfallsrichtungen am Empfänger aus den Azimutwinkelintervallen 120° , 240° und 360° dargestellt. Ein kleineres Azimutwinkelintervall der Einfallsrichtungen am Empfänger erhöht demnach die Korrelationen auf der Empfängerseite des Kanals und eine Antennensynthese wirkt sich zunehmend gewinnbringend aus. Zudem sinkt der Abstand des SNR beziehungsweise der Kanalkapazität zwischen dem synthetisierten und dem adaptiven Antennensystem. Die konstanten Korrelationen im Kanal, die durch die Antennensynthese genutzt werden, bilden für begrenzte Azimutwinkelintervalle demnach den Haupteinfluss auf eine Strahlformung, die das SNR beziehungsweise die Kanalkapazität optimiert. Der Unterschied zwischen der synthetisierten und der adaptiven Strahlformung verringert sich deutlich.

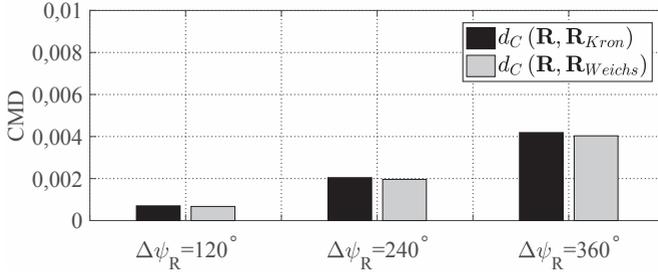


Abbildung 4.13: Distanzen zwischen den allgemeinen Korrelationsmatrizen \mathbf{R} und den nach Kronecker beziehungsweise Weichselberger genäherten Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_{Kron} und \mathbf{R}_{Weichs} für drei Azimutwinkelintervalle

In Abbildung 4.13 ist die CMD der anhand der Kanalmodelle erzeugten Kanalrealisierungen gezeigt. Aufgrund der sehr kleinen Werte der CMD für alle Kanäle kann von der Gültigkeit der Kanalmodelle nach Kronecker beziehungsweise Weichselberger ausgegangen werden. Das angewendete Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming ist somit optimal zur Maximierung der Kanalkapazität.

4.5 Beurteilung der Anpassung eines Syntheseergebnisses an den Kanal

In diesem Abschnitt werden Metriken zur Beurteilung der Fähigkeit einer Antennensynthese zur Anpassung an den Kanal vorgestellt. Sie beruhen auf den räumlichen Korrelationsmatrizen des Kanals, die in Abschnitt 2.3 definiert werden und in Abschnitt 3.3 die Basis der Antennensynthese bilden.

Die Ähnlichkeit zweier Kovarianzmatrizen oder Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_1 und \mathbf{R}_2 kann anhand der Distanz der Matrizen bewertet werden:

$$d_C(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2) = 1 - \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_1 \cdot \mathbf{R}_2)}{\|\mathbf{R}_1\|_{\text{Fro}} \cdot \|\mathbf{R}_2\|_{\text{Fro}}} \in [0, 1] \quad (4.23)$$

Dieser Zusammenhang wird in [HB04, Her04, HCÖB05, CO13] genutzt um festzustellen, ob ein MIMO Kanal noch als stationär beschrieben

werden kann, oder ob die entsprechenden Korrelationen im Kanal zu den Aufnahmezeitpunkten von \mathbf{R}_1 und \mathbf{R}_2 unterschiedlich sind. Der Umfang der Veränderung des MIMO Kanals kann mit der CMD $d_C(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2)$, die nur Werte im abgeschlossenen Intervall zwischen null und eins annimmt, angegeben werden. Der Zustand einer adaptiven Strahlformung kann im stationären Fall unverändert bleiben, während im Falle einer signifikanten Veränderung im MIMO Kanal eine Anpassung der Strahlformung vorgenommen werden sollte. Die CMD eignet sich außerdem für die Beurteilung einer Antennensynthese hinsichtlich der Anpassung des Synthesergebnisses an den Kanal. Hierfür wird die konstante räumliche Korrelationsmatrix \mathbf{R}_T beziehungsweise \mathbf{R}_R als Ergebnis der Antennensynthese benötigt, um sie mit der entsprechenden Korrelationsmatrix $\mathbf{R}_T(n_{cr})$ beziehungsweise $\mathbf{R}_R(n_{cr})$ des Kanals zu vergleichen, die von der Kanalrealisierung abhängen. Die CMD kann dann auf jede Realisierung eines Übertragungskanals angewendet werden und quantifiziert die Anpassung der Ähnlichkeitszusammenhänge aus dem Synthesergebnis und aus dem aktuellen Kanal.

Das k -Eigen-Ratio² $q_k(\mathbf{B}_k(n_{cr}), \overline{\mathbf{B}}_k)$ dient, ähnlich der CMD, ebenfalls der Beurteilung, ob ein MIMO Kanal als stationär beschrieben werden kann. Allgemein gilt für die Eigenwertzerlegung der Korrelationsmatrizen, die von der Kanalrealisierung abhängen

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_T(n_{cr}) &= \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \mathbf{H}(n_{cr}) = \mathbf{U}_T(n_{cr}) \mathbf{\Lambda}_T(n_{cr}) \mathbf{U}_T(n_{cr})^\dagger \\ \mathbf{R}_R(n_{cr}) &= \mathbf{H}(n_{cr}) \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger = \mathbf{U}_R(n_{cr}) \mathbf{\Lambda}_R(n_{cr}) \mathbf{U}_R(n_{cr})^\dagger\end{aligned}\quad (4.24)$$

und für die Eigenwertzerlegung der konstanten räumlichen Korrelationsmatrizen (siehe Gleichung (3.19))

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_T &= \mathbf{E}(\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}) = \mathbf{U}_T \mathbf{\Lambda}_T \mathbf{U}_T^\dagger \\ \mathbf{R}_R &= \mathbf{E}(\mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger) = \mathbf{U}_R \mathbf{\Lambda}_R \mathbf{U}_R^\dagger\end{aligned}\quad (4.25)$$

Während auf den Korrelationsmatrizen $\mathbf{R}_T(n_{cr})$ und $\mathbf{R}_R(n_{cr})$ eine ideale adaptive Strahlformung beruht, sind \mathbf{R}_T und \mathbf{R}_R die konstanten Korrelationsmatrizen, welche beispielsweise während einer Antennensynthese bestimmt werden und woraus die konstante synthetisierte

² Eine Definition des k -Eigen-Ratio ist im Anhang A.6 zu finden.

Strahlformung abgeleitet wird. Wird für eine adaptive Strahlformung die Korrelationsmatrix $\mathbf{R}_T(n_{cr})$ beziehungsweise $\mathbf{R}_R(n_{cr})$ angewendet, so werden die Eigenmoden des Kanals für die Übertragung genutzt und die entsprechenden Übertragungskoeffizienten sind die Eigenwerte des Kanals. Gleichung (4.26) verdeutlicht dies, indem der Nenner des k -Eigen-Ratio nur noch von der Eigenwertmatrix $\mathbf{\Lambda}_k(n_{cr})$ abhängt.

$$q_k(\mathbf{B}_k(n_{cr}), \bar{\mathbf{B}}_k) = \frac{\text{tr}(\bar{\mathbf{B}}_k^\dagger \cdot \mathbf{R}(n_{cr}) \cdot \bar{\mathbf{B}}_k)}{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}_k(n_{cr}))} \in [0, 1] \quad (4.26)$$

Wird hingegen für eine synthetisierte Strahlformung die konstante Korrelationsmatrix \mathbf{R}_T beziehungsweise \mathbf{R}_R genutzt, so werden nicht die von der Kanalrealisierung n_{cr} abhängenden Eigenwerte, sondern ein Gemisch der Eigenwerte, genauer gesagt eine Linearkombination der Eigenwerte für die Übertragung genutzt. Dies führt zu einem Verlust bei der Übertragung, der mit dem k -Eigen-Ratio bestimmt werden kann. Diese Eigenschaften des k -Eigen-Ratio können eingesetzt werden, um die Güte der Anpassung der omnidirektionalen oder synthetisierten Richtcharakteristiken an den aktuellen Kanal zu quantifizieren. Weil die adaptive Nutzung der Eigenmoden die mathematisch optimale Übertragung ohne Verluste darstellt, kann eine adaptive Strahlformung auf Basis von $\mathbf{R}_T(n_{cr})$ beziehungsweise $\mathbf{R}_R(n_{cr})$ als maximale, nicht erreichbare Obergrenze für eine synthetisierte Strahlformung auf Basis von \mathbf{R}_T beziehungsweise \mathbf{R}_R betrachtet werden. Den beschriebenen Verlusten durch die Antennensynthese steht die vorteilhafte Aufwandsreduzierung synthetisierter Antennensysteme im Vergleich zu adaptiven Antennensystemen gegenüber.

Wendet man die Definition des maximalen SNR aus Gleichung (2.27) auf die Systemmatrizen aus Tabelle 4.1 an, so können mit Hilfe der Gleichheiten

$$\begin{aligned} \|\mathbf{H}(n_{cr})\|_{\text{Fro}}^2 &= \text{tr}(\mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \mathbf{H}(n_{cr})) = \text{tr}(\mathbf{R}_T(n_{cr})) \\ &= \text{tr}(\mathbf{H}(n_{cr}) \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger) = \text{tr}(\mathbf{R}_R(n_{cr})) \end{aligned} \quad (4.27)$$

folgende Umformungen am Empfänger getroffen werden:

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{omni}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr}(\mathbf{U}_{\text{omni}}^\dagger \cdot \mathbf{R}_R(n_{cr}) \cdot \mathbf{U}_{\text{omni}}) \\ \text{SNR}_{\text{synth}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr}(\bar{\mathbf{U}}^\dagger \cdot \mathbf{R}_R(n_{cr}) \cdot \bar{\mathbf{U}}) \\ \text{SNR}_{\text{adapt}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr}(\mathbf{U}(n_{cr})^\dagger \cdot \mathbf{R}_R(n_{cr}) \cdot \mathbf{U}(n_{cr})) \end{aligned} \quad (4.28)$$

Die Strahlformungsmatrizen für den omnidirektionalen, den synthetisierten und den adaptiven Fall entsprechen denen aus Tabelle 4.1. Setzt man die entsprechenden SNR-Werte ins Verhältnis zueinander, so wird die Beziehung des SNR zum k -Eigen-Ratio für eine Antennensynthese am Empfänger sichtbar. Für das SNR-Verhältnis zwischen einem synthetisierten und einem adaptiven Antennensystem gilt:

$$\begin{aligned} \frac{\text{SNR}_{\text{synth}}(n_{cr})}{\text{SNR}_{\text{adapt}}(n_{cr})} &= \frac{\text{tr}(\bar{\mathbf{U}}^\dagger \mathbf{R}_R(n_{cr}) \bar{\mathbf{U}})}{\text{tr}(\mathbf{U}(n_{cr})^\dagger \mathbf{R}_R(n_{cr}) \mathbf{U}(n_{cr}))} \\ &= q_k(\mathbf{U}(n_{cr}), \bar{\mathbf{U}}) \end{aligned} \quad (4.29)$$

Entsprechend ergibt sich für das SNR-Verhältnis zwischen einem omnidirektionalen und einem adaptiven Antennensystem:

$$\begin{aligned} \frac{\text{SNR}_{\text{omni}}(n_{cr})}{\text{SNR}_{\text{adapt}}(n_{cr})} &= \frac{\text{tr}(\mathbf{U}_{\text{omni}}^\dagger \mathbf{R}_R(n_{cr}) \mathbf{U}_{\text{omni}})}{\text{tr}(\mathbf{U}(n_{cr})^\dagger \mathbf{R}_R(n_{cr}) \mathbf{U}(n_{cr}))} \\ &= q_k(\mathbf{U}(n_{cr}), \mathbf{U}_{\text{omni}}) \end{aligned} \quad (4.30)$$

Das SNR-Verhältnis zwischen einem synthetisierten und einem omnidirektionalen Antennensystem (siehe Gleichung (4.31)) hat jedoch keine entsprechende Definition auf Basis des k -Eigen-Ratio, weil dieses nur

für den Vergleich mit adaptiver Strahlformung im Nenner definiert ist (siehe Gleichung (4.26)).

$$\frac{\text{SNR}_{\text{synth}}(n_{cr})}{\text{SNR}_{\text{omni}}(n_{cr})} = \frac{\text{tr}(\bar{\mathbf{U}}^\dagger \mathbf{R}_R(n_{cr}) \bar{\mathbf{U}})}{\text{tr}(\mathbf{U}_{\text{omni}}^\dagger \mathbf{R}_R(n_{cr}) \mathbf{U}_{\text{omni}})} \quad (4.31)$$

Entsprechende Beziehungen des SNR zum k -Eigen-Ratio können auch für die Antennensynthese am Sender formuliert werden. Die entsprechenden Formeln ähneln den hier gezeigten Zusammenhängen auf der Empfängerseite und sind aus Gründen der Übersichtlichkeit im Anhang A.7 zu finden.

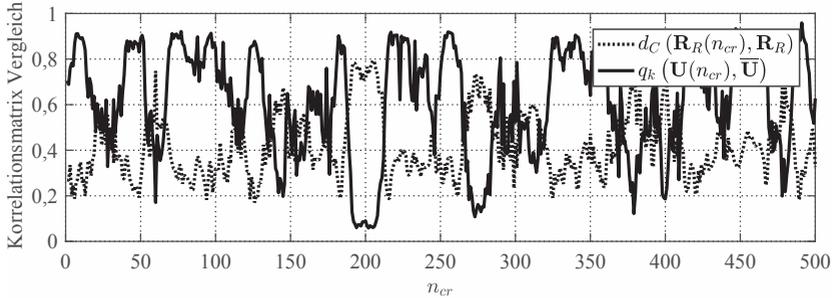


Abbildung 4.14: CMD und k -Eigen-Ratio zum Vergleich der Korrelationsmatrizen für die ersten 500 Kanalrealisierungen mit $k = 2$

Abbildung 4.14 zeigt die CMD $d_C(\mathbf{R}_R(n_{cr}), \mathbf{R}_R)$ und das k -Eigen-Ratio $q_k(\mathbf{U}(n_{cr}), \bar{\mathbf{U}})$ für die ersten 500 Kanalrealisierungen aus Abbildung 4.10. Man erkennt, dass beide Metriken erwartungsgemäß einen entgegengesetzten Verlauf haben. Für Kanalrealisierungen, in denen das Syntheseergebnis sehr gut an den aktuellen Kanal angepasst ist, nimmt die CMD kleine Werte nahe null an und das k -Eigen-Ratio hat große Werte nahe eins. Im umgekehrten Fall besitzt das Syntheseergebnis eine schlechtere Anpassung an den aktuellen Kanal. Bei Vergleichen mit den hier vorgestellten Metriken ist zu beachten, dass die CMD grundsätzlich die Ähnlichkeitszusammenhänge aller Abtastantennen im abgetasteten Kanals anhand der vollständigen Korrelationsmatrix des Kanals beschreibt. Das k -Eigen-Ratio hingegen vergleicht die Anpassung von

Strahlformungsmatrizen reduzierter Systeme an die aktuelle zeitvariante vollständige Korrelationsmatrix des Kanals. Weil beide Metriken auf Strahlformungs- und Korrelationsmatrizen arbeiten, wird für deren Bestimmung keine Auflösung der Ausbreitungspfade des Übertragungskanals benötigt.

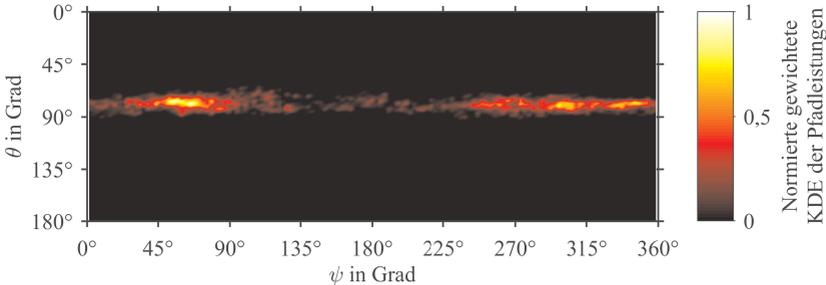


Abbildung 4.15: Inkohärentes Leistungswinkelspektrum der simulierten Ausbreitungspfade am Empfänger für die 10% Kanalrealisierungen mit den geringsten Werten des k -Eigen-Ratio für $N_p = 6$ und $N_{cr} = 3.000$ mit $\theta_R = 67,5^\circ \dots 90,0^\circ$ und $\psi_R = 0^\circ \dots 360^\circ$

In Abbildung 4.15 ist das normierte inkohärente Leistungswinkelspektrum aus Abbildung 4.10 zu sehen. Dieses Mal sind jedoch nur die Ausbreitungspfade enthalten, die zu den 10% Kanalrealisierungen mit den geringsten Werten des k -Eigen-Ratio gehören. Dies entspricht allen Werten des k -Eigen-Ratio, die kleiner als sein 10%-Quantil sind. Beim Vergleich mit Abbildung 4.11 wird deutlich, dass die Winkelbereiche mit einer Häufung schlecht funktionierender Ausbreitungspfade zu den Nullstellen beziehungsweise zu den Richtungen geringer Direktivität der synthetisierten Richtcharakteristiken zugeordnet werden können. Entsprechend kann beobachtet werden, dass die 10% Kanalrealisierungen mit den größten Werten des k -Eigen-Ratio den Hauptstrahlrichtungen der synthetisierten Richtcharakteristiken zugehörig sind. Dies entspricht allen Werten des k -Eigen-Ratio, die größer als sein 90%-Quantil sind. Beide Metriken bewerten folglich die Verteilung der mit der entsprechenden Pfadleistung gewichteten Ein- und Ausfallsrichtungen ohne diese Richtungen explizit räumlich aufzulösen. Sie eignen sich deshalb sehr gut für die Bewertung der Korrelationen in Übertragungskanälen, die im Rahmen einer Antennensynthese genutzt werden.

4.6 Zusammenfassung und Fazit

In diesem Kapitel wurden die Methoden der Antennensynthese auf simulierte MIMO Kanäle angewendet. In Abschnitt 4.1 wurde ein einfaches Kanalmodell vorgestellt, welches alle für die Antennensynthese relevanten Parameter enthält und eine Auflösung der Ausbreitungspfade des Übertragungskanals erlaubt. Es ermöglicht die Analyse und die simulative Verifikation der durch die Synthesemethoden gewonnenen Ergebnisse. Die Entwurfsmethode mobiler Einzel- und Mehrantennensysteme wurde umfassend auf Basis des pfadbasierten Modells des Übertragungskanals untersucht. Dabei zeigte sich, dass eine Auflösung der Ausbreitungspfade des Übertragungskanals für die Durchführung und die Bewertung einer Antennensynthese nicht notwendig ist. Es genügen die Übertragungskoeffizienten der MIMO Übertragungskanalmatrix. Dies zeigt, dass die in Kapitel 3 beschriebenen Methoden der Antennensynthese auch auf Messungen des MIMO Übertragungskanals angewendet werden können.

In Abschnitt 4.2 wurden Möglichkeiten zum Vergleich der synthetisierten Antennensysteme mit herkömmlichen Antennensystemen erarbeitet. Es wurde gezeigt, welche Bedingungen für einen fairen Vergleich der Leistungsfähigkeit der Antennensysteme eingehalten werden müssen und wie die entsprechenden Kanalmatrizen unter Verwendung der Antennensysteme gebildet werden. Für einen Vergleich mit vorgegebenen, beliebigen Richtcharakteristiken wurde eine Schätzung der entsprechenden Strahlformungsvektoren vorgestellt (siehe Abschnitt 4.3).

In Abschnitt 4.4 wurden mit Hilfe von Übertragungskanalsimulationen die Wirkung und die Effektivität der Methoden der Antennensynthese unter Anwendung auf Übertragungskanäle nachgewiesen. Die Antennensynthese führte für alle simulierten Kanalmodelle zu einem signifikanten Optimierungsgewinn beim maximalen SNR und bei der Kanalkapazität im Vergleich zu entsprechenden herkömmlichen omnidirektionalen Antennensystemen. Mit Hilfe mehrerer stochastischer Kanalmodelle und dem pfadbasierten Kanalmodell konnten insbesondere die räumlichen Korrelationen im Kanal simuliert werden und ihre Einflüsse auf die Antennensynthese analysiert werden.

Demnach können mit Hilfe der Antennensynthese nur dann Optimierungsgewinne erzielt werden, falls der Kanal räumliche Korrelationen enthält. Reale Kommunikationssysteme, die in der Praxis vorkommen,

weisen immer räumliche und zeitliche Korrelationen auf. Die Optimierungsgewinne steigen zudem mit der Stärke der im Kanal vorhandenen Korrelationen. Räumliche Korrelationen entstehen insbesondere durch begrenzte Ein- und Ausfallwinkelbereiche der Ausbreitungspfade an den Antennen. Je kleiner diese Winkelbereiche sind, desto größer ist die Anpassungswirkung der Antennensynthese an den Kanal und desto geringer ist der zusätzliche Gewinn, den adaptive Antennensysteme im Vergleich mit synthetisierten Antennensystemen leisten können. Alle simulierten Kanäle besitzen sehr kleine Werte der CMD und genügen dem Kronecker- beziehungsweise dem Weichselberger-Kanalmodell, was eine hinreichende Bedingung für die Optimalität des angewendeten Syntheseverfahrens auf Basis von Eigenbeamforming darstellt.

Abschließend wurden in Abschnitt 4.5 Metriken zur Beurteilung einer Antennensynthese hinsichtlich der Anpassung des Synthesergebnisses an den Kanal vorgestellt. Die Distanz der Korrelationsmatrizen und das k -Eigen-Ratio treffen Aussagen auf Basis der räumlichen Korrelationsmatrizen des Kanals. Sie sind aus der Literatur bekannt und wurden in dieser Arbeit erstmals für die Beurteilung einer Antennensynthese angewendet. Es wurde gezeigt, dass beide Metriken die räumliche Verteilung der am Sender beziehungsweise am Empfänger aus- beziehungsweise einfallenden Leistung bewerten.

Weil hierfür jedoch keine räumliche Auflösung der Ausbreitungspfade notwendig ist, eignen sie sich sehr gut für die Bewertung der Korrelationen in simulierten oder gemessenen Übertragungskanälen, die im Rahmen einer Antennensynthese Anwendung finden.

5 Übertragungskanalmesssystem für MIMO Systeme

Um die Methoden der Antennensynthese auf gemessene Kanalmatrizen \mathbf{H} mobiler Kommunikationsszenarien anwenden zu können, wird ein Messsystem zur Bestimmung des Übertragungskanals benötigt. Das speziell hierfür entwickelte Messsystem wird in diesem Kapitel vorgestellt. Das realisierte Messsystem und die hiermit durchgeführten Messungen und deren Auswertung werden in Kapitel 6 beschrieben.

Das Grundprinzip zur Messung eines Übertragungskanals besteht darin, Daten beziehungsweise Signale zu senden, welche am Empfänger bereits bekannt sind. Der Empfänger ist dadurch in der Lage, das empfangene Signal durch das bekannte gesendete Signal zu dividieren und so den Einfluss des Kanals auf die übertragenen Signale zu bestimmen. Hierbei findet prinzipiell keine Kommunikation statt, weil keine neuen Daten übertragen werden. Dennoch ist diese Technik bei sogenannten Pilotsignalen in Kommunikationssystemen weit verbreitet um den Übertragungskanal am Empfänger zu schätzen. Mit der gewonnenen Kanalinformation wird dann eine Kalibrierung der Datensignale auf der Empfängerseite realisiert.

Im Folgenden wird zunächst der Aufbau der Hardware des Übertragungskanalmesssystems vorgestellt (siehe Abschnitt 5.1). Nachfolgend werden die Modulation und die Wellenform des Messsystems in Abschnitt 5.2 erläutert. Danach wird in Abschnitt 5.3 das Vorgehen bei der Kanalschätzung vorgestellt. Die Kalibrierung des Messsystems wird in Abschnitt 5.4 beschrieben und der Einfluss der Toleranzen auf die zu bestimmenden Kanalparameter wird in Abschnitt 5.5 gezeigt. Abschließend fasst Abschnitt 5.6 die in diesem Kapitel gewonnenen Erkenntnisse zusammen.

5.1 Hardware-Aufbau

Die Hardware des Messsystems besteht aus M parallelen Sendezweigen und N parallelen Empfangszweigen, welche die Pilotsignale der Kanalmessung verarbeiten. Jeder Zweig wurde mit Hilfe einer SDR-Plattform (engl. *Software Defined Radio*, SDR) realisiert. Abbildung 5.1 zeigt ein Blockdiagramm des Kanalmesssystems für $M = N = 4$.

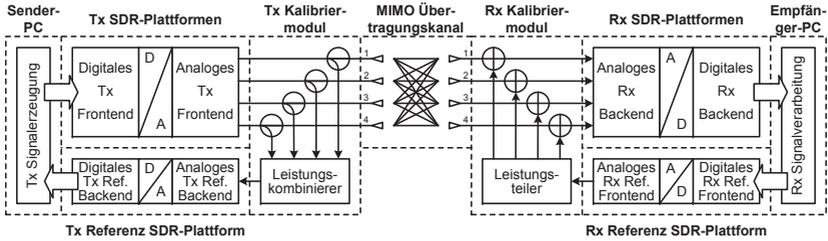


Abbildung 5.1: Blockdiagramm des Kanalmesssystems [5]

Die Frequenz der Lokaloszillatoren in jedem SDR kann beliebig zwischen 400 MHz und 4,4 GHz gewählt werden. Andere Frequenzen lassen sich durch Austauschen der analogen Frontends und Backends realisieren. Außerdem besteht der Senderaufbau aus einem weiteren Empfangszweig und der Empfängeraufbau besteht aus einem weiteren Sendezweig. Diese zusätzlichen Zweige dienen der Verarbeitung von Referenzsignalen, welche eine Kalibrierung der Senderhardware und eine Kalibrierung der Empfängerhardware ermöglichen.

Die Kalibriermodule bestehen aus passiven Verteilnetzwerken. Sie gewinnen die Sendereferenzsignale aus den zu sendenden Pilotsignalen und addieren die Empfangsreferenzsignale und die empfangenen Pilotsignale. Hierfür werden Leistungsteiler, Leistungskombinierer und Leitungen eingesetzt, welche identische komplexe Übertragungsfaktoren haben, um Ungleichgewichte zwischen den Zweigen zu vermeiden. Alle Sendezweige werden Frontends genannt und alle Empfangszweige werden Backends genannt. Während dem Betrieb des Messsystems werden die Pilotsignale im komplexen Basisband kontinuierlich vom Sender-PC zu den Sender-SDR und von den Empfänger-SDR zum Empfänger-PC übertragen. Die Referenzsignale werden jeweils in der zu den Pilotsignalen entgegengesetzten Richtung übertragen: Die Sendereferenzsignale werden im

senderseitigen Kalibriermodul aus den zu sendenden Pilotsignalen gewonnen und dann in das Backend der Sendereferenz zurückgespeist, um die Kalibrierung der Pilotsignale zu ermöglichen.

Die Empfangsreferenzsignale werden im Frontend der Empfangsreferenz erzeugt und im empfängerseitigen Kalibriermodul zu den empfangenen Pilotsignalen addiert und dann empfangen, um die Kalibrierung der Pilotsignale zu ermöglichen. Die Algorithmen zur Kalibrierung der Pilotsignale am Sender und am Empfänger sind jeweils im entsprechenden PC implementiert.

5.2 Modulation, Wellenform und Multiplexverfahren

Die Pilotsignale und die Referenzsignale werden entsprechend dem Orthogonalen Frequenzmultiplexverfahren (engl. *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM) auf die Bandbreite verteilt. Um die Signale, welche von unterschiedlichen Sendezweigen gesendet werden und die Empfangsreferenzsignale im Empfänger trennen zu können, werden unterschiedliche orthogonale OFDM-Unterträger genutzt. Dieses Verfahren trägt den Namen OFDMA (engl. *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*). Dieser Ansatz entspricht prinzipiell den Sender-Multiplex Verfahren in [TSA01] und [KKG⁺11].

In Abbildung 5.2 sind die Wellenform und das Multiplexverfahren des Messsystems für $M = 4$ Sendezweige, $N = 4$ Empfangszweige und vier OFDM-Unterträger pro Sendezweig mit einer FFT-Länge von 512 Punkten dargestellt. Jeder Sendezweig und das Empfangsreferenzsignal haben eigene OFDM-Unterträger, welche unter idealen Umständen kein Übersprechen untereinander besitzen. Die Zuordnung der OFDM-Unterträger geschieht durch einfaches Verschachteln, wie in Abbildung 5.2 zu sehen ist. Das Sendereferenzsignal benötigt keine fest zugeordnete OFDM-Unterträger, weil es ausschließlich aus den zu sendenden Pilotsignalen besteht. Durch das beschriebene OFDMA-Verfahren ist es jederzeit möglich, die Pilotsignale unterschiedlicher Sendezweige zu trennen, um so die gesamte MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} im Empfänger-PC zu bestimmen. Außerdem verhindert es eine ungewollte Strahlformung am Sender, weil jedem Sendezweig eigene OFDM-Unterträger fest zugeordnet sind.

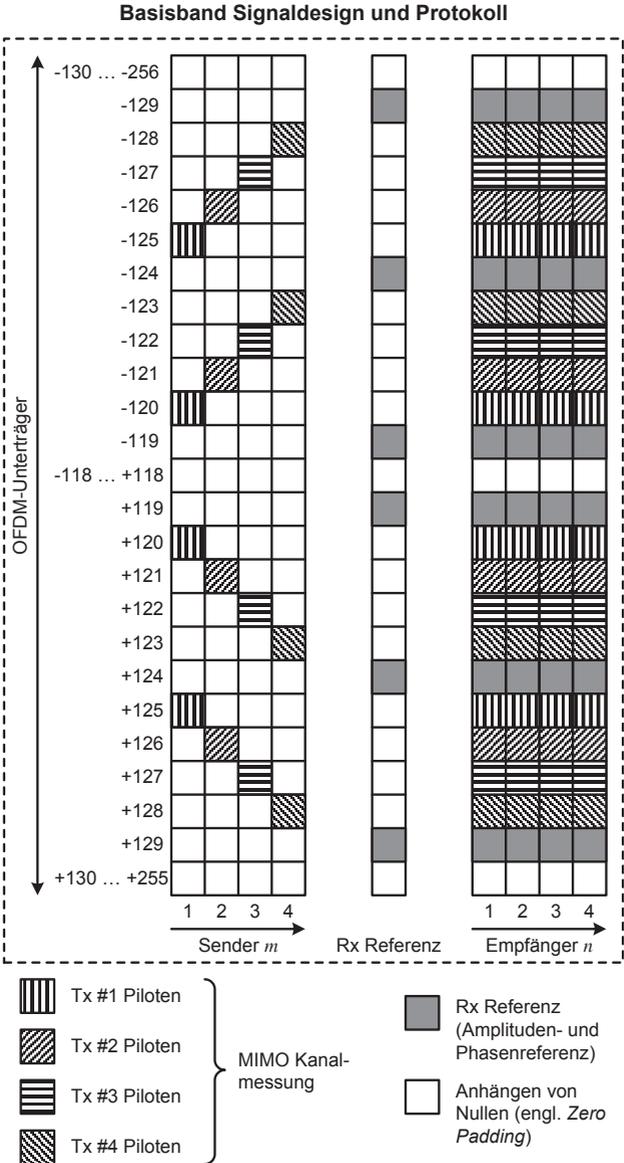


Abbildung 5.2: Wellenform und Multiplexverfahren des Messsystems [Leu15]

Obwohl insgesamt 512 Punkte zur Verfügung stehen, werden nur 16 OFDM-Unterträger für die Pilotsignale und sechs OFDM-Unterträger für Referenzsignale genutzt. Die restlichen Punkte werden mit Nullen aufgefüllt (engl. *Zero Padding*), um das SNR der genutzten Unterträger zu erhöhen.

Der Frequenzabstand der OFDM-Unterträger für jeden Sendezweig muss jedoch innerhalb bestimmter Grenzen bleiben. Die minimale Kohärenzbandbreite $B_{\text{koh,min}}$ des zu messenden mobilen Übertragungskanals bestimmt die Obergrenze des maximalen Frequenzabstandes der OFDM-Unterträger für jeden Sendezweig, um Unterabtastung im Frequenzbereich während den Kanalmessungen zu vermeiden.

Dementsprechend muss ebenso die minimale Kohärenzzeit $T_{\text{koh,min}}$ des zu messenden mobilen Übertragungskanals beachtet werden. Im vorliegenden Kanalmesssystem wird ein vordefiniertes OFDM-Symbol zeitlich lückenlos immer wieder wiederholt. Sowohl der Sender als auch der Empfänger kennen dieses OFDM-Symbol. Hierdurch ergeben sich drei Vorteile für das Kanalmesssystem: Erstens kann das vordefinierte OFDM-Symbol einmalig bezüglich des Quadrates seines Scheitelfaktors (engl. *Peak-to-Average Power Ratio*, PAPR) optimiert werden. Das PAPR beschreibt das Verhältnis zwischen der Spitzenleistung und der mittleren Leistung eines Signals:

$$\text{PAPR} = \frac{\max(s(t) \cdot s(t)^*)}{\text{E}(s(t) \cdot s(t)^*)} = \frac{\max(|s(t)|^2)}{\text{E}(|s(t)|^2)} \quad (5.1)$$

Diese Optimierung des OFDM-Symbols verhindert hohe Spitzenwerte des entsprechenden Signals und beugt somit einem möglichen Übersteuern der Verstärker vor.

Zweitens wird keine zeitliche Frame-Synchronisation am Empfänger benötigt. Dies folgt aus dem Verschiebungssatz der Fourier-Transformation, wonach eine Zeitverschiebung t_0 im Zeitbereich zu einem konstanten frequenzabhängigen Phasenversatz im Frequenzbereich führt:

$$\mathfrak{F}[s(t \pm t_0)] = e^{\pm j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_0} \cdot S(f) \quad \text{mit} \quad \mathfrak{F}[s(t)] = S(f) \quad (5.2)$$

Weil mit dem Messsystem nur die relative Phasenverschiebung zwischen den Zweigen ausgewertet wird, haben absolute, konstante Phasenverschiebungen keinen Einfluss auf die Auswertung.

Drittens kann auf ein zeitliches Schutzintervall (engl. *Cyclic Prefix*, CP) vollständig verzichtet werden, weil sich der zu messende Kanal aufgrund der vorhergehenden OFDM-Symbole bereits im eingeschwungenen Zustand befindet. Dadurch wird eine deutliche Vereinfachung der Signalverarbeitung erreicht.

Weil die in Kapitel 3 beschriebenen Methoden der Antennensynthese schmalbandig sind, gibt es mit Blick auf die Methoden keine minimale Messbandbreite, die eingehalten werden muss. Die Dauer der Messung einer Kanalrealisierung muss jedoch kürzer als die minimale Kohärenzzeit $T_{\text{koh},\text{min}}$ des Kanals sein, damit von einem kohärenten Kanal innerhalb der Messdauer ausgegangen werden kann. Mit der beschriebenen Wellenform ist demnach die maximale Dauer des OFDM-Symbols durch die Kohärenzzeit T_{koh} des zu messenden mobilen Übertragungskanals beschränkt, um Unterabtastung im Zeitbereich während den Kanalmessungen zu vermeiden. Das Einhalten der Kohärenzbandbreite B_{koh} und der Kohärenzzeit T_{koh} erlaubt eine Bestimmung der aufgrund des OFDMA-Prinzips fehlenden Frequenzstellen durch lineare Interpolation der Amplitude und der Phase der gemessenen Frequenzstellen. Dies führt zur messtechnischen Bestimmung der umgebungsabhängigen MIMO Kanalmatrix $\mathbf{H}(n_{cr})$.

5.3 Schätzung der MIMO Kanalmatrix

Die Kanalschätzung findet über die Methode der kleinsten Quadrate (engl. *Least Squares*, LS) statt und realisiert eine Division des empfangenen Signals $\vec{y} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ durch das gesendete Signal $\vec{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ [ZF11, För14, För15, 5]:

$$\mathbf{H} = \vec{y} \cdot \vec{x}^\dagger \cdot (\vec{x} \cdot \vec{x}^\dagger)^{-1} \quad (5.3)$$

Diese Schätzung wird für jedes einzelne OFDM-Symbol und für jeden einzelnen OFDM-Unterträger durchgeführt.

Legt man die in Abbildung 5.2 dargestellte Wellenform mit dem Multiplexverfahren zugrunde, müssen der Zeitabstand der Piloten Δt_p und der Frequenzabstand der Piloten Δf_p innerhalb folgender Grenzen bleiben, um die Kohärenzzeit T_{koh} und die Kohärenzbandbreite B_{koh} als obere Grenzen einzuhalten:

$$\Delta t_p = T_s \leq T_{\text{koh}} \quad \Delta f_p = (M + 1) \cdot \Delta f \leq B_{\text{koh}} \quad (5.4)$$

Hierin ist T_s die Symboldauer und Δf bezeichnet den Frequenzabstand der OFDM-Unterträger. Angemessene Werte für die Kohärenzzeit T_{koh} und die Kohärenzbandbreite B_{koh} können entweder in der Literatur nachgeschlagen [VS01, CHBS08, ASC12] oder über die Dopplerverbreiterung (engl. *Doppler Spread*) und die Impulsverbreiterung (engl. *Delay Spread*) der betrachteten Kanäle abgeschätzt werden (siehe Abschnitte 2.2.1 und 2.2.2). Als Ergebnis der Schätzung erhält man die $N \times M$ MIMO Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} .

5.4 Modellierung und Kalibrierung des Messsystems

Das Ziel der Kalibrierung des Messsystems ist es, die Übertragungskanalmatrix \mathbf{H} ohne Einflüsse durch Amplituden- oder Phasentoleranzen zu messen. Diese Toleranzen entstehen in der nichtidealen Hardware der Frontends und Backends des Senders und des Empfängers.

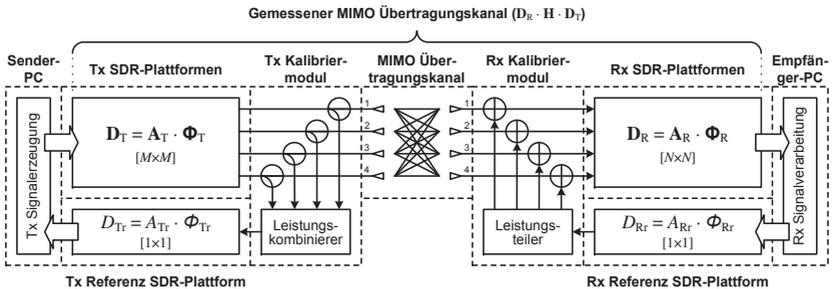


Abbildung 5.3: Blockdiagramm des Kanalmesssystems mit Hardwaretoleranzen [Leu15, 5]

Vernachlässigt man die Kopplung zwischen den Zweigen der Frontends beziehungsweise der Backends, können diese Hardwareeffekte durch komplexe diagonale Abweichungsmatrizen $\mathbf{D}_T \in \mathbb{C}^{M \times M}$ am Sender und $\mathbf{D}_R \in \mathbb{C}^{N \times N}$ am Empfänger beschrieben werden (siehe Abbildung 5.3):

$$\mathbf{D}_T = \mathbf{A}_T \cdot \Phi_T \quad \mathbf{D}_R = \mathbf{A}_R \cdot \Phi_R \quad (5.5)$$

Die Abweichungsmatrizen bestehen aus den Amplitudenabweichungen $\mathbf{A}_T \in \mathbb{R}^{M \times M}$ und $\mathbf{A}_R \in \mathbb{R}^{N \times N}$ mit

$$\mathbf{A}_T = \text{diag}(a_{T1}, \dots, a_{TM}) \quad \mathbf{A}_R = \text{diag}(a_{R1}, \dots, a_{RN}) \quad (5.6)$$

und aus den Phasenabweichungen $\Phi_T \in \mathbb{C}^{M \times M}$ und $\Phi_R \in \mathbb{C}^{N \times N}$ mit

$$\Phi_T = \text{diag}(e^{j \cdot \varphi_{T1}}, \dots, e^{j \cdot \varphi_{TM}}) \quad \Phi_R = \text{diag}(e^{j \cdot \varphi_{R1}}, \dots, e^{j \cdot \varphi_{RN}}) \quad (5.7)$$

zwischen den M beziehungsweise N Zweigen der Hardware. Die Beziehung zwischen der gemessenen toleranzbehafteten Kanalübertragungsmatrix $\hat{\mathbf{H}}$ und der gesuchten Kanalmatrix \mathbf{H} kann folgendermaßen formuliert werden:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{D}_R \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{D}_T = \begin{pmatrix} d_{R1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & d_{RN} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{H} \cdot \begin{pmatrix} d_{T1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & d_{TM} \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

Die Matrixelemente auf den Hauptdiagonalen von \mathbf{D}_T und \mathbf{D}_R sind

$$d_{Tm} = \alpha_{Tm} \cdot e^{j \cdot \varphi_{Tm}} \quad d_{Rn} = \alpha_{Rn} \cdot e^{j \cdot \varphi_{Rn}} \quad (5.9)$$

$\hat{\mathbf{H}}$ und \mathbf{H} besitzen die Dimension $\mathbb{C}^{N \times M}$. α_{Tm} und α_{Rn} sind die Amplitudentoleranzen zwischen den Zweigen und φ_{Tm} und φ_{Rn} sind die entsprechenden Phasentoleranzen zwischen den Zweigen. Der Zweck der Kalibrierung besteht in der Bestimmung von \mathbf{H} durch

$$\mathbf{H} = \mathbf{D}_R^{-1} \cdot \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{D}_T^{-1} \quad (5.10)$$

mit Hilfe der Korrektur von Toleranzen am Sender durch \mathbf{D}_T^{-1} und am Empfänger durch \mathbf{D}_R^{-1} . Als Ergebnis erhält man die MIMO Kanalmatrix

\mathbf{H} ohne die Hardwaretoleranzen, welche in der MIMO Übertragungsmatrix $\hat{\mathbf{H}}$ enthalten sind. Diese dynamische Kalibrierung wird auf jeden OFDM-Unterträger und jedes OFDM-Symbol angewendet.

Kopplung beziehungsweise Übersprechen zwischen den Zweigen wird in der Kalibrierung, die auf Diagonalmatrizen beruht, nicht berücksichtigt. Deshalb sollte die Kopplung bereits während dem Messvorgang in der Hardware vermieden oder reduziert werden. Dies wird durch eine ausreichende Abschirmung der Signale innerhalb der Frontends beziehungsweise Backends zueinander und durch einen entsprechenden Abstand der Abtastantennen erreicht. Der Einfluss von Kopplung zwischen den Zweigen auf die Kanalkapazität wurde in [TF02] untersucht. Analysen weiterer Einflüsse wie die Nichtlinearität des Leistungsverstärkers und das Phasenrauschen des Lokaloszillators sind in [ZMB⁺14] zu finden.

5.4.1 Kalibrierung des Senders

Die Kalibrierung am Sender verschiebt die Referenzebene der Kalibrierung vom Ausgang des Sender-PC zu den Fußpunkten der Sendeantennen. Weil das Signal der Sendereferenz alle OFDM-Unterträger mit Ausnahme der OFDM-Unterträger der Empfangsreferenz enthält, ist hier keine Interpolation in Frequenzrichtung notwendig. Nachdem die Modulation von den OFDM-Unterträgern des Pilotsignals entfernt wurde, wird aus dem Sendereferenzsignal die Abweichungsmatrix \mathbf{D}_T bestimmt. Die Kalibrierung geschieht am Sender direkt durch Multiplikation des Sendesignals \vec{x} mit \mathbf{D}_T^{-1} von links vor dem eigentlichen Sendevorgang:

$$\vec{y} = \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{D}_T^{-1} \cdot \vec{x} + \vec{r} \quad (5.11)$$

5.4.2 Kalibrierung des Empfängers

Die Kalibrierung auf der Empfängerseite verschiebt die Referenzebene der Kalibrierung vom Eingang des Empfänger-PC zu den Fußpunkten der Empfangsantennen. Zuerst wird die Modulation der OFDM-Unterträger des Pilotsignals und der OFDM-Unterträger des Empfangsreferenzsignals entfernt. Anschließend wird eine lineare Interpolation in Frequenzrichtung durchgeführt, um die aufgrund des OFDMA-Prinzips fehlenden Frequenzstellen zu erhalten (siehe Abbildung 5.2).

Aus dem Empfangsreferenzsignal wird die Abweichungsmatrix \mathbf{D}_R bestimmt. Die Kalibrierung geschieht am Empfänger direkt durch Multiplikation des empfangenen Pilotsignals \vec{y} mit \mathbf{D}_R^{-1} von links:

$$\mathbf{D}_R^{-1} \cdot \vec{y} = \underbrace{\mathbf{D}_R^{-1} \cdot \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{D}_T^{-1}}_{\mathbf{H}} \cdot \vec{x} + \mathbf{D}_R^{-1} \cdot \vec{r} \quad (5.12)$$

Außerdem ist im Empfänger eine Leistungskalibrierung implementiert, um die Amplitudendämpfung $|\mathbf{H}|$ des Kanals exakt bestimmen zu können. Die Leistung der gesendeten Pilotsignale P_T im senderseitigen Kalibriermodul und die Leistung des Empfangsreferenzsignals $P_{R,\text{ref}}$ im empfängerseitigen Kalibriermodul müssen vor den Kanalmessungen gemessen und für die Leistungskalibrierung abgespeichert werden. Die Leistungsmessung wird einmalig mit Hilfe eines Spektrumanalysators oder eines Leistungsmessers durchgeführt. Hierbei müssen abhängig vom Messaufbau eventuelle Verstärkergewinne und Verluste in den Kalibriermodulen berücksichtigt werden.

5.5 Einfluss der Toleranzarten auf den Systemvergleich

Die Bestimmung der Kanalmatrix \mathbf{H} eines MIMO Systems ohne hardwarebedingte Amplituden- und Phasenabweichungen ist oft nur schwer oder nicht möglich. Selbst beim Einsatz von leistungsfähigen Kompensationsmethoden bleiben gewisse Ungenauigkeiten in der Kanalbestimmung auch aufgrund von Rauschen und der limitierten Leistungsfähigkeit der Kalibrierverfahren. Deshalb ist es von zentraler Bedeutung zu untersuchen, wie Abweichungen und Toleranzen auf beiden Seiten des MIMO Systems die zu bestimmenden Kanalparameter und die nachfolgenden Auswertungen beeinflussen. Das Wissen über die Grundlagen der Toleranzen ist ausschlaggebend bei der Entwicklung und dem Betrieb von MIMO Kanalmesssystemen, MIMO Kommunikationssystemen und MIMO Kanalsimulatoren. Die negativen Einflüsse der übrigen Schätzfehler beispielsweise auf die Bestimmung der Kanalkapazität wurden in [KVC01] untersucht und mathematisch analysiert.

Nachfolgend wird der Einfluss unterschiedlicher Toleranzarten auf die Bestimmung des SNR (siehe Abschnitt 5.5.1) und der Kanalkapazität (siehe Abschnitt 5.5.2) und auf die Eignung des Systems für eine Strahlformung (engl. *Beamforming*, BF) (siehe Abschnitt 5.5.3) untersucht. Abbildung 5.4 zeigt die Signalkette eines allgemeinen MIMO Systems mit Hardwaretoleranzen und Strahlformung am Sender und am Empfänger. Die MIMO Kanalmatrix ist hier entsprechend ihrer Singulärwertzerlegung (engl. *Singular Value Decomposition*, SVD) $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^\dagger$ dargestellt. Nachfolgend werden mehrere Kombinationen von Toleranzarten am Sender und am Empfänger mit der entsprechenden Kalibrierung betrachtet. In Tabelle 5.1 ist eine Übersicht aller Kombinationen gegeben. Anhand dieser Kombinationen von Toleranzarten werden nachfolgend die Einflüsse auf die Kanalparameter analysiert.

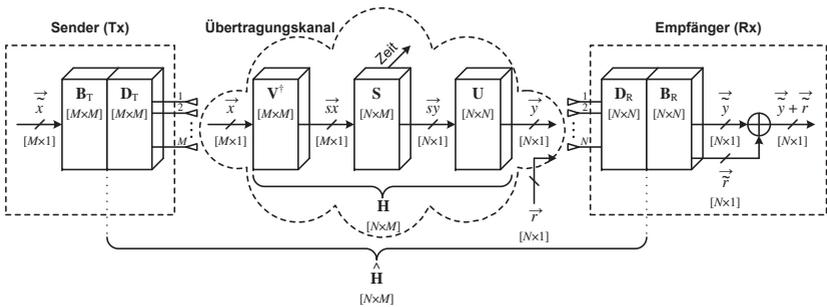


Abbildung 5.4: Signalkette eines MIMO Systems mit Hardwaretoleranzen und Matrizen zur Strahlformung [26] © 2017 IEEE

5.5.1 Abhängigkeit des SNR von Toleranzen

Zunächst werden unkalibrierte Amplitudenabweichungen \mathbf{A}_T und \mathbf{A}_R untersucht. Diese Amplitudenabweichungen kommen beispielsweise in \mathbf{H}_α vor und besitzen einen Einfluss auf das SNR. In diesem Fall sind die Eigenwerte von $\hat{\mathbf{H}}$ und die Eigenwerte von \mathbf{H} nicht identisch. Amplitudenabweichungen müssen deshalb bei einer Betrachtung des SNR von \mathbf{H} kalibriert werden. Entsprechende Fehlerstatistiken und Abhängigkeiten von der Systemgröße eines MIMO Systems und vom SNR wurden in [KVC01] untersucht.

Tabelle 5.1: Kombinationen von Toleranzarten am Sender und am Empfänger mit entsprechender Kalibrierung [26] © 2017 IEEE

Kanalmodell $\hat{\mathbf{H}}$	Beschreibung der Toleranzarten	Tx Kalibrierung	Rx Kalibrierung
\mathbf{H}	vollständig kalibriert	$\Phi_{\text{T}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{T}}^{-1}$	$\Phi_{\text{R}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{R}}^{-1}$
$\mathbf{H}_{\alpha t} = \mathbf{H} \mathbf{A}_{\text{T}}$	Amp.toleranzen am Tx	Φ_{T}^{-1}	$\Phi_{\text{R}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{R}}^{-1}$
$\mathbf{H}_{\alpha r} = \mathbf{A}_{\text{R}} \mathbf{H}$	Amp.toleranzen am Rx	$\Phi_{\text{T}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{T}}^{-1}$	Φ_{R}^{-1}
$\mathbf{H}_{\alpha} = \mathbf{A}_{\text{R}} \mathbf{H} \mathbf{A}_{\text{T}}$	Amp.toleranzen an Tx & Rx	Φ_{T}^{-1}	Φ_{R}^{-1}
$\mathbf{H}_{\varphi t} = \mathbf{H} \Phi_{\text{T}}$	Phasentoleranzen am Tx	$\mathbf{A}_{\text{T}}^{-1}$	$\Phi_{\text{R}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{R}}^{-1}$
$\mathbf{H}_{\varphi r} = \Phi_{\text{R}} \mathbf{H}$	Phasentoleranzen am Rx	$\Phi_{\text{T}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{T}}^{-1}$	$\mathbf{A}_{\text{R}}^{-1}$
$\mathbf{H}_{\varphi} = \Phi_{\text{R}} \mathbf{H} \Phi_{\text{T}}$	Phasentoleranzen an Tx & Rx	$\mathbf{A}_{\text{T}}^{-1}$	$\mathbf{A}_{\text{R}}^{-1}$
$\mathbf{H}_{dt} = \mathbf{H} \mathbf{D}_{\text{T}}$	Amp.- und Phasentol. am Tx	\mathbf{I}_M	$\Phi_{\text{R}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{R}}^{-1}$
$\mathbf{H}_{dr} = \mathbf{D}_{\text{R}} \mathbf{H}$	Amp.- und Phasentol. am Rx	$\Phi_{\text{T}}^{-1} \mathbf{A}_{\text{T}}^{-1}$	\mathbf{I}_N
$\mathbf{H}_d = \mathbf{D}_{\text{R}} \mathbf{H} \mathbf{D}_{\text{T}}$	keine Kalibrierung	\mathbf{I}_M	\mathbf{I}_N

Nachfolgend wird der Einfluss unkalibrierter Phasentoleranzen Φ_{T} und Φ_{R} auf das SNR analysiert. Geht man vom maximalen SNR eines MIMO Systems nach Gleichung (2.27) aus und setzt man die Kanalmatrix mit beidseitigen Phasentoleranzen \mathbf{H}_{φ} ein, so ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 \text{SNR} &= \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{H}_{\varphi}\|_{\text{Fro}}^2 = \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr}(\mathbf{H}_{\varphi} \mathbf{H}_{\varphi}^{\dagger}) \\
 &= \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr}(\Phi_{\text{R}} \mathbf{H} \Phi_{\text{T}} \cdot \Phi_{\text{T}}^{\dagger} \mathbf{H}^{\dagger} \Phi_{\text{R}}^{\dagger})
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

Nutzt man zudem Gleichung (4.27), so erhält man:

$$\begin{aligned}
 \text{SNR} &= \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr}(\mathbf{H}^{\dagger} \Phi_{\text{R}}^{\dagger} \cdot \Phi_{\text{R}} \mathbf{H}) \\
 &= \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr}(\mathbf{H}^{\dagger} \mathbf{H}) = \frac{P_{\text{T}}}{M \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{H}\|_{\text{Fro}}^2
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

Nachdem das Kanalmodell eingesetzt wurde, lassen sich sowohl die Phasenabweichung am Sender Φ_T als auch die Phasenabweichung am Empfänger Φ_R kürzen, weil die Diagonalelemente der Phasenabweichungen eins ergeben:

$$e^{j \cdot \varphi_{Tm}} \cdot e^{-j \cdot \varphi_{Tm}} = 1 \quad e^{-j \cdot \varphi_{Rn}} \cdot e^{j \cdot \varphi_{Rn}} = 1 \quad (5.15)$$

Das bedeutet, dass die Phasenabweichungen am Sender und am Empfänger das maximale SNR eines MIMO Systems nicht beeinflussen. Betrachtet man nur das SNR eines MIMO Systems, müssen Phasenabweichungen in einem gemessenen oder simulierten MIMO Kanal nicht kompensiert werden. Das reduziert den Aufwand bei Kanalmessungen und Kanalsimulationen.

Tabelle 5.2: Zusammenfassung der Eigenwerte des MIMO Übertragungskanals unter Toleranzeinfluss für die Bestimmung des maximalen SNR und der Kanalkapazität eines MIMO Systems [26] © 2017 IEEE

Kanalmodell $\hat{\mathbf{H}}$	Eigenwerte von $\hat{\mathbf{H}}$ entsprechen den Eigenwerten von \mathbf{H}
\mathbf{H}	✓
$\mathbf{H}_{\alpha t}$	×
$\mathbf{H}_{\alpha r}$	×
\mathbf{H}_{α}	×
$\mathbf{H}_{\varphi t}$	✓
$\mathbf{H}_{\varphi r}$	✓
\mathbf{H}_{φ}	✓
\mathbf{H}_{dt}	×
\mathbf{H}_{dr}	×
\mathbf{H}_d	×

Tabelle 5.2 fasst die Einflüsse auf die Eigenwerte und damit auf das maximale SNR von MIMO Systemen mit unterschiedlicher Kalibrierung zusammen. Ein Haken (✓) steht für eine Übereinstimmung zwischen dem Kanalmodell $\hat{\mathbf{H}}$ und dem idealen Kanal \mathbf{H} bezüglich der Eigenwerte beziehungsweise bezüglich des SNR. Ein Kreuz (×) steht für eine

Nichtübereinstimmung. Aus Tabelle 5.2 lässt sich folgern, dass für einen Vergleich des SNR zwischen MIMO Systemen anstelle einer vollständigen Kalibrierung für den Kanal \mathbf{H} auch nur die Kanäle \mathbf{H}_{φ_t} , \mathbf{H}_{φ_r} und \mathbf{H}_{φ} bestimmt werden können, um den Aufwand bei der Kalibrierung der Phasen zu reduzieren.

5.5.2 Abhängigkeit der Kanalkapazität von Toleranzen

Die Kapazität eines MIMO Kanals ist abhängig von der Verfügbarkeit des Kanalwissens (engl. *Channel State Information*, CSI) am Sender und/oder am Empfänger. Um beide CSI-Fälle zu betrachten, wird für die Untersuchung die allgemeine Form der MIMO Kanalkapazität aus [Tso06] betrachtet (siehe Gleichung (2.31)):

$$C = \max_{\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}: \text{tr}(\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}) \leq P_T} \log \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\mathbf{H}\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}\mathbf{H}^\dagger}{\sigma^2} \right) \right] \quad (5.16)$$

Dabei ist $\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}} = E(\vec{x}\vec{x}^\dagger)$ die Korrelationsmatrix des Sendesignals \vec{x} . Die Maximierung bezüglich $\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}$ unterliegt der Bedingung, die maximale Sendeleistung P_T nicht zu überschreiten:

$$\text{tr}(\mathbf{R}_{\vec{x}\vec{x}}) \leq P_T \quad (5.17)$$

Zunächst wird der Einfluss unkalibrierter Amplitudenabweichungen \mathbf{A}_T und \mathbf{A}_R auf die Kanalkapazität untersucht. Diese besitzen einen großen Einfluss auf die MIMO Kanalkapazität, weil sie die Eigenwerte von $\hat{\mathbf{H}}$ im Vergleich zu den Eigenwerten von \mathbf{H} ändern. Deshalb müssen sie bei einer Betrachtung der MIMO Kanalkapazität von \mathbf{H} kalibriert werden. Unkalibrierte Phasentoleranzen verhalten sich jedoch ähnlich den Ergebnissen zum SNR aus Abschnitt 5.5.1.

Die Kanalkapazität eines MIMO Kanals $\mathbf{H}_\varphi = \Phi_R \mathbf{H} \Phi_T$, der ohne Phasenkalibrierung bestimmt wurde, lautet:

$$\begin{aligned}
 C &= \max_{\mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}}} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{1}{\sigma^2} \cdot \mathbf{H}_\varphi \cdot \mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}} \cdot \mathbf{H}_\varphi^\dagger \right) \right] \\
 &= \max_{\mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}}} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{1}{\sigma^2} \cdot \Phi_R \mathbf{H} \Phi_T \cdot \mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}} \cdot \Phi_T^\dagger \mathbf{H}^\dagger \Phi_R^\dagger \right) \right] \quad (5.18) \\
 &= \max_{\mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}}} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{1}{\sigma^2} \cdot \Phi_R \mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}} \cdot \mathbf{H}^\dagger \Phi_R^\dagger \right) \right]
 \end{aligned}$$

Nachdem das Kanalmodell eingesetzt wurde, erkennt man, dass die Kanalkapazität unabhängig von der Phasenabweichung am Sender Φ_T ist, falls $\mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}}$ eine Diagonalmatrix ist, weil Φ_T eine diagonale unitäre Struktur hat. Anschließend lässt sich das Determinantentheorem von Sylvester¹ anwenden und man erhält:

$$\begin{aligned}
 C &= \max_{\mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}}} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{1}{\sigma^2} \cdot \mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}} \cdot \mathbf{H}^\dagger \Phi_R^\dagger \cdot \Phi_R \mathbf{H} \right) \right] \\
 &= \max_{\mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}}} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{1}{\sigma^2} \cdot \mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}} \cdot \mathbf{H}^\dagger \cdot \mathbf{H} \right) \right] \quad (5.19) \\
 &= \max_{\mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}}} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{1}{\sigma^2} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_{\bar{x}\bar{x}} \cdot \mathbf{H}^\dagger \right) \right]
 \end{aligned}$$

Die Phasenabweichung am Empfänger Φ_R kann ebenfalls gekürzt werden, weil sie eine diagonale unitäre Matrix ist. Die Diagonalelemente der Phasenabweichungen verhalten sich im Fall der Kanalkapazität ebenfalls entsprechend Gleichung (5.15). Durch wiederholte Anwendung des Determinantentheorems von Sylvester erhält man die aus Gleichung (5.16) bekannte allgemeine Form der MIMO Kanalkapazität ohne Phasenabweichungen. Das bedeutet, dass die Phasenabweichungen am Sender und am Empfänger die MIMO Kanalkapazität nicht beeinflussen. Ähnlich den Ergebnissen für das SNR aus Abschnitt 5.5.1 müssen für die Bestimmung der Kanalkapazität die Phasenabweichungen ebenfalls nicht kompensiert werden. Der Aufwand, der bei Kanalmessungen und

¹ Determinantentheorem von Sylvester: $\det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_M + \mathbf{B} \cdot \mathbf{A})$ mit $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ und $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{M \times N}$

Kanalsimulationen entsteht, kann wiederum reduziert werden. Folglich hat Tabelle 5.2 auch für die Einflüsse auf die Kanalkapazität von MIMO Systemen mit unterschiedlicher Kalibrierung Gültigkeit. Um eine Aufwandsreduzierung mit Blick auf die Phasenkalibrierung zu erreichen, können wiederum die Kanäle $\mathbf{H}_{\varphi t}$, $\mathbf{H}_{\varphi r}$ und \mathbf{H}_{φ} anstelle einer vollständigen Kalibrierung für den Kanal \mathbf{H} bestimmt werden.

5.5.3 Abhängigkeit der Strahlformung von Toleranzen

Die Strahlformung \mathbf{B}_T am Sender und \mathbf{B}_R am Empfänger kann die Kalibrierung mit einschließen (siehe Abbildung 5.4). Für ein ideales Raummultiplexverfahren (engl. *Spatial Multiplexing*, SM) mit einer vollständigen Kalibrierung aller Abweichungen lautet die Strahlformung:

$$\mathbf{B}_T = \mathbf{D}_T^{-1} \cdot \mathbf{V} \qquad \mathbf{B}_R = \mathbf{U}^\dagger \cdot \mathbf{D}_R^{-1} \qquad (5.20)$$

Durch die Anwendung dieser Strahlformungsmatrizen wird eine orthogonale Übertragung über die diagonale Matrix \mathbf{S} mit $K = \text{rank}(\mathbf{H})$ orthogonalen Unterkanälen erreicht, was $\vec{x} = \vec{s}\hat{x}$ und $\vec{y} = \vec{s}\hat{y}$ ergibt (siehe Abbildung 5.4).

Betrachtet man zunächst unkalibrierte Amplitudenabweichungen \mathbf{A}_T und \mathbf{A}_R , wie sie beispielsweise in \mathbf{H}_α vorkommen, so ergibt sich ein Einfluss auf die Strahlformung. Diese Amplitudenabweichungen erzeugen eine unbekannte Gewichtung zwischen den Zweigen beziehungsweise zwischen den Antennenelementen und müssen deshalb bei einer Betrachtung der Strahlformung kalibriert werden.

Bei unkalibrierten Phasenabweichungen ergibt sich ein anderer Zusammenhang. Die orthogonalen Strahlformungsvektoren \vec{u}_k , die die orthogonale Strahlformung der räumlichen Unterkanäle am Empfänger bewerkstelligen, entsprechen unabhängig von den Phasenabweichungen Φ_T am Sender der Gleichung (5.21) aus [PS09, VA07]:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\varphi t} \cdot \mathbf{H}_{\varphi t}^\dagger \cdot \vec{u}_k &= \mathbf{H}\Phi_T \cdot \Phi_T^\dagger \mathbf{H}^\dagger \cdot \vec{u}_k \\ &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^\dagger \cdot \vec{u}_k = \lambda_k \cdot \vec{u}_k \end{aligned} \qquad (5.21)$$

Dass Gleichung (5.21) nicht mehr von Φ_T abhängig ist, bedeutet, dass die orthogonalen Strahlformungsvektoren \vec{u}_k sowohl Eigenvektoren von $\mathbf{H}_{\varphi t}$ als auch von \mathbf{H} sind.

Und die orthogonalen Strahlformungsvektoren \vec{v}_k , die für die orthogonale Strahlformung der räumlichen Unterkanäle am Sender zuständig sind, entsprechen unabhängig von den Phasenabweichungen Φ_R am Empfänger der Gleichung (5.22) aus [PS09, VA07]:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\varphi r}^\dagger \cdot \mathbf{H}_{\varphi r} \cdot \vec{v}_k &= \mathbf{H}^\dagger \Phi_R^\dagger \cdot \Phi_R \mathbf{H} \cdot \vec{v}_k \\ &= \mathbf{H}^\dagger \cdot \mathbf{H} \cdot \vec{v}_k = \lambda_k \cdot \vec{v}_k \end{aligned} \quad (5.22)$$

Weil Gleichung (5.22) ebenfalls nicht von Φ_R abhängig ist, sind die orthogonalen Strahlformungsvektoren \vec{v}_k sowohl Eigenvektoren von $\mathbf{H}_{\varphi r}$ als auch von \mathbf{H} . Es kann daraus gefolgert werden, dass unkalibrierte Phasenabweichungen am Sender die Strahlformung am Empfänger nicht beeinflussen und umgekehrt.

Bei der Diskussion der Auswirkungen dieser Zusammenhänge auf die Strahlformung muss zwischen MIMO Systemen für Kommunikationszwecke und MIMO Systemen für Zwecke der Kanalbestimmung, wie zum Beispiel Kanalmesssystemen oder Kanalsimulatoren, unterschieden werden. Bei Kommunikationssystemen, die eine Strahlformung verwenden, sind die Phasenabweichungen nicht relevant und können ignoriert werden beziehungsweise müssen nicht kompensiert werden. Die Algorithmen zur Strahlformung funktionieren dennoch und das SNR der Kommunikation wird optimiert beziehungsweise eine orthogonale Strahlformung räumlicher Unterkanäle wird erreicht. Die Algorithmen zur Strahlformung arbeiten jedoch auf dem Matrixprodukt $\Phi_T^\dagger \cdot \mathbf{V}$ am Sender und / oder auf dem Matrixprodukt $\mathbf{U}^\dagger \cdot \Phi_R^\dagger$ am Empfänger und optimieren diese entsprechend. Bei der Anwendung eines Algorithmus zur Strahlformung ohne Kalibrierung der relativen Phasenabweichungen zwischen den Zweigen ist es nicht möglich zu bestimmen, welche Phasenteile zu einer Phasenabweichung und welche Phasenteile zur physikalischen Strahlformung beispielsweise einer phasengesteuerten Antennengruppe (engl. *Phased Array*) gehören, weil nur die Summe beider Phasenteile bekannt ist. Das bedeutet, dass die momentane Richtcharakteristik der Antennengruppe (der Gruppenfaktor) nicht bestimmt werden kann, weil die Phasenabweichungen nicht kompensiert wurden. Falls der Gruppenfaktor bei einer Kanalbestimmung beispielsweise für eine Richtungsschätzung bestimmt werden soll, ist eine Kalibrierung oder Kompensation der relativen Phasenabweichungen zwischen den

Zweigen unverzichtbar. Dies verschiebt die Referenzebene der Phasen zu den Fußpunkten der Antennen. Dadurch wird eine Unterscheidung zwischen Φ_T^\dagger und \mathbf{V} am Sender und zwischen \mathbf{U}^\dagger and Φ_R^\dagger am Empfänger für eine von der Strahlformung getrennte Kalibrierung ermöglicht. Es kann der Gruppenfaktor durch die Theorie zur Strahlformung einer Antennengruppe mittels Gleichung (2.10) berechnet werden.

Die Tabelle 5.3 fasst die Einflüsse auf die Strahlformung von MIMO Systemen mit unterschiedlicher Kalibrierung zusammen. Ein Haken (✓) steht für eine Übereinstimmung zwischen dem Kanalmodell $\hat{\mathbf{H}}$ und dem idealen Kanal \mathbf{H} mit Blick auf die Strahlformung. Ein Kreuz (×) steht für eine Nichtübereinstimmung.

Tabelle 5.3: Zusammenfassung der MIMO Kanal Strahlformung unter Toleranzeinfluss [26] © 2017 IEEE

Kanalmodell $\hat{\mathbf{H}}$	Tx BF Kanalbestimmung	Rx BF Kanalbestimmung	Tx und / oder Rx BF Kommunikation
\mathbf{H}	✓	✓	✓
$\mathbf{H}_{\alpha t}$	×	×	×
$\mathbf{H}_{\alpha r}$	×	×	×
\mathbf{H}_α	×	×	×
$\mathbf{H}_{\varphi t}$	×	✓	✓
$\mathbf{H}_{\varphi r}$	✓	×	✓
\mathbf{H}_φ	×	×	✓
\mathbf{H}_{dt}	×	×	×
\mathbf{H}_{dr}	×	×	×
\mathbf{H}_d	×	×	×

Mit Hilfe von Tabelle 5.3 lässt sich folgern, dass für eine Analyse der Strahlformung im Rahmen einer MIMO Kanalmessung neben einer vollständigen Kalibrierung für den Kanal \mathbf{H} auch die Kanäle $\mathbf{H}_{\varphi t}$ und $\mathbf{H}_{\varphi r}$ bestimmt werden können. Diese ermöglichen eine Aufwandsreduzierung bei der Phasenkalibrierung. Während sich $\mathbf{H}_{\varphi t}$ für eine Analyse der Strahlformung am Empfänger eignet, kann $\mathbf{H}_{\varphi r}$ für eine Analyse der Strahlformung am Sender genutzt werden.

5.6 Zusammenfassung und Fazit

In diesem Kapitel wurde mit Hilfe des OFDM-Verfahrens und einer Wellenform basierend auf dem OFDMA-Multiplexverfahren ein neuartiges MIMO Übertragungskanalmesssystem entworfen. Das Ziel der Messung der MIMO Übertragungskanalmatrix ist die praktische Bestätigung der Methoden der Synthese von Antennenrichtcharakteristiken aus Kapitel 3. Der Hardware-Aufbau des Messsystems und die für die Kompensation der Hardwaretoleranzen notwendigen Kalibriermodule wurden eingehend erläutert.

Anschließend wurde auf die Schätzung der MIMO Kanalmatrix auf Basis der Messdaten eingegangen und deren Grenzen hinsichtlich der Kohärenzzeit und der Kohärenzbandbreite gezeigt. Es fand eine Modellierung des Messsystems statt, die sowohl die vorhandenen Hardwaretoleranzen als auch die entsprechende Kalibrierung des Messsystems mit einschließt. Diese grundlegenden Voruntersuchungen stellen die Anwendbarkeit der Methoden der Antennensynthese auf die erhobenen Messdaten sicher. Weil sich in der Literatur hierzu keine Veröffentlichungen finden, sind diese Untersuchungen neuartig für die Anwendung der Antennensynthese auf gemessene Übertragungskanäle. Hierbei hat sich gezeigt, dass eine Kalibrierung des Senders und eine Kalibrierung des Empfängers notwendig sind. Deshalb wurden die Einflüsse der Toleranzarten auf den Systemvergleich durch das maximale SNR, die MIMO Kanalkapazität und die Strahlformung analysiert. Während die Auswertung von manchen Toleranzarten beeinflusst wird, ist sie von anderen Toleranzarten vollständig unabhängig. Die vernachlässigbaren Toleranzarten ermöglichen eine Reduzierung des Aufwandes in den entsprechenden Systemen.

Bei der Analyse des toleranzbehafteten SNR und der toleranzbehafteten Kanalkapazität sind insbesondere die Eigenwerte des betrachteten Kanals von wesentlicher Bedeutung. Es konnte gezeigt werden, dass Phasenabweichungen keinen Einfluss auf das SNR und die MIMO Kanalkapazität besitzen.

Die Strahlformung ist Teil vieler MIMO Signalverarbeitungsverfahren wie beispielsweise der Schätzung der Ausfallsrichtungen am Sender (engl. *Direction of Departure*, DOD), der Schätzung der Einfallrichtungen am Empfänger (engl. *Direction of Arrival*, DOA) und dem Räummultiplexverfahren (engl. *Spatial Multiplexing*, SM). Bei der Untersuchung der Strahlformung in einem toleranzbehafteten MIMO System wurde eine Unterscheidung zwischen Kommunikationssystemen und Systemen zur Kanalbestimmung getroffen. Bei Kommunikationssystemen haben Phasenabweichungen keine Auswirkung auf die Funktion der Strahlformung. Bei Systemen zur Kanalbestimmung ist eine Kalibrierung der Phasen notwendig, falls eine Bestimmung des Gruppenfaktors beispielsweise für eine Richtungsschätzung angestrebt wird. Dies kann jedoch für Sender und Empfänger unabhängig voneinander erfolgen.

Weil bei einer Messung des MIMO Übertragungskanals die Messergebnisse auf der Empfängerseite des Systems verfügbar sind, wird bei den nachfolgenden Kanalmessungen in Kapitel 6 die Kanalmatrix \mathbf{H}_{φ_t} für einen stationären Sender und einen mobilen Empfänger bestimmt. Mit diesen Ergebnissen können das SNR und die Kanalkapazität unabhängig von Toleranzen für das Gesamtsystem berechnet werden. Zudem können die Methoden der Synthese von Antennenrichtcharakteristiken auf die mobile Empfängerseite ohne Toleranzeinfluss angewendet werden.

6 Antennensynthese mit gemessenen MIMO Kanälen

In diesem Kapitel werden kapazitätsoptimierte Einzel- und Mehrantennensysteme am Fahrzeug auf Basis gemessener MIMO Übertragungskanäle synthetisiert. Hierfür wird zunächst ein Messsystem für MIMO Übertragungskanäle realisiert. Es besteht aus einer Basisstation, die als Sender konfiguriert ist und aus einem mobilen Empfänger, der in einem Fahrzeug integriert ist. Abbildung 6.1 zeigt eine Prinzipskizze.

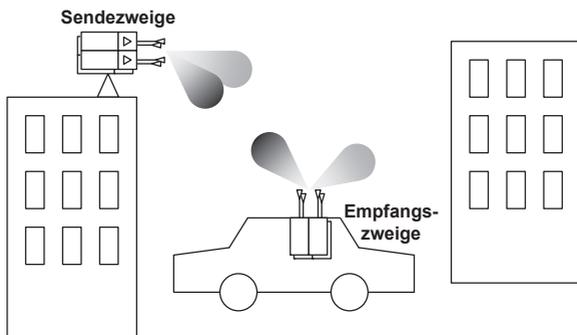


Abbildung 6.1: Prinzipskizze der MIMO Kanalmessungen [5]

Die Messumgebung und der Aufbau orientieren sich weitgehend an einem Mobilfunkszenario in einer städtischen Mikrozelle. Mikrozellen zeichnen sich durch einen maximalen Zellradius von ungefähr 1 km und einer maximalen Sendeleistung der Basisstation von ungefähr 40 dBm aus [WWD12, NSN13, Fuj13].

Das Gebiet der Kanalmessung und Kanalcharakterisierung ist Gegenstand vieler Forschungsarbeiten [TST05, KLLK14, ANK⁺15, CNR11] und es wurden Kanalmessungen mit hoher Genauigkeit durchgeführt [TAHY07, TY09]. Hierin werden beachtliche zeitliche und räumliche Auflösungen erreicht, indem die Messungen breitbandig und mit sehr

gerichteten Antennen durchgeführt werden. Diese Arbeiten sind insbesondere für die Auswertung einzelner Mehrwegekomponenten von Bedeutung, die, zusammengefasst, den mobilen Kommunikationskanal bilden. Auf Basis dieser hochauflösenden Messungen ist es jedoch problematisch, individuelle Gestaltungsrichtlinien für Antennensysteme der Mobilkommunikation abzuleiten. Dieses Ziel wird anhand der in diesem Kapitel beschriebenen Antennensynthese auf Basis gemessener MIMO Übertragungskanäle verfolgt.

Nachfolgend wird zunächst auf den Aufbau, die Systemparameter und die Verifizierung des Messsystems eingegangen (siehe Abschnitt 6.1). Anschließend werden in Abschnitt 6.2 die durchgeführten Übertragungskanalmessungen vorgestellt. Auf Basis dieser Messungen wird in Abschnitt 6.3 eine Antennensynthese durchgeführt und die synthetisierten Richtcharakteristiken erläutert. Um die Vorteile der Antennensynthese herauszustellen, wird anschließend die Leistungsfähigkeit der synthetisierten Antennensysteme anhand des SNR und der Kanalkapazität mit herkömmlichen Antennensystemen verglichen (siehe Abschnitt 6.4). In Abschnitt 6.5 werden die Messergebnisse ausgewertet und ausführlich diskutiert bevor in Abschnitt 6.6 das Kapitel zusammengefasst wird.

6.1 Aufbau und Verifizierung des Messsystems

Abbildung 6.2 zeigt einen Überblick über die Hardware-Architektur des Messsystems. Die entsprechend realisierten Aufbauten am Sender und am Empfänger sind in Abbildung 6.3 zu sehen. Detailansichten der Elektronikbox, des Verstärkungs- und Kalibriermoduls am Empfänger und der Abtastantennengruppe auf dem Dach des Fahrzeugs befinden sich im Anhang A.9. Die Kanalmessungen finden mit $M = 4$ Sendezweigen und $N = 8$ Empfangszweigen im ISM Band (engl. *Industrial, Scientific and Medical Radio Band*) bei einer Trägerfrequenz von $f_{\text{RF}} = 2491,750$ MHz statt. Diese Trägerfrequenz wurde gewählt, um die Interferenz der Pilotsignale mit den in Städten allgegenwärtigen WLAN-Signalen (engl. *Wireless Local Area Network*) in diesem Frequenzband zu vermeiden. Die SDR-Plattformen (engl. *Software Defined Radio*, SDR) kommunizieren über ein Ethernet-Netzwerk mit dem Sender-PC und mit dem Empfänger-PC [Ett17], in denen zudem die Verarbeitung der Basisband-signale stattfindet.

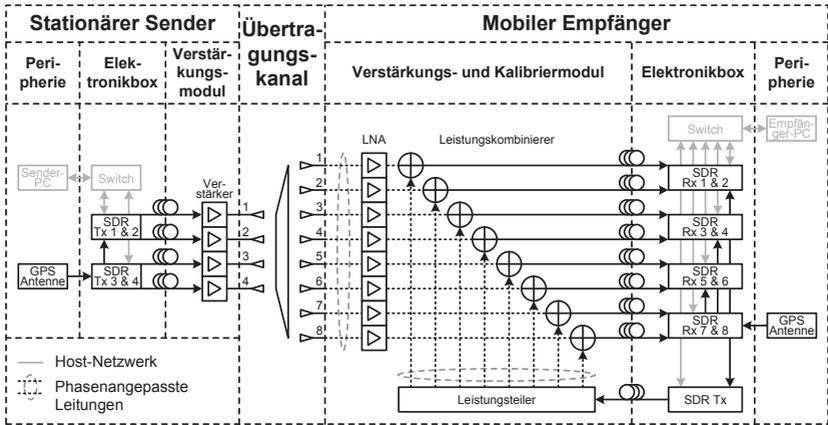


Abbildung 6.2: Gesamtes Blockschnittbild der Hardware-Architektur des MIMO Kanalmesssystems



(a) Senderaufbau

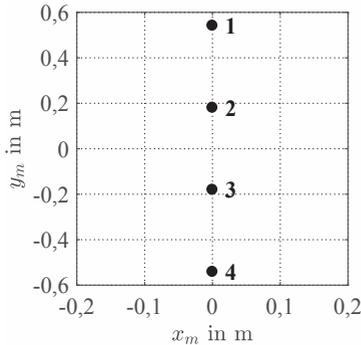


(b) Empfängeraufbau

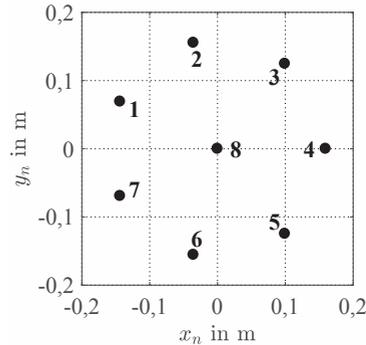
Abbildung 6.3: Stationärer Aufbau des Senders mit $M = 4$ (a) und mobiler Aufbau des Empfängers mit $N = 8$ (b)

Die SDR-Plattformen werden mit derselben Taktfrequenz gespeist, welche von den Signalen einer GPS-Antenne bezogen wird, um die Zeit- und Frequenz-Synchronisation zwischen den SDR-Plattformen auf beiden Seiten sicherzustellen. Die Vorteile von SDR-Plattformen bestehen für ein mobiles Kanalmesssystem in der Flexibilität, der kleinen Bauform, der geringen Leistungsaufnahme und den relativ geringen Anschaffungskosten. Der Dynamikbereich der SDR-Plattformen ist jedoch

verglichen mit einem Netzwerkanalysator oder einem Spektrumanalysator beziehungsweise mit den Kanalmesssystemen in [TST05, KLLK14, ANK⁺15] deutlich geringer. Zusätzliche externe Verstärker am Sender und am Empfänger sorgen für ein ausreichendes SNR während den Messungen des Übertragungskanals. Um die sich ändernde Position des mobilen Empfängers bei der Auswertung der Messungen rekonstruieren zu können, werden seine GPS-Koordinaten regelmäßig erfasst und aufgezeichnet.



(a) Positionen \mathbf{A}_T der $M = 4$ Sendeantennen mit $z_m = 0$ m



(b) Positionen \mathbf{A}_R der $N = 8$ Abtastantennen am Empfänger mit $z_n = 0$ m

Abbildung 6.4: Geometrien der Abtastantennengruppen jeweils im lokalen Koordinatensystem am Sender (a) und am Empfänger (b)

Abbildung 6.4 zeigt die Geometrien der Antennengruppen am Sender und am Empfänger. Die Positionen der Abtastantennenelemente sind mit den kartesischen Koordinaten (x_m, y_m, z_m) am Sender und mit (x_n, y_n, z_n) am Empfänger bezeichnet. Die Hauptstrahlrichtungen der Sendeantennen liegen in Abbildung 6.4a in positiver x -Richtung und die Fahrtrichtung des mobilen Empfängers entspricht ebenfalls der positiven x -Richtung in Abbildung 6.4b. Die restlichen Parameter des Messsystems sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

Tabelle 6.1: Systemparameter des MIMO Übertragungskanalmesssystems [5]

Bezeichnung	Symbol	Wert
Anzahl Rx / Tx Zweige	$N \times M$	8×4
Trägerfrequenz	f_{RF}	2491,750 MHz
Abtastrate	$f_s = B$	1 Msps
Abstand OFDM Unterträger	$\Delta f = \frac{f_s}{N_{\text{FFT}}}$	1,953 kHz
FFT-Länge	N_{FFT}	512 Punkte
Anzahl Pilot Unterträger	N_{pilot}	16
Anzahl Referenz Unterträger	N_{ref}	6
OFDM Symboldauer	$T_s = \frac{N_{\text{FFT}}}{f_s}$	512 μs
Frequenzabstand der Piloten	$\Delta f_p = 5 \cdot \Delta f$	9,766 kHz
Zeitabstand der Piloten	$\Delta t_p = T_s$	512 μs
Sendeleistung an der Tx Antenne	P_{T}	24,5 dBm
Rauschleistung	$\sigma^2 = k_B T B$	-113,9 dBm
Rauschzahl Empfänger (bei f_{RF})	NF_{R}	4,0 dB
Gewinn Tx Antennenelement	G_{T}	7,7 dBi
Elementabstand Tx Ant.gruppe	d_{T}	$3 \lambda \approx 361 \text{ mm}$
Gewinn Rx Antennenelement	G_{R}	2,6 dBi
Elementabstand Rx Ant.gruppe	d_{R}	$1,15 \lambda \approx 138 \text{ mm}$

Der stationäre Senderaufbau stellt die Basisstation der Kanalmessungen dar und wurde auf einem Gebäudedach montiert (siehe Abbildung 6.3a). Die lineare Antennengruppe besteht aus $M = 4$ linear vertikal polarisierten Doppelpatchantennen, die die Antennenelemente der Antennengruppe darstellen. Eine Abbildung einer Sendeantenne befindet sich in Abbildung A.4a im Anhang.

Die Richtcharakteristik der Antennenelemente ist in Abbildung 6.5 zu sehen. Der Abstand benachbarter Antennenelemente am Sender beträgt $d_{\text{T}} = 3 \lambda \approx 361 \text{ mm}$ (siehe Abbildung 6.4a). Dieser vergleichsweise große Abstand verringert die räumliche Korrelation zwischen den Sendeantennen. Die Größe, die Anordnung und die Richtcharakteristik

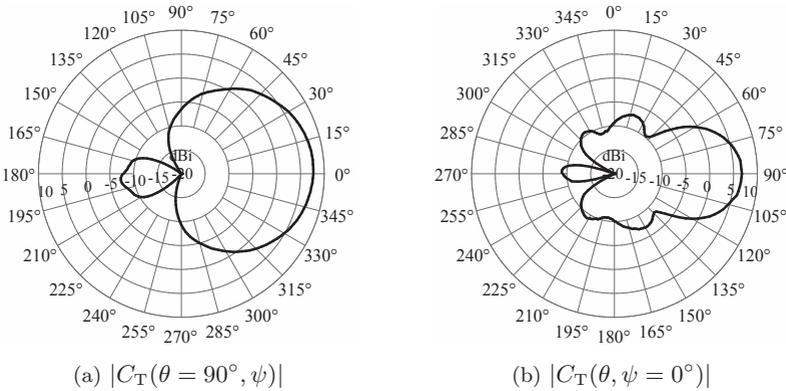


Abbildung 6.5: Horizontaldiagramm (a) und Vertikaldiagramm (b) der gemessenen Richtcharakteristik der Sendeantennen

der Sendeantennen orientieren sich ungefähr an den Werten aktuell erhältlicher Basisstationsantennen für Mobilfunkanwendungen [Kat15]. Die gemessenen Amplitudenabweichungen α_{Tm} zwischen den Sendezweigen betragen maximal 0,3 dB. Aufgrund der geringen Amplitudenabweichungen am Sender wurden diese vernachlässigt und es wird $\mathbf{A}_T = \mathbf{I}_M$ angenommen. Die Phasenabweichungen φ_{Tm} am Sender werden ebenfalls vernachlässigt und nicht durch eine Kalibrierung kompensiert, weil der Fokus auf der Antennensynthese der mobilen Empfangsantennen liegt. Eine Synthese von Basisstationsantennen findet in dieser Arbeit nicht statt. Weil auf eine Kalibrierung am Sender verzichtet wird, gilt $\mathbf{D}_T^{-1} = \mathbf{I}_M$. Dadurch wird bei den Messungen die Kanalmatrix $\mathbf{H}_{\varphi t}$ bestimmt. Dennoch kann eine Kalibrierung des Senders entsprechend den Erläuterungen in Abschnitt 5.4.1 realisiert werden, falls beispielsweise eine Strahlformung an der Basisstation untersucht werden soll. Der mobile Empfängeraufbau wurde in ein Fahrzeug integriert (siehe Abbildung 6.3b). Die omnidirektionale Richtcharakteristik der Abtastantennenelemente am Empfänger ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Die kreisförmige Abtastantennengruppe besteht aus $N = 8$ linear vertikal polarisierten Monopolantennen. Eine Abbildung einer entsprechenden Abtastantenne am Empfänger befindet sich in Abbildung A.4b im Anhang. Sieben Antennen sind gleichmäßig auf einem Kreis verteilt und die

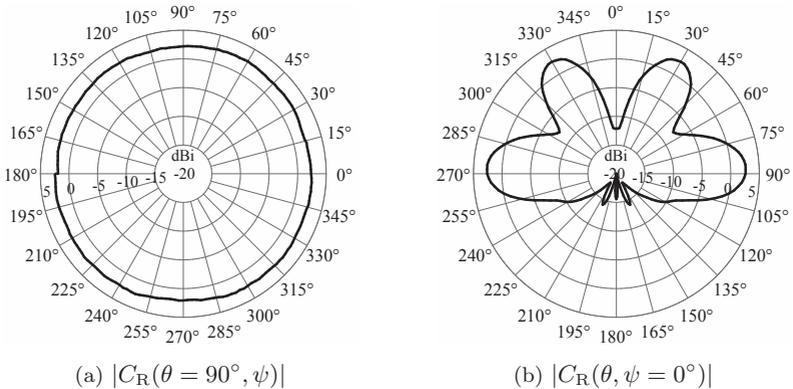


Abbildung 6.6: Horizontaldiagramm (a) und Vertikaldiagramm (b) der gemessenen Richtcharakteristik der Abtastantennen am Empfänger

achte Antenne befindet sich in der Kreismitte (siehe Abbildung 6.4b). Der Abstand benachbarter Antennenelemente auf dem Kreis beträgt $d_R = 1,15\lambda \approx 138\text{ mm}$ und der Radius des Kreises beträgt ungefähr 160 mm . Diese kreisförmige Struktur wurde gewählt, weil sie eine nahezu konstante Apertur in alle Azimutrichtungen besitzt und somit keine Amplitudengewichtung oder Schwankungen des räumlichen Auflösungsvermögens in Azimutrichtung während der Antennensynthese verursacht. Die zusätzliche Antenne in der Kreismitte verhindert Gitterkeulen und verringert die Höhe der Nebenkeulen bei der Strahlformung. Die am Empfänger gemessenen Amplitudenabweichungen α_{Rn} zwischen den Zweigen betragen maximal $0,2\text{ dB}$. Diese geringen Amplitudenabweichungen wurden vernachlässigt und $\mathbf{A}_R = \mathbf{I}_N$ wird angenommen. Die Phasenabweichungen am Empfänger werden mit Hilfe des Empfangsreferenzsignals korrigiert, welches im Kalibriermodul über phasenangepasste Leitungen mit den empfangenen Pilotsignalen addiert wird. Deshalb gilt für die Kalibrierung am Empfänger $\mathbf{D}_R^{-1} = \mathbf{\Phi}_R^{-1}$. Die empfangene Leistung der Pilotsignale variiert aufgrund der sich ändernden Kanaldämpfung während den Messungen. Deshalb muss die Leistung des Empfangsreferenzsignals dementsprechend geregelt werden, um einem Dynamikverlust im Empfänger vorzubeugen. Die Eignung des Kalibriermoduls hinsichtlich identischer komplexer Übertragungsfaktoren

der Zweige wurde in [Tse14,Ric15] und mittels Messungen am Netzwerkanalysator verifiziert. Es wird demnach davon ausgegangen, dass alle relevanten Amplituden- und Phasenabweichungen am Empfänger kompensiert werden.

Grundlegende Tests zur Verifikation der OFDM-Übertragung, der Wellenform, der Strahlformung und der Schätzung der Einfallrichtungen am Empfänger wurden im Labor und im Rahmen von Messungen im Außenbereich erfolgreich durchgeführt [Tse14,Leu15,Ric15,Bre16]. Hierbei wurde die Qualifizierung des MIMO Übertragungskanalmesssystems für die nachfolgende Anwendung der Antennensynthese auf gemessene Kanäle bestätigt.

6.2 Überblick der MIMO Übertragungskanalmessungen

Bei der nachfolgenden Auswertung der Übertragungskanalmessungen wird stets zwischen dem Trainingszenario und dem Testszenario unterschieden, wie es beim maschinellen Lernen üblich ist [Bey16]. Die Berechnung der Antennensynthese mit den Ähnlichkeitsgruppierungen und Mittelungsstrategien der Strahlformungsvektoren findet in der Trainingsphase statt. Die Synthese von Richtcharakteristiken basiert damit auf den Signalen, welche im Trainingszenario gemessen und aufgezeichnet wurden. Die Auswertung und der Vergleich der Leistungsfähigkeit mit herkömmlichen Antennensystemen findet danach auf Basis anderer Messdaten aus einem anderen Szenario statt. Dieses Szenario wird Testszenario genannt, weil es zur Testphase der synthetisierten Antennen gehört. Würde in der Trainingsphase und in der Testphase derselbe Messdatensatz genutzt, so wären die Ergebnisse mit Blick auf die synthetisierten Antennensysteme stets vorteilhaft, weil die Optimierung prinzipbedingt sehr gut an diesen Datensatz angepasst ist. Um diesen Gewöhnungseffekt auszuschließen, liegen den beiden Phasen der Antennensynthese unterschiedliche Messdatensätze zugrunde.

Abbildung 6.7 zeigt eine Kartenansicht der Messfahrten. Die dargestellten gemessenen Szenarien befinden sich in der Südstadt in Karlsruhe. Diese Gegend zeichnet sich durch eine gleichmäßige Bebauung mit vier- und fünfstöckigen Wohnhäusern und durch enge Straßenschluchten aus. Die Basisstation war im elften Stock eines Hochhauses in der Ettlinger

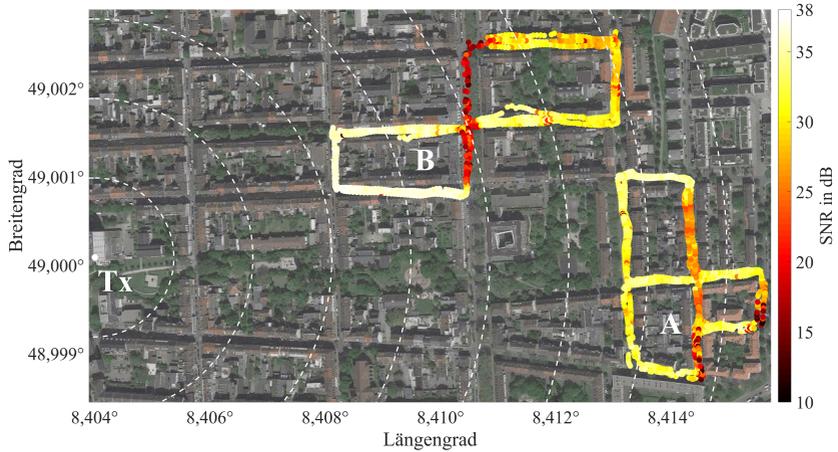


Abbildung 6.7: SNR an den Empfängerpositionen und Kartenansicht des Trainingszenario (A) und des Testszenario (B) der Antennensynthese mit Senderposition (Tx)
 Google, Imagery © 2017, CNES/Airbus, DigitalGlobe, GeoBasis-DE/BKG, GeoContent

Straße 23 in einer Höhe von 40 m über Grund montiert. Alle Messungen, welche im Empfänger des Messsystems zu einem SNR von weniger als 10 dB führten, wurden verworfen, um einen zu großen Einfluss durch Rauschen zu verhindern. Die gesamte Messung umfasst daher insgesamt 3.805 Punkte (Orte des Empfängers) im Trainingszenario (A) und 3.391 Punkte im Testszenario (B). Der Luftlinienabstand zwischen dem stationären Sender und dem mobilen Empfänger liegt zwischen 660 m und 850 m im Trainingszenario (A) und zwischen 310 m und 720 m im Testszenario (B). In Abbildung 6.7 sind zusätzlich Umkreise mit konstantem Abstand zur Senderposition (Tx) mit jeweils 100 m Abstand eingezeichnet (siehe weiße gestrichelte Linien). Die Empfangssignale wurden an den Empfängerpositionen während der Fahrt durch die Straßen mit vertikaler Kopolarisation bei einer maximalen Geschwindigkeit von 10 km/h aufgezeichnet. Das SNR des 8×4 Übertragungskanalmesssystems in Abbildung 6.7 wurde anhand des Verhältnisses zwischen den empfangenen Leistungen auf den OFDM-Unterträgern der Pilotsignale und auf den ungenutzten OFDM-Unterträgern des Zero Padding

bestimmt. Alle gemessenen Punkte stammen von Nicht-Sichtverbindungen (NLOS), weil der Sender stets von Dachkanten, Bäumen oder Gebäuden verdeckt war.

Die maximale Geschwindigkeit des Fahrzeugs $v_{\max} = 10 \text{ km/h}$ führt nach Gleichung (2.11) zu einer minimalen Kohärenzzeit von $T_{\text{koh},\min} = 43,3 \text{ ms}$. Nach Gleichung (5.4) beträgt der Zeitabstand der Piloten $\Delta t_p = 512 \mu\text{s}$ und ist somit deutlich kürzer als die minimale Kohärenzzeit des Kanals. Folglich kann von einem kohärenten Kanal innerhalb der Messzeit ausgegangen werden. Geht man außerdem von der maximalen Umweglänge $\Delta d_{\max} = 3 \text{ km}$ der Ausbreitungspfade aus, beträgt die minimale Kohärenzbandbreite nach Gleichung (2.12) $B_{\text{koh},\min} = 100 \text{ kHz}$. Nach Gleichung (5.4) beträgt der Frequenzabstand der Piloten $\Delta f_p = 9,766 \text{ kHz}$ und ist somit deutlich schmalbandiger als die minimale Kohärenzbandbreite des Kanals. Folglich ist der Kanal innerhalb der Messbandbreite kohärent.

6.3 Messtechnische Synthese von Antennensystemen

Auf die Messfahrt entlang dem Trainingszenario (siehe Abbildung 6.7) wird das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming angewendet (siehe Abschnitt 3.3). Hierbei werden auch die entsprechenden

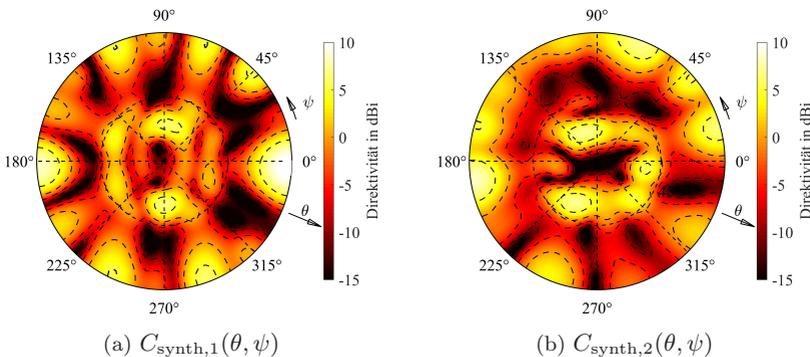


Abbildung 6.8: Synthetisierte Richtcharakteristiken für $N_{\text{synth}} = 1$ und 2 mit $\theta = 0^\circ$ (Mitte) ... 90° (Rand) und $\psi = 0^\circ$... 360° (nur obere Hemisphäre)

synthetisierten Richtcharakteristiken berechnet. Die ersten beiden synthetisierten Richtcharakteristiken $C_{\text{synth},1}(\theta, \psi)$ und $C_{\text{synth},2}(\theta, \psi)$ sind in Abbildung 6.8 dargestellt. Der Elevationswinkel θ ist als radiale Komponente im Bereich von 0° (Zenitrichtung, siehe Mitte der Diagramme) bis 90° (siehe Rand der Diagramme) dargestellt und der Azimutwinkel ist als tangentielle Komponente der Abbildung von 0° bis 360° dargestellt. Die Fahrtrichtung des mobilen Empfängeraufbaus liegt bei $(\theta = 90^\circ, \psi = 0^\circ)$. Bei der Auswertung wurde ein Antennenwirkungsgrad von $\eta = 1$ angenommen, weshalb nachfolgend die Direktivitäten angegeben werden. Die Direktivitäten der Richtcharakteristiken betragen $D_{\text{synth},1} = 10,5 \text{ dBi}$ und $D_{\text{synth},2} = 8,3 \text{ dBi}$. Es ergeben sich zwei dominierende Richtungen der ersten synthetisierten Richtcharakteristik $C_{\text{synth},1}(\theta, \psi)$, die bei $(86^\circ, 356^\circ)$ und $(88^\circ, 182^\circ)$ liegen. Sie entsprechen der Fahrtrichtung und der Richtung entgegen der Fahrtrichtung des Fahrzeugs. Aus diesen Richtungen stammen demnach die meisten beziehungsweise die stärksten Ausbreitungspfade in dem vorhandenen Trainingszenario.

Die zweite synthetisierte Richtcharakteristik $C_{\text{synth},2}(\theta, \psi)$ hat ein Maximum, welches mit $(86^\circ, 188^\circ)$ ebenfalls entgegen der Fahrtrichtung gerichtet ist, jedoch leicht versetzt zur ersten synthetisierten Richtcharakteristik. Zudem sind deutliche Maxima in den Richtungen $(32^\circ, 242^\circ)$ und $(22^\circ, 116^\circ)$ zu sehen, welche auf Ausbreitungspfade schließen lassen,

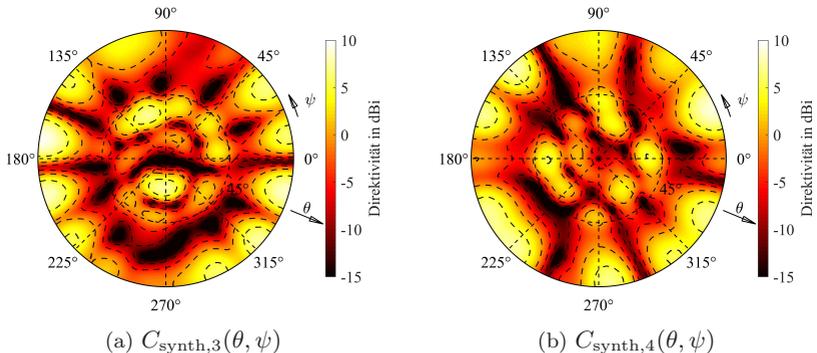


Abbildung 6.9: Synthetisierte Richtcharakteristiken für $N_{\text{synth}} = 3$ und 4 mit $\theta = 0^\circ$ (Mitte) ... 90° (Rand) und $\psi = 0^\circ$... 360° (nur obere Hemisphäre)

die vergleichsweise steil von oben auf die Abtastantennengruppe einfallen. Dies kann beispielsweise durch Beugungseffekte an den Dachkanten der umliegenden Gebäude verursacht werden.

Die dritte und die vierte synthetisierte Richtcharakteristik sind in Abbildung 6.9 zu sehen. Die Direktivitäten betragen $D_{\text{synth},3} = 9,3$ dBi und $D_{\text{synth},4} = 8,9$ dBi. Es ergeben sich mehrere dominierende Richtungen der dritten synthetisierten Richtcharakteristik $C_{\text{synth},3}(\theta, \psi)$, die sich mit $(86^\circ, 170^\circ)$ und $(88^\circ, 196^\circ)$ wiederum nahe der entgegengesetzten Fahrrichtung befinden. Mit dem zusätzlichen Maximum bei $(88^\circ, 344^\circ)$ ist auch eine starke Gewichtung nahe der Fahrtrichtung vorhanden.

Die vierte synthetisierte Richtcharakteristik $C_{\text{synth},4}(\theta, \psi)$ hat mehrere Maxima, die mit $(86^\circ, 24^\circ)$, $(88^\circ, 134^\circ)$ und $(88^\circ, 224^\circ)$ schräg zu den Seiten des Fahrzeugs gerichtet sind. Erklärungen hierfür können geparkte Fahrzeuge und Gebäude am Straßenrand sein, die in der Azimutebene um $\theta \approx 90^\circ$ Interaktionspunkte mit den Ausbreitungspfaden bilden.

6.4 Vergleich des SNR und der Kanalkapazität

Für die Auswertung des SNR und der Kanalkapazität wird von einer Sendeleistung von $P_T = 40$ dBm an der Basisstation und einer Rauschleistung von $\sigma^2 = -92$ dBm ausgegangen. Die Rauschleistung ergibt sich nach Gleichung (2.23) durch eine Bandbreite von $B = 20$ MHz und eine Rauschzahl des mobilen Empfängers von $NF_R = 9$ dB. Diese Parameter entsprechen denen einer Mobilkommunikation mit der Basisstation als Sender [ETS11, WWD12, NSN13].

Im System mit omnidirektionalen Antennen kommen die Richtcharakteristiken der Abtastantennen zum Einsatz. Nach einer entsprechenden Ordnungsreduktion, die dem fünften Schritt in Abbildung 3.3 entspricht und in [CNR11] beschrieben ist, ergeben sich das SNR und die Kanalkapazität entsprechend den Gleichungen (2.27) und (2.33):

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{omni}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{U}_{\text{omni}}^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr})\|_{\text{Fro}}^2 \\ C_{\text{omni}}(n_{cr}) &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \mathbf{U}_{\text{omni}}^\dagger \mathbf{H}(n_{cr}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \mathbf{U}_{\text{omni}} \right) \right] \end{aligned} \quad (6.1)$$

Entsprechend Tabelle 4.1 ergeben sich für das synthetisierte System die Gleichungen:

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{synth}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \|\bar{\mathbf{U}}^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr})\|_{\text{Fro}}^2 \\ C_{\text{synth}}(n_{cr}) &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \bar{\mathbf{U}}^\dagger \mathbf{H}(n_{cr}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \bar{\mathbf{U}} \right) \right] \end{aligned} \quad (6.2)$$

Für das SNR und die Kanalkapazität des Systems mit adaptiver Strahlformung werden die aus Tabelle 4.1 bekannten Strahlformungsmatrizen angewendet, die von der jeweiligen Kanalrealisierung n_{cr} abhängig sind:

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{adapt}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{U}(n_{cr})^\dagger \cdot \mathbf{H}(n_{cr})\|_{\text{Fro}}^2 \\ C_{\text{adapt}}(n_{cr}) &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \mathbf{U}(n_{cr})^\dagger \mathbf{H}(n_{cr}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \mathbf{H}(n_{cr})^\dagger \mathbf{U}(n_{cr}) \right) \right] \end{aligned} \quad (6.3)$$

Das System mit omnidirektionalen Antennen am Empfänger dient als Bezugssystem für das System mit synthetisierten Antennen. Der Unterschied zwischen beiden Systemen steht für die Verbesserung der Leistungsfähigkeit, die durch die Antennensynthese erreicht werden kann.

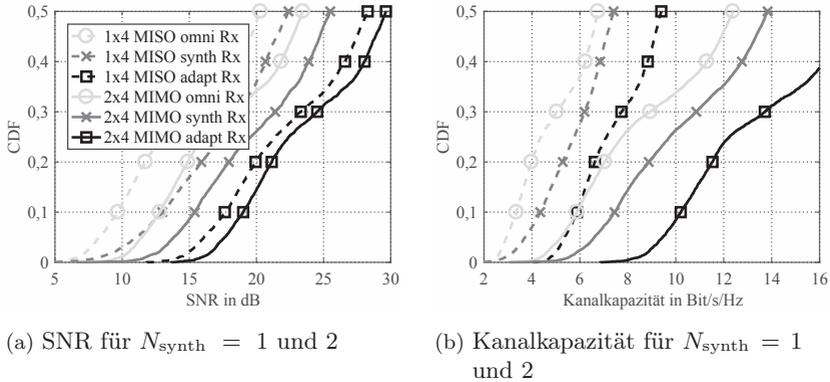


Abbildung 6.10: SNR (a) und Kanalkapazität (b) von 1×4 MISO und 2×4 MIMO Systemen mit omnidirektionalen, synthetisierten und adaptiven Richtcharakteristiken am mobilen Empfänger für $P_T = 40$ dBm, $B = 20$ MHz, $NF_R = 9$ dB

Im Gegensatz dazu gibt das System mit adaptiven Antennen am Empfänger die maximale Obergrenze der Leistungsfähigkeit eines Systems mit synthetisierten Antennen an. Diese Obergrenze kann von einem synthetisierten Antennensystem nicht erreicht werden, weil die synthetisierten Richtcharakteristiken nicht adaptiv sind und sich somit nicht an die jeweilige Kanalrealisierung anpassen können.

In Abbildung 6.10 sind die Verteilungsfunktionen des SNR und der Kanalkapazität der in Abschnitt 6.2 vorgestellten Kanalmessungen gezeigt. Es wird zwischen Systemen mit omnidirektionalen (omni), synthetisierten (synth) und adaptiven (adapt) Richtcharakteristiken am mobilen Empfänger für $M = 4$ Sendeantennen und $N_{\text{synth}} = 1$ und 2 Empfangsantennen unterschieden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind nur die unteren 50% der Verteilungsfunktionen dargestellt. Die entsprechenden Ergebnisse für $N_{\text{synth}} = 3$ und 4 Empfangsantennen sind in Abbildung 6.11 zu sehen. Man erkennt, dass die Systeme mit omnidirektionalen Richtcharakteristiken am Empfänger für die jeweilige Systemgröße sowohl das geringste SNR als auch die geringste Kanalkapazität erzielen. Die Systeme mit adaptiven Richtcharakteristiken am Empfänger erzielen hingegen erwartungsgemäß in allen Fällen die höchsten Werte.

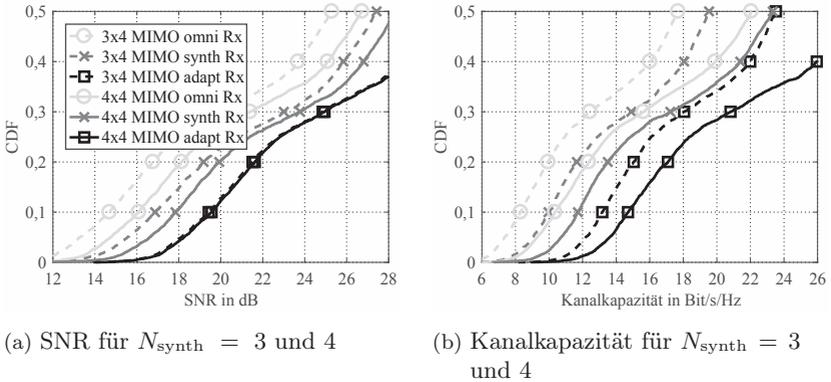


Abbildung 6.11: SNR (a) und Kanalkapazität (b) von 3×4 und 4×4 MIMO Systemen mit omnidirektionalen, synthetisierten und adaptiven Richtcharakteristiken am mobilen Empfänger für $P_T = 40$ dBm, $B = 20$ MHz, $N_{FR} = 9$ dB

Die synthetisierten Antennensysteme sind verglichen mit den omnidirektionalen Antennensystemen durchgängig in der Lage, größere Werte zu liefern. Eine entsprechende Berechnung der Konfidenzintervalle der Werte in den Abbildungen 6.10 und 6.11 bestätigt zudem, dass dieser Gewinn signifikant ist und deutlich größer als die zu erwartenden Varianzen der gezeigten Kurven ist. Dies verdeutlicht den Gewinn der Antennensynthese anhand der gemessenen Kanäle. Außerdem bestätigen die Synthesegewinne der Ergebnisse die Ähnlichkeit der räumlichen Vorzugrichtungen und Korrelationen zwischen dem Training- und dem Testzenario.

In den Tabellen 6.2 und 6.3 sind die Unterschiede des gemessenen SNR und der gemessenen Ausfallkapazität für den Vergleich mit omnidirektionalen Antennensystemen am Empfänger bei einer Ausfallwahrscheinlichkeit von $p_{\text{out}} = 10\%$ zusammengefasst. Die angegebenen Werte bewerten den Synthesegewinn des SNR beziehungsweise der Ausfallkapazität, der in 90% der Fälle überschritten wird. Geht man davon aus, dass bei omnidirektionalen Antennen keine Optimierung stattfindet (0%) und dass adaptive Antennensysteme das mögliche Optimierungspotenzial der Anpassung an den Kanal vollständig nutzen (100%), so kann die Optimierung aufgrund synthetisierter Antennensysteme

anhand einer Prozentzahl angegeben werden. Das entsprechende Optimierungspotenzial der synthetisierten Antennensysteme befindet sich jeweils in der letzten Spalte der Tabellen 6.2 und 6.3. Bereits für kleine Systemgrößen am Empfänger von $N_{\text{synth}} = 1$ und 2 stellt sich ein deutlicher Gewinn der Antennensynthese gegenüber herkömmlichen omnidirektionalen Antennensystemen ein.

Tabelle 6.2: Unterschied des gemessenen SNR in dB bei $p_{\text{out}} = 10\%$ für den Vergleich von synthetisierten und adaptiven mit omnidirektionalen Antennensystemen am Empfänger mit unterschiedlichen Systemgrößen

Systemgröße $N_{\text{synth}} \times M$	$\Delta\text{SNR}_{\text{synth}}^{\text{omni}}$ bei $p_{\text{out}} = 10\%$	$\Delta\text{SNR}_{\text{adapt}}^{\text{omni}}$ bei $p_{\text{out}} = 10\%$	Optimierungspotenzial der Synthese
1×4	3,3 dB	8,0 dB	34%
2×4	2,6 dB	6,2 dB	44%
3×4	2,2 dB	4,7 dB	56%
4×4	1,7 dB	3,5 dB	66%

Tabelle 6.3: Unterschied der gemessenen Ausfallkapazitäten C_{out} in Bit/s/Hz bei $p_{\text{out}} = 10\%$ für den Vergleich von synthetisierten und adaptiven mit omnidirektionalen Antennensystemen am Empfänger mit unterschiedlichen Systemgrößen

Systemgröße $N_{\text{synth}} \times M$	$\Delta C_{\text{synth}}^{\text{omni}}$ bei $p_{\text{out}} = 10\%$	$\Delta C_{\text{adapt}}^{\text{omni}}$ bei $p_{\text{out}} = 10\%$	Optimierungspotenzial der Synthese
1×4	1,0 Bit/s/Hz	2,5 Bit/s/Hz	40%
2×4	1,6 Bit/s/Hz	4,3 Bit/s/Hz	37%
3×4	1,7 Bit/s/Hz	4,9 Bit/s/Hz	35%
4×4	1,4 Bit/s/Hz	4,3 Bit/s/Hz	33%

Die adaptiven Antennensysteme erzielen zwar sowohl beim SNR als auch bei der Ausfallkapazität größere Werte, ihre Realisierung ist jedoch im Vergleich zu den festen Richtcharakteristiken der synthetisierten Antennen signifikant aufwendiger und teurer. Synthetisierte Antennensysteme sind demnach in der Lage, die Lücke in der Leistungsfähigkeit

zwischen herkömmlichen omnidirektionalen Antennensystemen und adaptiven Antennensystemen zu füllen. Dabei bilden sie einen Kompromiss zwischen der Leistungsfähigkeit eines adaptiven Antennensystems und einem weitaus einfacheren Realisierungsaufwand.

In Abbildung 6.12 ist die CMD der Kanalmessungen für das Training- und das Testszenario gezeigt. Aufgrund der kleinen Werte der CMD nach den Gleichungen (3.18) und (3.25) kann von der Gültigkeit der Kanalmodelle nach Kronecker beziehungsweise Weichselberger ausgegangen werden. Die Gültigkeit dieser Kanalmodelle ist eine hinreichende Bedingung dafür, dass das angewendete Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming die optimale Lösung des Syntheseproblems darstellt. Man erkennt, dass das Testszenario (B) größere Werte der CMD annimmt als das Trainingszenario (A). Dies kann in der umgebungsabhängigen Abschattung begründet sein, die im Testszenario zu einer größeren Anzahl an Messorten mit geringerem SNR als beim Trainingszenario führt. Die leicht geringere Übereinstimmung des Testszenarios mit den Kanalmodellen hat keine Auswirkungen auf die Antennensynthese, weil diese auf Basis des Trainingszenario berechnet wird.

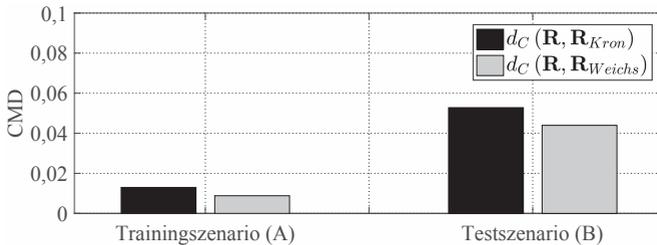


Abbildung 6.12: Distanzen zwischen den allgemeinen Korrelationsmatrizen \mathbf{R} und den nach Kronecker beziehungsweise Weichselberger genäherten Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_{Kron} und \mathbf{R}_{Weichs} für das Training- und das Testszenario

6.5 Auswertung und Diskussion der Messergebnisse

Weil bei Messungen des Übertragungskanals kein isotroper Kugelstrahler als Abtastantennenelement genutzt werden kann, kommt die in Abbildung 6.6 gezeigte Richtcharakteristik der Abtastantennenelemente zur Anwendung. Nullstellen in der Richtcharakteristik führen zu Nachteilen während der Antennensynthese, weil sie tote Winkel im Sichtbereich der Abtastantennen erzeugen (siehe Abschnitt 3.1.2). Die erste Nullstelle liegt in Zenitrichtung $\theta_{n1} = 0^\circ$. Sie hat keine signifikanten Auswirkungen auf die Antennensynthese, weil in den vorliegenden Szenarien aus dieser Richtung keine Ausbreitungspfade zu erwarten sind, die auf die Abtastantennengruppe einfallen. Die zweite Nullstelle liegt in der Richtung $\theta_{n2} = 54^\circ$ beziehungsweise 306° . Dieser tote Winkel ist prinzipiell in der Lage, die Leistungsfähigkeit der Antennensynthese zu verringern, weil Ausbreitungspfade aus dieser Richtung nicht detektiert werden können und somit nicht in die Auswertung mit einfließen.

Eine Vergrößerung der Apertur der Antennengruppe bei gleichbleibender Anzahl der Abtastantennen führt zu höheren Nebenkeulen oder Gitterkeulen (engl. *Grating Lobes*) im Gruppenfaktor. Gitterkeulen erzeugen eine räumliche Mehrdeutigkeit im Synthesevorgang und sollten deshalb vermieden werden. Eine Verkleinerung der Apertur der Antennengruppe bei gleichbleibender Anzahl der Abtastantennen führt hingegen zu einer breiteren Keule in Hauptstrahlrichtung, was die räumliche Auflösung der synthetisierten Richtcharakteristiken verringert. Außerdem werden bei geringeren Abständen die Kopplungseffekte zwischen den Abtastantennen verstärkt. Die Verkopplung innerhalb der Abtastantennengruppe führt ebenfalls zu einer Unterbewertung der Leistungsfähigkeit einer Antennensynthese (siehe Abschnitt 3.1.2). Bei der Entwicklung der realisierten Abtastantennengruppe wurde deshalb zwischen diesen Effekten abgewägt. Die gemessene Verkopplung innerhalb der realisierten Abtastantennengruppe liegt zwischen $-30,2$ dB und $-21,5$ dB und kann aufgrund der geringen Werte vernachlässigt werden [Bel17]. Die kreisförmige Struktur der Abtastantennengruppe (siehe Abbildung 6.4b) verhindert dennoch das Auftreten von Gitterkeulen bei der Strahlformung. Im Vergleich hierzu wurde in [5, 6] mit einer rechteckigen Apertur der Abtastantennengruppe und einem Abstand der

Abtastantennen von $\lambda/2$ gearbeitet. Mit dieser Anordnung sind Gitterkeulen möglich, was die Ergebnisinterpretation erschwert. In [Fre17] wurde hingegen ein verringerter Antennenabstand von $\lambda/4$ untersucht, der aufgrund der geringen Apertur und den Kopplungseffekten zu einem sehr geringen Optimierungspotenzial der Antennensynthese führte und deshalb nicht weiter untersucht wurde.

Zusätzlich zu den in diesem Kapitel vorgestellten Kanalmessungen wurde die Antennensynthese in [5,30,32] anhand eines strahlenoptischen Kanalmodells mittels Raytracing validiert. Hierin wurden unterschiedliche Standorte der zu synthetisierenden Antennen am Fahrzeug untersucht. Es zeigte sich, dass die Antennenstandorte mit einem Sichtbereich in Fahrrichtung und entgegen der Fahrrichtung zu den größten Synthesegewinnen führen. Außerdem stellte sich heraus, dass in der Azimutebene um $\theta \approx 90^\circ$ die meisten Interaktionen mit Ausbreitungspfaden stattfinden. Die ersten gefundenen synthetisierten Richtcharakteristiken fokussieren in Fahrtrichtung und entgegen der Fahrtrichtung und die weiteren synthetisierten Richtcharakteristiken haben die höchste Direktivität zu den Seiten des Fahrzeugs. Diese Ergebnisse entsprechen den Ergebnissen der Antennensynthese auf Basis gemessener Übertragungskanäle in dieser Arbeit und bestätigen die entsprechenden Vorzugsrichtungen und räumlichen Korrelationen der Kanäle. Diese Vorzugsrichtungen können auf einen speziellen Ausbreitungseffekt zurückgeführt werden. Aufgrund des sogenannten Straßenschlucht-Effekts der Gebäude, die das Fahrzeug umgeben, werden viele Ausbreitungspfade innerhalb der Straße wie in einem Wellenleiter geführt [KLLK14]. Die Ausbreitungspfade erreichen somit hauptsächlich in der Fahrtrichtung und entgegen der Fahrtrichtung den Empfänger [Rei13]. Aufgrund der Übereinstimmung der Ergebnisse der Antennensynthese auf Basis simulierter und gemessener Kanäle kann von deren Gültigkeit für die Mobilkommunikation in städtischen Umgebungen ausgegangen werden.

Die durchgeführte Antennensynthese zeigt trotz der optimalen Bestimmung der Syntheseergebnisse prinzipielle Abhängigkeiten, die nicht vermieden werden können. Die Ergebnisse sind stets in gewissem Umfang von den Kanälen, die während der Synthese betrachtet werden, abhängig. So zeigen zwar die Ergebnisse auf Basis verschiedener gemessener und simulierter Kanäle viele Gemeinsamkeiten, die auf eine bestimmte Allgemeingültigkeit schließen lassen, aber eine prinzipielle Abhängigkeit von der betrachteten Umgebung bleibt bestehen.

Diese Abhängigkeit kann aufgrund der enormen Vielfalt aller denkbaren städtischen Umgebungen eines Fahrzeugs nicht vollständig ausgeschlossen werden. Außerdem hängen die Syntheseergebnisse prinzipiell von der Geometrie der Abtastantennengruppe, die bei der Kanalabtastung angewendet wurde, ab. Die Geometrie der Abtastantennengruppe wird maßgeblich von der Apertur, die für das zu synthetisierende Antennensystem zur Verfügung steht, bestimmt. Dennoch sollten unnötige Amplitudengewichtungen beziehungsweise Schwankungen des räumlichen Auflösungsvermögens aufgrund der Geometrie der Abtastantennengruppe vermieden werden, wie es in diesem Kapitel anhand der kreisförmigen Antennengruppe mit omnidirektionalen Abtastantennenelementen bewerkstelligt wurde.

Die für die Antennensynthese auf Basis gemessener Übertragungskanäle gewählte Apertur der Abtastantennengruppe ist mit einem Durchmesser von ungefähr 320 mm relativ groß für eine Anwendung im Bereich der Mobilkommunikation. Bei der Anwendung der Ähnlichkeitsgruppierungen und Mittelungsstrategien der Strahlformungsvektoren geht jedoch Direktivität während der Antennensynthese verloren. Die resultierende Apertur, die für eine Realisierung des synthetisierten Antennensystems benötigt wird, ist demnach geringer als die Apertur der Abtastantennengruppe [Rei13]. Außerdem wurden in [ALZM16, AKMZ17, ALM17] Ansätze mit einer Kavität entsprechender Größe im Fahrzeugdach präsentiert, die größere Aperturen mobiler Fahrzeugantennen ermöglichen.

6.6 Zusammenfassung und Fazit

Der Fokus dieses Kapitels liegt auf der konkreten Anwendung der vorgestellten Antennensynthese. Hierbei wurden erstmalig Fahrzeugantennen für die Mobilkommunikation anhand gemessener Übertragungskanäle synthetisiert. Das hierfür entwickelte MIMO Übertragungskanalmesssystem kann durch seinen kompakten Aufbau sowohl zur Bestimmung von Übertragungskanälen zwischen einer Basisstation und einem mobilen Teilnehmer als auch zur Bestimmung von Übertragungskanälen zwischen zwei mobilen Teilnehmern zum Beispiel für die Fahrzeug-zu-Fahrzeug Kommunikation (engl. *Car-to-Car Communication*, C2C) eingesetzt werden.

Die Messfahrten fanden in einer städtischen Umgebung in Karlsruhe statt und die synthetisierten Richtcharakteristiken für bis zu vier Empfangsantennen wurden bestimmt. Die Fokussierung der synthetisierten Richtcharakteristiken konnte anhand der spezifischen Wellenausbreitungsbedingungen in einer städtischen Umgebung erklärt werden. So lässt sich die Form der synthetisierten Richtcharakteristiken insbesondere auf den Straßenschlucht-Effekt und die Beugungseffekte an den Dachkanten der umliegenden Gebäude zurückführen. Die restlichen Interaktionen der Ausbreitungspfade, wie beispielsweise Reflexion, Streuung und Beugung, finden in der Azimutebene um $\theta \approx 90^\circ$ statt. Diese Ergebnisse bestätigen die Erkenntnisse aus den Kanalsimulationen mittels Raytracing aus früheren Arbeiten. Deshalb kann von deren Gültigkeit für die Mobilkommunikation in städtischen Umgebungen ausgegangen werden.

Die technischen Eigenschaften und Grenzen der durchgeführten Antennensynthese, die auf gemessenen Übertragungskanälen beruht, wurden ausgewertet und diskutiert. So haben sowohl die Richtcharakteristik der Abtastantennenelemente als auch die Größe der Abtastantennengruppe Einflüsse auf die Ergebnisse. Die generellen Abhängigkeiten der Antennensynthese und die Form und die Größe der gewählten Apertur der Abtastantennengruppe wurden erläutert. Obwohl bei der empfängerseitigen Abtastantennengruppe technische Kompromisse getroffen werden mussten, konnten durch die Antennensynthese deutliche Gewinne erzielt werden.

Anschließend wurden omnidirektionale, synthetisierte und adaptive Antennensysteme für unterschiedliche Systemgrößen anhand ihres SNR und der Ausfallkapazität miteinander verglichen. Hierbei wurden der Nutzen und die Vorteile der Antennensynthese von Einzel- und Mehrantennensystemen gegenüber herkömmlichen omnidirektionalen Antennensystemen sichtbar. Die synthetisierten Antennensysteme erreichten in den untersuchten Szenarien 34% - 66% des Optimierungspotenzials des SNR und 33% - 40% des Optimierungspotenzials der Ausfallkapazität bezüglich adaptiver Antennensysteme. Bei der Anwendung fester synthetisierter Richtcharakteristiken, die die räumlichen Korrelationen des Kanals ausnutzen, können demnach hohe Optimierungspotenziale erzielt werden, ohne ein aufwendiges und teures adaptives Antennensystem einzusetzen. Diese Verbesserung kann, verglichen mit herkömmlichen Antennensystemen, ohne zusätzliche Kosten erreicht werden.

7 Schlussfolgerungen

In dieser Arbeit wurde ein neues Systemkonzept zur Synthese kanalkapazitätsmaximierender Antennensysteme auf Basis gemessener MIMO Übertragungskanäle umfassend analysiert und evaluiert. Der Schwerpunkt der praktischen Realisierung einer Antennensynthese lag dabei auf dem Design von Fahrzeugantennen für die Mobilkommunikation in einer städtischen Umgebung. Die entwickelten Methoden und die gewonnenen Erkenntnisse sind jedoch auch auf andere Problemstellungen der Gestaltung von Antennensystemen in der Mobilkommunikation anwendbar. Von den publizierten Arbeiten mit verwandten Themengebieten hebt sich diese Arbeit vorwiegend durch die messungsbasierten Synthesemethoden für umgebungsvariante Übertragungskanäle und die Optimalität der entwickelten Syntheselösungen ab. Insbesondere die folgenden Schwerpunkte dieser Arbeit stellen eine Erweiterung des Standes der Technik dar:

- Es wurden Methoden der Antennensynthese für kanalkapazitätsmaximierende Richtcharakteristiken von Einzel- und Mehrantennensystemen in mobilen umgebungsvarianten Übertragungskanälen unter Verwertung der Statistik des Kanals entwickelt. Der allgemeine Syntheseansatz für umgebungsvariante Kanäle wurde vorgestellt. Er ist aus der Literatur bekannt und wurde um das Syntheseverfahren auf Basis einer Hauptkomponentenanalyse und um das Syntheseverfahren auf Basis von Eigenbeamforming erweitert. Hierbei wurde der Nachweis der Optimalität der Entwurfsmethode hinsichtlich einer Maximierung der Kanalkapazität des Kommunikationssystems für eine bekannte Statistik der Übertragungskanäle erstmals auf die Synthese von Antennensystemen angewendet. Die entwickelten Syntheseverfahren beruhen auf den räumlichen Korrelationen im MIMO Übertragungskanal. Sie führen zu einem diagonalisierenden Effekt bezüglich der MIMO Kanalstatistik, der sowohl das SNR als auch die Kanalkapazität des Kommunikationssystems maximiert.

Es konnte gezeigt werden, dass die Syntheseverfahren für eine Gewichtung entsprechend der Singulärwerte der Realisierungen des Kanals beim Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse zum selben Syntheseergebnis führen. Dieses Syntheseergebnis ist sowohl für eine Maximierung der ergodischen Kanalkapazität als auch für eine Maximierung der Ausfallkapazität an beliebigen Quantilen optimal. Die Unterschiede zwischen dem simulations- und dem messungsbasierten Entwurf von Antennensystemen durch die Syntheseverfahren wurden ausführlich analysiert und gegenübergestellt.

- Die Entwurfsmethode mobiler Einzel- und Mehrantennensysteme wurde umfassend auf Basis eines ausbreitungspfadbasierten Modells des Übertragungskanals analysiert. Die durch die Synthesemethode gewonnenen Ergebnisse wurden wissenschaftlich untersucht und mittels Kanalsimulationen verifiziert. Dabei konnten mit Hilfe stochastischer und pfadbasierter Übertragungskanalsimulationen die Wirkung und die Effektivität der Methoden der Antennensynthese nachgewiesen werden. Die Antennensynthese führte für alle simulierten Kanalmodelle zu einem signifikanten Optimierungsgewinn beim maximalen SNR und bei der Kanalkapazität im Vergleich zu entsprechenden herkömmlichen omnidirektionalen Antennensystemen. Die Abhängigkeit der Synthese von den räumlichen Korrelationen im MIMO Übertragungskanal wurde eingehend untersucht. Hierfür wurden Metriken zur Beurteilung einer Synthese vorgestellt, die anhand der räumlichen Korrelationsmatrizen am Sender beziehungsweise am Empfänger die Anpassung eines Syntheseergebnisses an den Kanal bewerten. Die Bedingungen für einen fairen Vergleich unterschiedlicher Antennensysteme hinsichtlich des SNR und der Kanalkapazität wurden entwickelt. Außerdem wurde gezeigt, dass die entwickelten Methoden der Antennensynthese auch auf Messungen des MIMO Übertragungskanals angewendet werden können, die keine Auflösung der Ausbreitungspfade des Übertragungskanals bieten.
- Das erste Mal wurde ein Messsystem für MIMO Übertragungskanäle zur Anwendung der Antennensynthese in realen mobilen Kommunikationsszenarien entwickelt. Seine Eignung hinsichtlich der Anwendbarkeit der Methoden der Antennensynthese auf

die hiermit erhobenen Messdaten des Übertragungskanals wurde nachgewiesen. Anhand grundlegender Voruntersuchungen wurden die Einflüsse der hardwarebedingten Toleranzen auf den Systemvergleich durch das maximale SNR, die MIMO Kanalkapazität und die Strahlformung analysiert. Diese neuartigen Untersuchungen gehen für die Anwendung der Antennensynthese auf gemessene Übertragungskanäle über die bisher in der Literatur veröffentlichten Arbeiten hinaus. Eine Kalibrierung des Senders und eine Kalibrierung des Empfängers ermöglichen eine praktische messungsbasierte Bestätigung der Methoden der Synthese von Antennenrichtcharakteristiken ohne Toleranzeinflüsse.

- Erstmalig wurde eine Antennensynthese mit umgebungsvarianten Übertragungskanalmessungen in realen mobilen Kommunikationsszenarien durchgeführt und umfassend evaluiert. Hiermit können verschiedene herkömmliche omnidirektionale, synthetisierte und adaptive Einzel- und Mehrantennensysteme für reale mobile Kommunikationsanwendungen hinsichtlich ihres maximal zu erwartenden SNR und ihrer Kanalkapazität miteinander verglichen werden. Die Antennensynthese erreichte bei allen gemessenen Kanälen signifikante Optimierungsgewinne beim maximalen SNR und bei der Kanalkapazität im Vergleich zu entsprechenden herkömmlichen omnidirektionalen Antennensystemen.

Die in dieser Arbeit entwickelten optimalen Syntheseverfahren für mobile Antennen in umgebungsvarianten Kanälen stellen eine neue Grundlage für Anwendungen der Mobilkommunikation mit hoher Leistungsfähigkeit dar. Mit den entwickelten Syntheseverfahren auf Basis der Hauptkomponentenanalyse und auf Basis von Eigenbeamforming wurden vielversprechende Ansätze zur Maximierung des SNR und der erreichbaren Datenraten mobiler Kommunikationssysteme vorgestellt. Die beispielhafte konkrete Anwendung des Systemkonzepts zur systematischen Optimierung von Fahrzeugantennensystemen zur Mobilkommunikation weist die praktische Funktion der Antennensynthese nach und besitzt zudem ein großes Potenzial für weitere Anwendungen in der Mobilkommunikation. Es wurden somit entscheidende Impulse zur Gestaltung mobiler Antennensysteme geleistet, die eine Basis für die weitere Entwicklung und Verbreitung von Funkkommunikationssystemen darstellen.

A Anhang

A.1 Herleitungen zu reziproken MIMO Übertragungskanälen

Geht man zusätzlich zur in Abschnitt 2.3.2 beschriebenen Reziprozität eines MIMO Übertragungskanals davon aus, dass die Rauschleistung für alle Empfangszweige gleich ist ($\sigma_{A \rightarrow B}^2 = \sigma_{B \rightarrow A}^2 = \sigma^2$), kann gezeigt werden, dass das maximale SNR für beide Übertragungsrichtungen ($\text{SNR}_{A \rightarrow B}$ und $\text{SNR}_{B \rightarrow A}$) unter bestimmten Bedingungen identisch ist. Setzt man Gleichung (2.20) in Gleichung (2.27) zur Berechnung des SNR des Kanals $\mathbf{H}_{A \rightarrow B}$ ein, so erhält man:

$$\begin{aligned}\text{SNR}_{A \rightarrow B} &= \frac{P_{\text{T}, A \rightarrow B}}{M_{A \rightarrow B} \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{H}_{A \rightarrow B}\|_{\text{Fro}}^2 \\ &= \frac{P_{\text{T}, A \rightarrow B}}{N_{B \rightarrow A} \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{H}_{B \rightarrow A}^{\text{T}}\|_{\text{Fro}}^2\end{aligned}\tag{A.1}$$

Daraus ergibt sich nach Vereinfachung des Ausdrucks:

$$\begin{aligned}\text{SNR}_{A \rightarrow B} &= \frac{P_{\text{T}, A \rightarrow B}}{N_{B \rightarrow A} \cdot \sigma^2} \cdot \|\mathbf{H}_{B \rightarrow A}\|_{\text{Fro}}^2 \\ &= \text{SNR}_{B \rightarrow A} \Big|_{P_{\text{T}, B \rightarrow A, m} = \frac{P_{\text{T}, A \rightarrow B}}{N_{B \rightarrow A}} = \frac{P_{\text{T}, A \rightarrow B}}{M_{A \rightarrow B}}}\end{aligned}\tag{A.2}$$

Die Gleichheit der Werte für $\text{SNR}_{A \rightarrow B}$ und $\text{SNR}_{B \rightarrow A}$ gilt demnach unter der Bedingung, dass die Leistung pro Sendezweig für beide Übertragungsrichtungen gleich bleibt. Es gilt $P_{\text{T}, B \rightarrow A, m} = P_{\text{T}, A \rightarrow B, m}$ für den m -ten Sendezweig. Dies schließt auch den Fall, dass die beiden Transceiver A und B eine ungleiche Anzahl Antennen besitzen, mit ein. Diese Bedingung der konstanten Leistung pro Sendezweig betrifft lediglich den konstanten Vorfaktor in Gleichung (A.1).

Außerdem kann gezeigt werden, dass die Kanalkapazitäten $C_{A \rightarrow B}$ und $C_{B \rightarrow A}$ für beide MIMO Übertragungskanäle unter bestimmten Bedingungen gleich sind. Setzt man Gleichung (2.20) in Gleichung (2.33) zur Berechnung der Kanalkapazität des Kanals $\mathbf{H}_{A \rightarrow B}$ ein, so erhält man:

$$\begin{aligned} C_{A \rightarrow B} &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_{A \rightarrow B}} + \frac{P_{T,A \rightarrow B}}{M_{A \rightarrow B} \cdot \sigma^2} \mathbf{H}_{A \rightarrow B} \mathbf{H}_{A \rightarrow B}^\dagger \right) \right] \\ &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{M_{B \rightarrow A}} + \frac{P_{T,A \rightarrow B}}{N_{B \rightarrow A} \cdot \sigma^2} \mathbf{H}_{B \rightarrow A}^T (\mathbf{H}_{B \rightarrow A}^T)^\dagger \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Durch Anwendung des Determinantentheorems von Sylvester¹ und anschließender Vereinfachung des Ausdrucks ergibt sich:

$$\begin{aligned} C_{A \rightarrow B} &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_{B \rightarrow A}} + \frac{P_{T,A \rightarrow B}}{N_{B \rightarrow A} \cdot \sigma^2} \cdot \mathbf{H}_{B \rightarrow A}^* \cdot \mathbf{H}_{B \rightarrow A}^T \right) \right] \\ &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_{B \rightarrow A}} + \frac{P_{T,A \rightarrow B}}{N_{B \rightarrow A} \cdot \sigma^2} \cdot \mathbf{H}_{B \rightarrow A} \cdot \mathbf{H}_{B \rightarrow A}^\dagger \right) \right] \\ &= C_{B \rightarrow A} \Big|_{P_{T,B \rightarrow A,m} = \frac{P_{T,A \rightarrow B}}{N_{B \rightarrow A}} = \frac{P_{T,A \rightarrow B}}{M_{A \rightarrow B}}} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Es gilt demnach die Gleichheit der Kanalkapazitäten $C_{A \rightarrow B}$ und $C_{B \rightarrow A}$ für dieselbe Bedingung, dass die Leistung pro Sendezweig für beide Übertragungsrichtungen gleich bleibt.

Daraus kann geschlossen werden, dass jedes Optimierungsverfahren zur Maximierung des SNR oder der Kanalkapazität für die Sendeseite eines MIMO Systems auch für die Empfangsseite Gültigkeit besitzt. Dies betrifft insbesondere die Verfahren zur Optimierung des Gruppenfaktors durch Strahlformung. Hiervon ausgenommen ist jedoch die Optimierung der Verteilung der gesamten zur Verfügung stehenden Sendeleistung auf die Sendezweige beziehungsweise auf die Unterkanäle. Diese ist ausschließlich am Sender möglich.

¹ Determinantentheorem von Sylvester: $\det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_M + \mathbf{B} \cdot \mathbf{A})$ mit $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ und $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{M \times N}$

A.2 Herleitungen zum Kronecker-Kanalmodell

Geht man von der Gültigkeit der Kronecker-Näherung aus, so kann der Übertragungskanal anhand der Kronecker-Modellgleichung (3.14) beschrieben werden. Es stellt sich die Frage, wie die Korrelationsmatrizen Σ_T und Σ_R aus MIMO Kanälen bestimmt werden können, die zuvor simuliert oder gemessen wurden. Hierfür werden folgende allgemeingültige Definitionen für die Eigenwertzerlegungen der Korrelationsmatrizen und ihre Quadratwurzeln getroffen:

$$\begin{aligned}\Sigma_T &= \mathbf{U}_T \mathbf{\Lambda}_T \mathbf{U}_T^\dagger \quad \text{und} \quad \sqrt{\Sigma_T} = \mathbf{U}_T \sqrt{\mathbf{\Lambda}_T} \mathbf{U}_T^\dagger \\ \Sigma_R &= \mathbf{U}_R \mathbf{\Lambda}_R \mathbf{U}_R^\dagger \quad \text{und} \quad \sqrt{\Sigma_R} = \mathbf{U}_R \sqrt{\mathbf{\Lambda}_R} \mathbf{U}_R^\dagger\end{aligned}\tag{A.5}$$

$\mathbf{\Lambda}_T \in \mathbb{R}^{M \times M}$ und $\mathbf{\Lambda}_R \in \mathbb{R}^{N \times N}$ sind reelle Diagonalmatrizen mit den Eigenwerten der Korrelationsmatrizen auf den Hauptdiagonalen. Die unitären Matrizen $\mathbf{U}_T \in \mathbb{C}^{M \times M}$ und $\mathbf{U}_R \in \mathbb{C}^{N \times N}$ beinhalten die komplexen Eigenvektoren der Korrelationsmatrizen. Setzt man die Korrelationsmatrizen aus (A.5) in den Erwartungswert der sogenannten Kanalverstärkung $\mathbf{H}_{\text{Kron}} \mathbf{H}_{\text{Kron}}^\dagger$ ein, so erhält man:

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_R &= \mathbb{E} \left(\mathbf{H}_{\text{Kron}} \mathbf{H}_{\text{Kron}}^\dagger \right) \\ &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\Sigma_R} \mathbf{H}_w \sqrt{\Sigma_T} \cdot \sqrt{\Sigma_T}^\dagger \mathbf{H}_w^\dagger \sqrt{\Sigma_R}^\dagger \right) \\ &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\Sigma_R} \mathbf{H}_w \mathbf{U}_T \sqrt{\mathbf{\Lambda}_T} \mathbf{U}_T^\dagger \cdot \mathbf{U}_T \sqrt{\mathbf{\Lambda}_T} \mathbf{U}_T^\dagger \mathbf{H}_w^\dagger \sqrt{\Sigma_R}^\dagger \right) \\ &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\Sigma_R} \underbrace{\mathbf{H}_w \mathbf{U}_T}_{\tilde{\mathbf{H}}_w} \mathbf{\Lambda}_T \underbrace{\mathbf{U}_T^\dagger \mathbf{H}_w^\dagger}_{\tilde{\mathbf{H}}_w^\dagger} \sqrt{\Sigma_R}^\dagger \right)\end{aligned}\tag{A.6}$$

Dies geschieht hier beispielhaft für den Empfänger, wird aber nachfolgend auch für den Sender mit der Kanalverstärkung $\mathbf{H}_{\text{Kron}}^\dagger \mathbf{H}_{\text{Kron}}$ formuliert. Die Zufallsmatrizen $\tilde{\mathbf{H}}_w = \mathbf{H}_w \mathbf{U}_T$ und \mathbf{H}_w besitzen entsprechend dem Wigner-Theorem [Wig77] dieselbe Wahrscheinlichkeitsverteilung:

$$P \left[\tilde{\mathbf{H}}_w \right] = P \left[\mathbf{H}_w \right]\tag{A.7}$$

Das Wigner-Theorem formuliert die Wahrscheinlichkeitstreue unitärer Abbildungen. Das bedeutet, dass unitäre Abbildungen alle Wahrscheinlichkeiten invariant lassen. Diese Invarianzeigenschaft des Wahrscheinlichkeitsmaßes führt zur Vereinfachung des Ausdrucks, weil hierdurch der Erwartungswert ebenfalls invariant ist:

$$\mathbb{E} \left(\tilde{\mathbf{H}}_w \cdot \mathbf{\Lambda}_T \cdot \tilde{\mathbf{H}}_w^\dagger \right) = \mathbb{E} \left(\mathbf{H}_w \cdot \mathbf{\Lambda}_T \cdot \mathbf{H}_w^\dagger \right) = \text{tr}(\mathbf{\Lambda}_T) \cdot \mathbf{I}_N \quad (\text{A.8})$$

Weil die Spur² der Matrix $\mathbf{\Lambda}_T$ ein Skalar ist, kann sie dem Erwartungswertoperator vorangestellt werden und der Erwartungswert der Kanalverstärkung vereinfacht sich zu

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_R &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\mathbf{\Sigma}_R} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_w \mathbf{\Lambda}_T \tilde{\mathbf{H}}_w^\dagger \cdot \sqrt{\mathbf{\Sigma}_R}^\dagger \right) \\ &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\mathbf{\Sigma}_R} \cdot \text{tr}(\mathbf{\Lambda}_T) \cdot \sqrt{\mathbf{\Sigma}_R}^\dagger \right) \\ &= \text{tr}(\mathbf{\Lambda}_T) \cdot \mathbb{E} \left(\sqrt{\mathbf{\Sigma}_R} \cdot \sqrt{\mathbf{\Sigma}_R}^\dagger \right) = \text{tr}(\mathbf{\Lambda}_T) \cdot \mathbf{\Sigma}_R \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Man erhält als Ergebnis die empfängerseitige räumliche Korrelationsmatrix $\mathbf{\Sigma}_R$ multipliziert mit der Summe der Eigenwerte der senderseitigen räumlichen Korrelationsmatrix $\mathbf{\Sigma}_T$.

Führt man diese Herleitung auch für die Senderseite durch, so erhält man entsprechend:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_T &= \mathbb{E} \left(\mathbf{H}_{\text{Kron}}^\dagger \mathbf{H}_{\text{Kron}} \right) \\ &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\mathbf{\Sigma}_T}^\dagger \mathbf{H}_w^\dagger \sqrt{\mathbf{\Sigma}_R}^\dagger \cdot \sqrt{\mathbf{\Sigma}_R} \mathbf{H}_w \sqrt{\mathbf{\Sigma}_T} \right) \\ &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\mathbf{\Sigma}_T}^\dagger \mathbf{H}_w^\dagger \mathbf{U}_R \sqrt{\mathbf{\Lambda}_R} \mathbf{U}_R^\dagger \cdot \mathbf{U}_R \sqrt{\mathbf{\Lambda}_R} \mathbf{U}_R^\dagger \mathbf{H}_w \sqrt{\mathbf{\Sigma}_T} \right) \\ &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\mathbf{\Sigma}_T}^\dagger \underbrace{\mathbf{H}_w^\dagger \mathbf{U}_R}_{\tilde{\mathbf{H}}_w^\dagger} \mathbf{\Lambda}_R \underbrace{\mathbf{U}_R^\dagger \mathbf{H}_w}_{\tilde{\mathbf{H}}_w} \sqrt{\mathbf{\Sigma}_T} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

² $\text{tr}(\mathbf{A})$ steht für die Spur (engl. *Trace*) der Matrix \mathbf{A} , die Summe der Elemente auf der Hauptdiagonalen von \mathbf{A} .

Die Zufallsmatrizen $\tilde{\mathbf{H}}_w = \mathbf{U}_R^\dagger \mathbf{H}_w$ und \mathbf{H}_w besitzen entsprechend dem Wigner-Theorem [Wig77] ebenfalls dieselbe Wahrscheinlichkeitsverteilung und es ergibt sich:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_T &= \mathbb{E} \left(\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_T}^\dagger \cdot \tilde{\mathbf{H}}_w^\dagger \boldsymbol{\Lambda}_R \tilde{\mathbf{H}}_w \cdot \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_T} \right) \\
&= \mathbb{E} \left(\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_T}^\dagger \cdot \text{tr}(\boldsymbol{\Lambda}_R) \cdot \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_T} \right) \\
&= \text{tr}(\boldsymbol{\Lambda}_R) \cdot \mathbb{E} \left(\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_T}^\dagger \cdot \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_T} \right) = \text{tr}(\boldsymbol{\Lambda}_R) \cdot \boldsymbol{\Sigma}_T
\end{aligned} \tag{A.11}$$

Dieses Ergebnis ermöglicht eine direkte Bestimmung der räumlichen Korrelationsmatrizen $\boldsymbol{\Sigma}_T$ und $\boldsymbol{\Sigma}_R$ bei bekanntem MIMO Kanal. Die Voraussetzung hierfür ist die Gültigkeit der Kronecker-Näherung. In der Literatur werden aus Gründen der Übersichtlichkeit oft skalierte Versionen der räumlichen Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_T und \mathbf{R}_R entsprechend [Big07] verwendet. Eine vollständige Entwicklung des Kronecker-Kanalmodells ohne Skalierungen mit den hier angewendeten Definitionen findet sich in [Del17].

A.3 Frobeniusnorm

Die Frobeniusnorm (auch Schurnorm oder Hilbert-Schmidt-Norm genannt) einer Matrix $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ist die Quadratwurzel der Summe der quadrierten Beträge aller Elemente h_{nm} der Matrix [ZF13, VA07]:

$$\|\mathbf{H}\|_{\text{Fro}} = \sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{nm}|^2} \quad (\text{A.12})$$

Die Frobeniusnorm kann auch anhand der Eigenwerte oder anhand der Spur der Matrix berechnet werden [VA07]:

$$\|\mathbf{H}\|_{\text{Fro}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\min(M,N)} \lambda_k} = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^\dagger)} = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{H}^\dagger \cdot \mathbf{H})} \quad (\text{A.13})$$

A.4 Dispersion der Eigenwerte

Die Dispersion der Eigenwerte (engl. *Eigenvalue Dispersion*, EVD) gibt das Verhältnis von geometrischem Mittelwert und arithmetischem Mittelwert der Eigenwerte λ_p an [SSV⁺08, Pon10]:

$$\Upsilon(n_{cr}) = \frac{\left(\prod_{p=1}^K \lambda_p(n_{cr})\right)^{\frac{1}{K}}}{\frac{1}{K} \cdot \sum_{p=1}^K \lambda_p(n_{cr})} \in [0, 1] \quad (\text{A.14})$$

Hierin ist K die Anzahl der zu untersuchenden Eigenwerte. Die EVD kann nur Werte im abgeschlossenen Intervall zwischen null und eins annehmen. $\Upsilon = 0$ bedeutet, dass mindestens einer der untersuchten Eigenwert gleich null ist. $\Upsilon = 1$ bedeutet, dass alle untersuchten Eigenwerte gleich groß sind. Dies ist vorteilhaft für das Raummultiplexverfahren und führt zu hohen Kanalkapazitäten [Rei13].

A.5 Correlation Matrix Distance (CMD)

Die Ähnlichkeit zweier Kovarianzmatrizen oder Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_1 und \mathbf{R}_2 kann anhand der Distanz der Matrizen bewertet werden (engl. *Correlation Matrix Distance*, CMD). Die CMD beträgt [CO13]

$$\begin{aligned} d_C(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2) &= 1 - \frac{\text{vec}(\mathbf{R}_1) \circ \text{vec}(\mathbf{R}_2)}{\|\text{vec}(\mathbf{R}_1)\|_{\text{Fro}} \cdot \|\text{vec}(\mathbf{R}_2)\|_{\text{Fro}}} \\ &= 1 - \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_1 \cdot \mathbf{R}_2)}{\|\mathbf{R}_1\|_{\text{Fro}} \cdot \|\mathbf{R}_2\|_{\text{Fro}}} \in [0, 1] \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

und kann nur Werte im abgeschlossenen Intervall zwischen null und eins annehmen. Falls beide Matrizen bis auf einen konstanten reellen Faktor $g \in \mathbb{R}$ gleich sind, nimmt die Distanz zwischen beiden Matrizen den Wert null an:

$$\mathbf{R}_1 = g \cdot \mathbf{R}_2 \Leftrightarrow d_C(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2) = 0 \quad (\text{A.16})$$

Sind die Matrizen maximal unähnlich, beträgt die CMD eins:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1 \text{ und } \mathbf{R}_2 \text{ maximal unähnlich} &\Leftrightarrow d_C(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2) = 1 \\ &\Leftrightarrow \text{vec}(\mathbf{R}_1) \perp \text{vec}(\mathbf{R}_2) \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Dies ist dann der Fall, wenn die Struktur (die Eigenvektoren) der Korrelationsmatrix \mathbf{R}_1 orthogonal zur Struktur (zu den Eigenvektoren) der Korrelationsmatrix \mathbf{R}_2 ist (sind) [CO13]. Für sehr kleine Werte der CMD kann demnach davon ausgegangen werden, dass die beiden Kovarianz- beziehungsweise Korrelationsmatrizen \mathbf{R}_1 und \mathbf{R}_2 den gleichen Ähnlichkeitszusammenhang beschreiben.

A.6 k -Eigen-Ratio

Das k -Eigen-Ratio dient, ähnlich der CMD aus Anhang A.5, ebenfalls der Beurteilung, ob ein MIMO Kanal als stationär beschrieben werden kann. Es ist ein Maß für den Verlust, der durch die Anwendung einer Strahlformung entsteht, die auf einer veralteten oder ungenauen Langzeitstatistik basiert, verglichen mit der Verwendung der aktuellen oder exakten Kanalwerte für die Strahlformung [CO13]. Das k -Eigen-Ratio beträgt nach [CO13]

$$\begin{aligned}
 q_k(\mathbf{B}_k(n_{cr}), \bar{\mathbf{B}}_k) &= \frac{\text{tr}(\bar{\mathbf{B}}_k^\dagger \cdot \mathbf{R}(n_{cr}) \cdot \bar{\mathbf{B}}_k)}{\text{tr}(\mathbf{B}_k(n_{cr})^\dagger \cdot \mathbf{R}(n_{cr}) \cdot \mathbf{B}_k(n_{cr}))} \\
 &= \frac{\text{tr}(\bar{\mathbf{B}}_k^\dagger \cdot \mathbf{R}(n_{cr}) \cdot \bar{\mathbf{B}}_k)}{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}_k(n_{cr}))} \in [0, 1]
 \end{aligned} \tag{A.18}$$

und nimmt nur Werte im abgeschlossenen Intervall zwischen null und eins an. Hierbei sind $\mathbf{B}_k(n_{cr})$ und $\bar{\mathbf{B}}_k$ die reduzierten Versionen der Strahlformungsmatrizen $\mathbf{B}(n_{cr})$ und $\bar{\mathbf{B}}$ und beinhalten nur die Eigenvektoren, die den k größten Eigenwerten der Korrelationsmatrizen $\mathbf{R}(n_{cr})$ und \mathbf{R} zugeordnet sind. Definitionsgemäß ist das k -Eigen-Ratio nur bei Übertragungen über einen reduzierten Satz von Eigenwerten eines MIMO Kanals interessant [CO13]. Nutzt ein MIMO System hingegen alle zur Verfügung stehenden Eigenwerte, so nimmt das k -Eigen-Ratio stets den Wert eins an:

$$\begin{aligned}
 \text{für den Empfänger gilt: } k = N &\Rightarrow q_k(\mathbf{B}_k(n_{cr}), \bar{\mathbf{B}}_k) = 1 \\
 \text{für den Sender gilt: } k = M &\Rightarrow q_k(\mathbf{B}_k(n_{cr}), \bar{\mathbf{B}}_k) = 1
 \end{aligned} \tag{A.19}$$

In [VHU02b] wird das k -Eigen-Ratio definiert und angewendet, um den Verlust bei der Strahlformung aufgrund veralteter Korrelationsmatrizen zu quantifizieren. Ausführliche Analysen mit Hilfe des k -Eigen-Ratio, die auf Kanalmessungen in städtischen Szenarien, in ländlichen Szenarien und in Innenräumen beruhen, sind in [VHU02a] zu finden.

A.7 Anpassung eines Syntheseergebnisses an den Kanal für die Senderseite

Wendet man die Definition des maximalen SNR aus Gleichung (2.27) auf die Systemmatrizen aus Tabelle 4.1 an, so können mit Hilfe der Beziehungen in Gleichung (4.27) folgende Umformungen für die Antennensynthese am Sender formuliert werden:

$$\begin{aligned}
\text{SNR}_{\text{omni}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr} \left(\mathbf{V}_{\text{omni}}^\dagger \cdot \mathbf{R}_T(n_{cr}) \cdot \mathbf{V}_{\text{omni}} \right) \\
\text{SNR}_{\text{synth}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr} \left(\overline{\mathbf{V}}^\dagger \cdot \mathbf{R}_T(n_{cr}) \cdot \overline{\mathbf{V}} \right) \\
\text{SNR}_{\text{adapt}}(n_{cr}) &= \frac{P_T}{M \cdot \sigma^2} \cdot \text{tr} \left(\mathbf{V}(n_{cr})^\dagger \cdot \mathbf{R}_T(n_{cr}) \cdot \mathbf{V}(n_{cr}) \right)
\end{aligned} \tag{A.20}$$

Die entsprechenden Umformungen für die Empfängerseite finden sich in Gleichung (4.28). Die Strahlformungsmatrizen für den omnidirektionalen, den synthetisierten und den adaptiven Fall entsprechen denen aus Tabelle 4.1. Setzt man die entsprechenden SNR-Werte ins Verhältnis zueinander, so wird die Beziehung des SNR zum k -Eigen-Ratio für eine Antennensynthese am Sender sichtbar. Für das SNR-Verhältnis zwischen einem synthetisierten und einem adaptiven Antennensystem gilt:

$$\begin{aligned}
\frac{\text{SNR}_{\text{synth}}(n_{cr})}{\text{SNR}_{\text{adapt}}(n_{cr})} &= \frac{\text{tr} \left(\overline{\mathbf{V}}^\dagger \mathbf{R}_T(n_{cr}) \overline{\mathbf{V}} \right)}{\text{tr} \left(\mathbf{V}(n_{cr})^\dagger \mathbf{R}_T(n_{cr}) \mathbf{V}(n_{cr}) \right)} \\
&= q_k(\mathbf{V}(n_{cr}), \overline{\mathbf{V}})
\end{aligned} \tag{A.21}$$

Entsprechend ergibt sich für das SNR-Verhältnis zwischen einem omnidirektionalen und einem adaptiven Antennensystem:

$$\begin{aligned}
\frac{\text{SNR}_{\text{omni}}(n_{cr})}{\text{SNR}_{\text{adapt}}(n_{cr})} &= \frac{\text{tr} \left(\mathbf{V}_{\text{omni}}^\dagger \mathbf{R}_T(n_{cr}) \mathbf{V}_{\text{omni}} \right)}{\text{tr} \left(\mathbf{V}(n_{cr})^\dagger \mathbf{R}_T(n_{cr}) \mathbf{V}(n_{cr}) \right)} \\
&= q_k(\mathbf{V}(n_{cr}), \mathbf{V}_{\text{omni}})
\end{aligned} \tag{A.22}$$

Das SNR-Verhältnis zwischen einem synthetisierten und einem omnidirektionalen Antennensystem hat jedoch keine entsprechende Definition auf Basis des k -Eigen-Ratio, weil dieses nur für den Vergleich mit adaptiver Strahlformung im Nenner definiert ist.

$$\frac{\text{SNR}_{\text{synth}}(n_{cr})}{\text{SNR}_{\text{omni}}(n_{cr})} = \frac{\text{tr}\left(\overline{\mathbf{V}}^\dagger \mathbf{R}_T(n_{cr}) \overline{\mathbf{V}}\right)}{\text{tr}\left(\mathbf{V}_{\text{omni}}^\dagger \mathbf{R}_T(n_{cr}) \mathbf{V}_{\text{omni}}\right)} \quad (\text{A.23})$$

Die entsprechenden Verhältnisse für die Empfängerseite finden sich in den Gleichungen (4.29), (4.30) und (4.31).

A.8 Kerndichteschätzer

Die Kerndichteschätzung (engl. *Kernel Density Estimation*, KDE) ist ein statistisches Verfahren zur Schätzung der Wahrscheinlichkeitsverteilung einer Zufallsvariablen. Der Vorteil der KDE besteht darin, dass die Schätzung der Verteilung stetig ist. Die Dichteschätzung mit einem herkömmlichen Histogramm ist hingegen nicht stetig [Ize08, Cyb09, HTF09, Koc14]. K bezeichnet den Kern und $\Psi \in \mathbb{R}^{N_{\text{dim}} \times N_{\text{dim}}}$ ist die Bandbreite der KDE. $\vec{x} \in \mathbb{R}^{N_{\text{dim}} \times 1}$ beschreibt einen mehrdimensionalen Datenpunkt und g ist die Gewichtungsfunktion der Schätzung. Die Anzahl der Datenpunkte ist N_{points} und die Anzahl der Dimensionen pro Datenpunkt ist $N_{\text{dim}} \in \mathbb{N}$. In dieser Arbeit wird ausschließlich der Gaußkern $K_{\text{Gauß}}(\vec{x})$ verwendet:

$$K_{\text{Gauß}}(\vec{x}) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{N_{\text{dim}}}{2}}} \cdot e^{-\frac{\vec{x}^T \cdot \vec{x}}{2}} \quad (\text{A.24})$$

Die gewichtete mehrdimensionale Kerndichteschätzung $\widehat{\text{PDF}}_w(\vec{x})$ der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (engl. *Probability Density Function*, PDF) lautet [Ize08, Cyb09, HTF09]

$$\widehat{\text{PDF}}_w(\vec{x}) = \frac{1}{\sum_{n=1}^{N_{\text{points}}} g_n \cdot \det(\Psi)} \cdot \sum_{n=1}^{N_{\text{points}}} g_n \cdot K\left(\Psi^{-1} \cdot (\vec{x} - \vec{x}_n)\right) \quad (\text{A.25})$$

A.9 Detailansichten des aufgebauten Übertragungskanalmesssystems

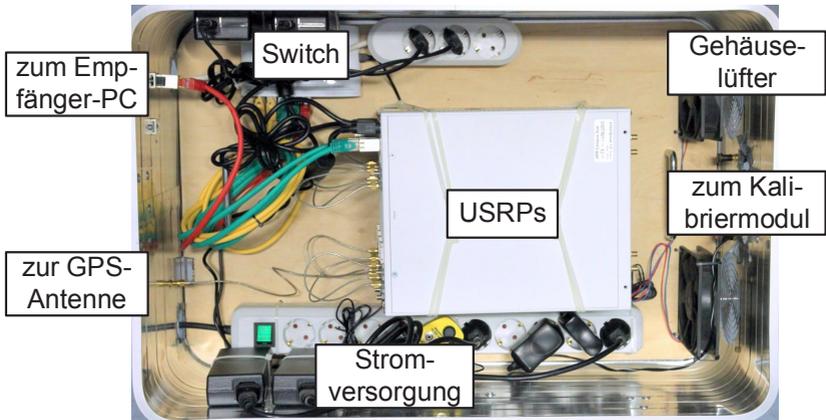


Abbildung A.1: Detailansicht der Elektronikbox des mobilen Empfängeraufbaus mit $N = 8$ Zweigen

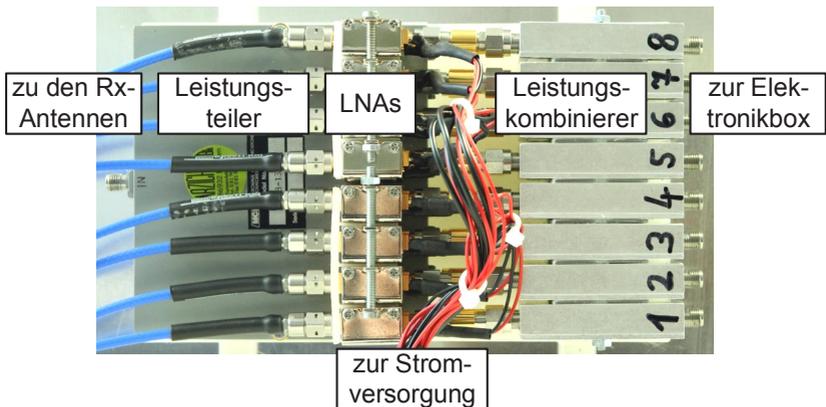


Abbildung A.2: Detailansicht des Verstärkungs- und Kalibriermoduls am Empfänger mit $N = 8$ Zweigen

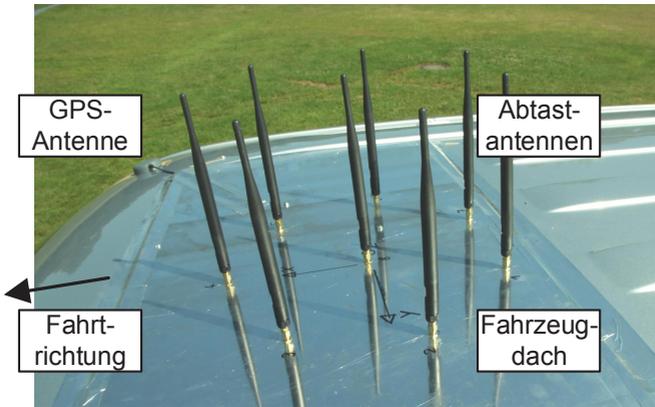
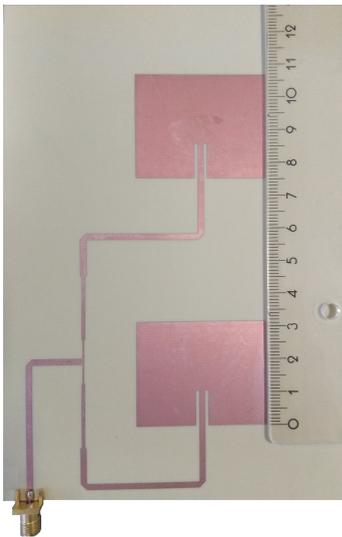


Abbildung A.3: Antennengruppe am Empfänger mit $N = 8$ Abtastantennen auf dem Fahrzeugdach



(a) Doppelpatchantenne am Sender



(b) Monopolantenne am Empfänger

Abbildung A.4: Antennenelemente des Übertragungskanalmesssystems mit Längenskala in cm

A.10 Ettus Research USRP X310

Die Abkürzung USRP steht für den englischen Begriff *Universal Software Radio Peripheral* und ist der Name einer Reihe von Software Defined Radios (SDR) des Herstellers Ettus Research.

Ein SDR ist ein Gerät zum Senden und Empfangen hochfrequenter Signale, dessen Signalverarbeitung vorzugsweise mit Software auf programmierbaren Prozessoren stattfindet. Eine zentrale Eigenschaft von SDRs ist es, dass sich einige Parameter des Systems wie beispielsweise Frequenz, Modulation, Kodierung und Bandbreite nur durch Softwareänderungen einstellen lassen. Dadurch können verschiedene Funkstandards mit der gleichen Hardware bedient werden. Diese vorteilhafte Flexibilität führt jedoch zu erhöhtem Hardwareaufwand und zu erhöhtem Leistungsbedarf [JMW02].

SDRs werden in militärischer Kommunikationstechnik, im Amateurfunk, in der Forschung, in Basisstationen für den Mobilfunk und in der Entwicklung von Prototypen eingesetzt. Es kommen vorzugsweise drei unterschiedliche Empfängerstrukturen zum Einsatz [Ree02, Spi16]: Superheterodynempfänger (auch Überlagerungsempfänger genannt), Direktmischempfänger (auch Homodynempfänger oder Zero-IF-Empfänger genannt) und Low-IF-Empfänger.

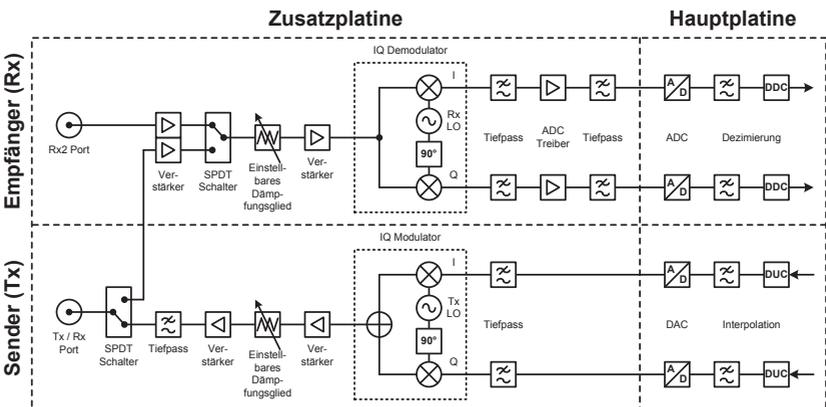


Abbildung A.5: Hardwareaufbau der genutzten SDRs mit Direktmischung [Bil14, För15]

Die in dieser Arbeit eingesetzten Software Defined Radios des Typs Ettus Research USRP X310 [Ett17] haben den in Abbildung A.5 gezeigten Hardwareaufbau einer Direktmischung. Der Hardwareaufbau besteht am Sender und am Empfänger jeweils aus einer Hauptplatine und einer Zusatzplatine. Während die Verarbeitung der Basisbandsignale hauptsächlich auf der Hauptplatine stattfindet, ist die Frequenzumsetzung auf der Zusatzplatine platziert [Ett17]. Die Schalter auf der Zusatzplatine ermöglichen alternativ den Empfang von Signalen am Sendeport.

A.11 Rice-Kanalmodell

Beim Rice-Kanalmodell ergibt sich die namensgebende Rice-Verteilung aus einem deterministischen Signal, dem mehrere statistisch unabhängige Signale überlagert sind [Pät02]. Das deterministische Signal entspricht der Signalkomponente des Ausbreitungspfades, der aus der direkten Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger resultiert. Die überlagerten Signalkomponenten sind auf Mehrwegesignalanteile zurückzuführen, die sich aus Wechselwirkungen mit der Umgebung durch beispielsweise Reflexion, Streuung und Beugung ergeben [GW98]. Für die Phasen der Ausbreitungspfade werden Gleichverteilungen zwischen 0 und 2π angenommen.

Weil der Ausbreitungspfad der direkten Sichtverbindung die geringste Dämpfung enthält, dominiert dieser Pfad die Leistungsübertragung des Kanals. Der Rice-Faktor gibt das Verhältnis aus der Leistung des dominanten Pfades zur Gesamtleistung der restlichen Pfade an [GW98]. Ein Rice-Faktor von null führt zu einer Rayleigh-Verteilung, die zur Modellierung einer städtischen Ausbreitungs Umgebung ohne direkte Sichtverbindung angewendet werden kann. Für große Rice-Faktoren ab ungefähr 50 ergibt sich eine Gauß-Verteilung, die sich zur Beschreibung einer Übertragung mit direkter Sichtverbindung beispielsweise in einer ländliche Umgebung eignet.

Literaturverzeichnis

- [AHG11] P. Alexander, D. Haley, and A. Grant. Cooperative Intelligent Transport Systems: 5.9GHz Field Trials. *Proceedings of the IEEE*, 99(7):1213–1235, July 2011.
- [AIKS14] W. Ahmad, N. Iqbal, A. A. Khan, and C. Schneider. Adaptive antenna grouping for capacity maximization in correlated MIMO channels. In *2014 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT)*, pages 7–12, Nov 2014.
- [AKMZ17] G. Artner, J. Kowalewski, C. F. Mecklenbräuker, and T. Zwick. Pattern reconfigurable antenna with four directions hidden in the vehicle roof. In *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, pages 82–85, March 2017.
- [ALM17] G. Artner, R. Langwieser, and C. F. Mecklenbräuker. Concealed CFRP Vehicle Chassis Antenna Cavity. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16:1415–1418, 2017.
- [ALZM16] G. Artner, R. Langwieser, R. Zemann, and C. F. Mecklenbräuker. Carbon fiber reinforced polymer integrated antenna module. In *2016 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pages 59–62, Sept 2016.
- [ANK⁺15] T. Abbas, J. Nuckelt, T. Kürner, T. Zemen, C. F. Mecklenbräuker, and F. Tufvesson. Simulation and Measurement-Based Vehicle-to-Vehicle Channel Characterization: Accuracy and Constraint Analysis. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(7):3208–3218, July 2015.
- [Ant02] M. D. Anton. *Mobilfunknetze: Grundlagen, Dienste und Protokolle*. Vieweg Praxiswissen. Vieweg, Braunschweig, 1. Aufl. edition, 2002.

- [ASC12] A. V. Alejos, M. G. Sanchez, and I. Cuinas. Experimental distribution functions for analysis of coherence bandwidth fluctuations for a fixed broadband wireless access system. *IET Microwaves, Antennas Propagation*, 6(4):450–460, March 2012.
- [Bal97] C. A. Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. Wiley, Chichester [u.a.], 2nd edition, 1997.
- [Bel17] L. Bell. Optimierung eines Abtastantennenarrays für eine Antennensynthese unter Betrachtung gegenseitiger Kopplung. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2017.
- [Bey16] J. Beyerer. *Machine vision : automated visual inspection: theory, practice and applications*. Springer, Berlin, 2016.
- [Big07] E. Biglieri, editor. *MIMO wireless communications*. Cambridge Univ. Press, Cambridge, 1. publ. edition, 2007.
- [Bil14] R. D. Billerbeck. Entwicklung eines auf SDR-Plattformen basierenden MIMO-Kanalmesssystems zur Kapazitätsbestimmung. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2014.
- [BÖH+03] E. Bonek, H. Özcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, and J. Wallace. Deficiencies of a Popular Stochastic MIMO Radio Channel Model. In *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, WPMC*, October 2003.
- [Bon05] E. Bonek. Experimental validation of analytical MIMO channel models. *Elektrotechnik und Informationstechnik*, 122(6):196–205, 2005.
- [Bre16] T. A. H. Bressner. Enhanced Measurement based MIMO Channel Capacity Determination for Reconfigurable Antennas. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2016.
- [CHBS08] L. Cheng, B. Henty, F. Bai, and D. D. Stancil. Doppler Spread and Coherence Time of Rural and Highway Vehicle-

- to-Vehicle Channels at 5.9 GHz. In *IEEE GLOBECOM 2008 - 2008 IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1–6, Nov 2008.
- [Cic94] D. J. Cichon. *Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen*. PhD thesis, Karlsruhe, 1994. Universität Karlsruhe.
- [CLW⁺03] D. Chizhik, J. Ling, P. W. Wolniansky, R. A. Valenzuela, N. Costa, and K. Huber. Multiple-input-multiple-output measurements and modeling in Manhattan. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21(3):321–331, Apr 2003.
- [CNR11] S. Caban, J. A. Garcia Naya, and M. Rupp. Measuring the physical layer performance of wireless communication systems: Part 33 in a series of tutorials on instrumentation and measurement. *IEEE Instrumentation Measurement Magazine*, 14(5):8–17, October 2011.
- [CO13] B. Clerckx and C. Oestges. *MIMO Wireless Networks: Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems*. Academic Press, 2nd edition, 2013.
- [CTKV02] C.-N. Chuah, D. N. C. Tse, J. M. Kahn, and R. A. Valenzuela. Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 48(3):637–650, Mar 2002.
- [Cyb09] A. B. Cybakov. *Introduction to Nonparametric Estimation*. Springer Series in Statistics Springer Link: Bücher. Springer New York, New York, NY, 2009.
- [Del17] T. Deletoille. Evaluation of Eigenbeamforming Methods for Antenna Synthesis. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2017.
- [DL13] M. Ding and H. Luo. *Multi-point cooperative communication systems: theory and applications*. Signals and Communication Technology. Springer, Berlin, Heidelberg, 2013.
- [ETS09] Intelligent Transport Systems (ITS); Vehicular Communications; Basic Set of Applications; Definitions. European

- Telecommunications Standards Institute (ETSI), Technical Report, Reference DTR/ITS-0010001, June 2009.
- [ETS11] LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) requirements for LTE Pico Node B. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Technical Report, Reference RTR/TSGR-0436931v900, May 2011.
- [Ett17] Ettus Research USRP X310 product page. <https://www.ettus.com/product/details/X310-KIT>, eingesehen am 20.02.2017.
- [FG98] G. J. Foschini and M. J. Gans. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, 1998.
- [FLH07] A. Forenza, D. J. Love, and R. W. Heath. Simplified Spatial Correlation Models for Clustered MIMO Channels With Different Array Configurations. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(4):1924–1934, July 2007.
- [FMKW06] T. Fügen, J. Maurer, T. Kayser, and W. Wiesbeck. Capability of 3-D Ray Tracing for Defining Parameter Sets for the Specification of Future Mobile Communications Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(11):3125–3137, Nov 2006.
- [För14] M. Förnbacher. Comparison of channel estimation techniques in mobile MIMO-OFDM Systems. Seminararbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2014.
- [För15] M. Förnbacher. Entwicklung und Implementierung einer neuen Frequenz-Zeit-Planung für ein MIMO-OFDM-Kanalmesssystem. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2015.
- [Fre17] J. Frey. Optimierung der messtechnischen Synthese auto-mobiler Antennensysteme. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2017.

- [Füg10] T. Fügen. *Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten*. PhD thesis, Karlsruhe, 2010. Universität Karlsruhe.
- [Fuj13] High-Capacity Indoor Wireless Solutions: Pico cell or Femto cell? Fujitsu Network Communications Inc., White Paper, March 2013.
- [Gho12] S. Ghosh. *Using Statistical Information to Improve Communication in MIMO Networks*. PhD thesis, University of California, San Diego, 2012.
- [GJJV03] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath. Capacity limits of MIMO channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21(5):684–702, June 2003.
- [GJL⁺09] X. Gao, B. Jiang, X. Li, A. B. Gershman, and M. R. McKay. Statistical Eigenmode Transmission Over Jointly Correlated MIMO Channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 55(8):3735–3750, Aug 2009.
- [Gra81] A. Graham. *Kronecker products and matrix calculus - with applications*. Ellis Horwood series in mathematics and its applications. Horwood, Chichester, 1981.
- [GRZ10] S. Ghosh, B. D. Rao, and J. R. Zeidler. Outage-Efficient Strategies for Multiuser MIMO Networks With Channel Distribution Information. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(12):6312–6324, Dec 2010.
- [GW98] N. Geng and W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation: Funknetzplanung unter realen physikalischen Ausbreitungsbedingungen*. Information und Kommunikation. Springer, Berlin, 1998.
- [HB04] M. Herdin and E. Bonek. A MIMO Correlation Matrix Based Metric for Characterizing Non-Stationarity. In *Proceedings of the 13th IST Mobile and Wireless Communication Summit, Lyon, France*, pages 27–30, June 2004.
- [HCÖB05] M. Herdin, N. Czink, H. Özcelik, and E. Bonek. Correlation matrix distance, a meaningful measure for evaluation of non-stationary MIMO channels. In *2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference*, volume 1, pages 136–140 Vol. 1, May 2005.

- [Her04] M. Herdin. *Non-Stationary Indoor MIMO Radio Channels*. PhD thesis, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technischen Universität Wien, August 2004.
- [HG12] L. Hanlen and A. Grant. Capacity Analysis of Correlated MIMO Channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 58(11):6773–6787, Nov 2012.
- [HTF09] T. Hastie, R. Tibshirani, and J. H. Friedman. *The elements of statistical learning: data mining, inference, and prediction*. Springer series in statistics. Springer, New York, NY, 2. ed. edition, 2009.
- [IN02] M. T. Ivrlac and J. A. Nossek. MIMO eigenbeamforming in correlated fading. In *1st IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications, 2002. Proceedings. ICCSC '02.*, pages 212–215, 2002.
- [Ize08] A. Izenman, editor. *Modern Multivariate Statistical Techniques: Regression, Classification, and Manifold Learning*. Springer Texts in Statistics Springer Link : Bücher. Springer New York, New York, NY, 2008.
- [Jan04] M. Jankiraman. *Space-time codes and MIMO systems*. Artech House universal personal communications series. Artech House, Boston, Mass. [u.a.], 2004.
- [Jan11] M. Janson. *Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme*. PhD thesis, Karlsruhe, 2011. KIT.
- [JB04] E. A. Jorswieck and H. Boche. Channel capacity and capacity-range of beamforming in MIMO wireless systems under correlated fading with covariance feedback. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(5):1543–1553, Sept 2004.
- [JG05] S. A. Jafar and A. Goldsmith. Multiple-antenna capacity in correlated Rayleigh fading with channel covariance information. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(3):990–997, May 2005.
- [JMW02] F. Jondral, R. Machauer, and A. Wiesler. *Software Radio: Adaptivität durch Parametrisierung; 14 Tab.* Schlembach, Weil der Stadt, 2002. brosch.

- [JVG01] S. A. Jafar, S. Vishwanath, and A. Goldsmith. Channel capacity and beamforming for multiple transmit and receive antennas with covariance feedback. In *ICC 2001. IEEE International Conference on Communications. Conference Record (Cat. No.01CH37240)*, volume 7, pages 2266–2270 vol.7, 2001.
- [Kam04] K.-D. Kammeyer. *Nachrichtenübertragung*. Informationstechnik. Teubner, Stuttgart, 3., neubearb. und erg. aufl. edition, 2004. Mit 458 Abb. und 39 Tab.; kart.
- [Kat15] Online-Datenblätter zu den Mobilfunk Outdoor-Antennen der Typ-Nummern 80010621V02, 80010622V01, 80010727 und 80010892V01 der Kathrein-Werke KG. <https://www.kathrein.com/de/loesungen/mobilfunk/>, Dezember 2015.
- [KKG⁺11] Y. Konishi, M. Kim, M. Ghoraiishi, J. Takada, S. Suyama, and H. Suzuki. Channel sounding technique using MIMO software radio architecture. In *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 2546–2550, April 2011.
- [KLLK14] M. D. Kim, J. Lee, J. Liang, and J. Kim. Multipath characteristics for mobile to mobile direct communications based on channel measurement in urban street grid environments. In *16th International Conference on Advanced Communication Technology*, pages 146–150, Feb 2014.
- [Koc14] I. Koch. *Analysis of multivariate and high-dimensional data*. Cambridge series in statistical and probabilistic mathematics. Cambridge Univ. Press, New York, NY, 2014.
- [Kow13] J. Kowalewski. Entwurf und Aufbau rekonfigurierbarer LTE-Antennen für Kraftfahrzeuge. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2013.
- [KR02] I. Koffman and V. Roman. Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16. *IEEE Communications Magazine*, 40(4):96–103, Apr 2002.
- [KSP⁺02] J. P. Kermaol, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen. A stochastic MIMO radio chan-

- nel model with experimental validation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6):1211–1226, Aug 2002.
- [Kud16] K. Kuder. Entwurf von Designmethoden für rekonfigurierbare Antennen mit Hilfe von Mustererkennungsverfahren. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2016.
- [KVC01] P. Kyritsi, R. A. Valenzuela, and D. C. Cox. Effect of the channel estimation on the accuracy of the capacity estimation. In *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202)*, volume 1, pages 293–297 vol.1, 2001.
- [Leu15] D. J. Leuck. Realisierung und Analyse von MIMO-Kanalmessungen mit Software Defined Radios (SDR). Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2015.
- [LL09] S. Loyka and G. Levin. On physically-based normalization of MIMO channel matrices. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(3):1107–1112, March 2009.
- [Mau05] J. Maurer. *Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation*. PhD thesis, Karlsruhe, 2005. Universität Karlsruhe.
- [MH99] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(1):139–157, Jan 1999.
- [MMK⁺11] C. F. Mecklenbräuer, A. F. Molisch, J. Karedal, F. Tufvesson, A. Paier, L. Bernado, T. Zemen, O. Klemp, and N. Czink. Vehicular Channel Characterization and Its Implications for Wireless System Design and Performance. *Proceedings of the IEEE*, 99(7):1189–1212, July 2011.
- [MS03] A. L. Moustakas and S. H. Simon. Optimizing multiple-input single-output (MISO) communication systems with general Gaussian channels: nontrivial covariance and non-zero mean. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(10):2770–2780, Oct 2003.

- [NSN13] Designing, Operating and Optimizing Unified Heterogeneous Networks. Nokia Solutions and Networks, NSN White Paper, October 2013.
- [ÖCB05] H. Özcelik, N. Czik, and E. Bonek. What makes a good MIMO channel model? In *2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference*, volume 1, pages 156–160 Vol. 1, May 2005.
- [Özc04] H. Özcelik. *Indoor MIMO channel models*. PhD thesis, Technische Universität Wien, Diss., 2004.
- [Pät02] M. Pätzold. *Mobile fading channels*. Wiley, Chichester [u.a.], 2002.
- [PLB15] M. Papageorgiou, M. Leibold, and M. Buss. *Optimierung: Statische, dynamische, stochastische Verfahren für die Anwendung*. Springer Berlin Heidelberg, 2015.
- [PNG03] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [Pon10] J. Pontes. *Analysis and design of multiple element antennas for urban communication*. PhD thesis, Karlsruhe, 2010. KIT.
- [PS04] J. G. Proakis and M. Salehi. *Grundlagen der Kommunikationstechnik*. Elektrotechnik : Nachrichtentechnik. Pearson Deutschland, 2004.
- [PS09] J. G. Proakis and M. Salehi. *Digital communications*. McGraw-Hill higher education. McGraw-Hill, Boston [u.a.], 5. ed., internat. ed. edition, 2009. ISBN in der Vorlage: 978-007-126378-8 und 007-126378-0.
- [Ree02] J. H. Reed. *Software radio: a modern approach to radio engineering*. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [Rei13] L. Reichardt. *Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug*. PhD thesis, Karlsruhe, 2013. KIT.

- [Ric15] C. C. Richt. Entwurf und Implementierung einer Sender-Vorverzerrung für ein MIMO-Kanalmesssystem. Bachelorthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2015.
- [Ric17] C. C. Richt. Optimierung beliebiger Quantile der Kanalkapazität durch eine Antennensynthese. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2017.
- [RKS10] V. Raghavan, J. H. Kotecha, and A. M. Sayeed. Why Does the Kronecker Model Result in Misleading Capacity Estimates? *IEEE Transactions on Information Theory*, 56(10):4843–4864, Oct 2010.
- [RKVO08] O. Renaudin, V. M. Kolmonen, P. Vainikainen, and C. Oestges. Wideband MIMO Car-to-Car Radio Channel Measurements at 5.3 GHz. In *2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference*, pages 1–5, Sept 2008.
- [RMFZ11] L. Reichardt, J. Maurer, T. Fügen, and T. Zwick. Virtual Drive: A Complete V2X Communication and Radar System Simulator for Optimization of Multiple Antenna Systems. *Proceedings of the IEEE*, 99(7):1295–1310, July 2011.
- [RPJZ11] L. Reichardt, J. Pontes, G. Jereczek, and T. Zwick. Capacity maximizing MIMO antenna design for Car-to-car communication. In *2011 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 243–246, March 2011.
- [RPWZ11] L. Reichardt, J. Pontes, W. Wiesbeck, and T. Zwick. Virtual Drives in Vehicular Communication. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 6(2):54–62, June 2011.
- [SAZ07] S. Saunders and A. Aragón-Zavala. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems: 2nd Edition*. J. Wiley & Sons, 2007.
- [SFGK98] D.-S. Shiu, G. J. Faschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn. Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems. In *IEEE 1998 International Conference on Universal Personal Communications, 1998. ICUPC '98.*, volume 1, pages 429–433 vol.1, Oct 1998.

-
- [Sha48] C. E. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. *Bell System Technical Journal*, 27(3):379–423, 1948.
- [Sha49] C. E. Shannon. Communication in the Presence of Noise. *Proceedings of the IRE*, 37(1):10–21, Jan 1949.
- [SIM08] A. Saad, M. Ismail, and N. Misran. Correlated MIMO Rayleigh Channels: Eigenmodes and Capacity Analyses. Vol.8 No.12:75–81, December 2008.
- [SM03] S. H. Simon and A. L. Moustakas. Optimizing MIMO antenna systems with channel covariance feedback. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21(3):406–417, Apr 2003.
- [Spi16] S. Spiridon. *Toward 5G Software Defined Radio Receiver Front-Ends*. SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering. Springer International Publishing, 2016.
- [SSV⁺08] P. Suvikunnas, J. Salo, L. Vuokko, J. Kivinen, K. Sulonen, and P. Vainikainen. Comparison of MIMO Antenna Configurations: Methods and Experimental Results. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(2):1021–1031, March 2008.
- [Sto13] V. Stoica. Synthese von Mehrantennensystemen für den LTE-Empfang. Masterthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2013.
- [Stu12] C. A. Sturm. *Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen*. PhD thesis, Karlsruhe, 2012. KIT.
- [Sun04] J. H. Sung. *Transmitter Strategies for Closed-Loop MIMO-OFDM*. PhD thesis, Georgia Institute of Technology, School of Electrical and Computer Engineering, July 2004.
- [TAHY07] A. Taparugssanagorn, M. Alatossava, V. M. Holappa, and J. Ylitalo. Impact of channel sounder phase noise on directional channel estimation by space-alternating generalised expectation maximisation. *IET Microwaves, Antennas Propagation*, 1(3):803–808, June 2007.

- [Tel99] E. Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, 1999.
- [TF02] Y. Tan and M. Faulkner. Effect of the leakage between elements on the measured capacity of indoor multiple-input multiple-output channels. In *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, volume 2, pages 572–576 vol.2, Sept 2002.
- [TLV06] A. M. Tulino, A. Lozano, and S. Verdu. Capacity-achieving input covariance for single-user multi-antenna channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(3):662–671, March 2006.
- [TSA01] J. Takada, K. Sakaguchi, and K. Araki. Development of high resolution MIMO channel sounder for the advanced modeling of wireless channels. In *APMC 2001. 2001 Asia-Pacific Microwave Conference (Cat. No.01TH8577)*, volume 2, pages 563–568 vol.2, Dec 2001.
- [Tse14] K. Tsenkov. Implementierung und Kalibrierung eines auf SDR-Plattformen basierenden DOA-Schätzsystems. Bachelorthesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), 2014.
- [Tso06] G. V. Tsoulos, editor. *MIMO system technology for wireless communications*. Electrical engineering and applied signal processing series. CRC Press, Boca Raton, Fla., 2006.
- [TST05] U. Trautwein, C. Schneider, and R. Thomä. Measurement-Based Performance Evaluation of Advanced MIMO Transceiver Designs. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2005(11):298213, 2005.
- [TV08] D. Tse and P. Viswanath. *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge University Press, Cambridge, 4. print. with corr. edition, 2008.
- [TY09] A. Taparugssanagorn and J. Ylitalo. Characteristics of Short-Term Phase Noise of MIMO Channel Sounding and Its Effect on Capacity Estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(1):196–201, Jan 2009.

- [VA07] C. Voigt and J. Adamy. *Formelsammlung der Matrizenrechnung*. Oldenbourg, München, 2007. Literaturverz. S. 145 - 147; kart.
- [VHU02a] I. Viering, H. Hofstetter, and W. Utschick. Spatial long-term variations in urban, rural and indoor environments. In *Proceedings of the 5th COST*, volume 273, 2002.
- [VHU02b] I. Viering, H. Hofstetter, and W. Utschick. Validity of spatial covariance matrices over time and frequency. In *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE*, volume 1, pages 851–855 vol.1, Nov 2002.
- [VM01] E. Visotsky and U. Madhow. Space-time transmit precoding with imperfect feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, 47(6):2632–2639, Sep 2001.
- [VP07] M. Vu and A. Paulraj. MIMO Wireless Linear Precoding. *IEEE Signal Processing Magazine*, 24(5):86–105, Sept 2007.
- [VS01] M. S. Varela and M. G. Sanchez. RMS delay and coherence bandwidth measurements in indoor radio channels in the UHF band. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 50(2):515–525, Mar 2001.
- [VSV03] S. Venkatesan, S. H. Simon, and R. A. Valenzuela. Capacity of a Gaussian MIMO channel with nonzero mean. In *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484)*, volume 3, pages 1767–1771 Vol.3, Oct 2003.
- [Wei03] W. Weichselberger. *Spatial Structure of Multiple Antenna Radio Channels - A Signal Processing Viewpoint*. PhD thesis, Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Technischen Universität Wien, 2003.
- [WHÖB06] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek. A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(1):90–100, Jan 2006.
- [Wig77] E. P. Wigner. *Gruppentheorie und ihre Anwendung auf die Quantenmechanik der Atomspektren*. Vieweg, Braunschweig, unveränd. nachdr. d. ausg. 1931 edition, 1977.

- [WJ02] J. W. Wallace and M. A. Jensen. Modeling the indoor MIMO wireless channel. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(5):591–599, May 2002.
- [WWD12] R. Webb, T. Wehmeier, and K. Dyer. Small cellS 2012 - integration and optimisation. Mobile Europe - Insight Report, 2012.
- [YBO⁺01] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach. Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements. In *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE*, volume 1, pages 156–160 vol.1, 2001.
- [ZF11] R. Zurmühl and S. Falk. *Matrizen und ihre Anwendungen 1: Grundlagen Für Ingenieure, Physiker und Angewandte Mathematiker*. Klassiker der Technik. Springer Berlin Heidelberg, 2011.
- [ZF13] R. Zurmühl and S. Falk. *Matrizen und ihre Anwendungen für Angewandte Mathematiker, Physiker und Ingenieure: Teil 2: Numerische Methoden*. Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [ZMB⁺14] X. Zhang, M. Matthaiou, E. Björnson, M. Coldrey, and M. Debbah. On the MIMO capacity with residual transceiver hardware impairments. In *2014 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 5299–5305, June 2014.

Eigene Veröffentlichungen

Journalartikel

- [1] J. Antes, F. Boes, T. Messinger, U. J. Lewark, T. Mahler, A. Tessmann, R. Henneberger, T. Zwick, and I. Kallfass. Multi-Gigabit Millimeter-Wave Wireless Communication in Realistic Transmission Environments. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 5(6):1078–1087, Nov 2015.
- [2] A. Bhutani, T. Mahler, T. Zwick, J. Bechter, M. Schmid, C. Waldschmidt, and G. Ponchak. The 2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility [Conference Report]. *IEEE Microwave Magazine*, 16(10):82–83, Nov 2015.
- [3] J. Kowalewski, T. Mahler, L. Reichardt, and T. Zwick. Shape Memory Alloy (SMA)-Based Pattern-Reconfigurable Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12:1598–1601, 2013.
- [4] U. J. Lewark, T. Mahler, J. Antes, F. Boes, A. Tessmann, R. Henneberger, I. Kallfass, and T. Zwick. Experimental validation of heavy rain attenuation in E-band based on climate wind tunnel measurements at 77 GHz. *CEAS Space Journal*, 7(4):475–481, Dec 2015.
- [5] T. Mahler, J. Kowalewski, B. Nuß, C. Richt, J. Mayer, and T. Zwick. Channel Measurement Based Antenna Synthesis for Mobile Automotive MIMO Communication Systems. *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 72:pages 1–16, Jan 2017.
- [6] T. Mahler, L. Reichardt, C. Heine, M. Pauli, and T. Zwick. Channel Based Design of Systems with Multiple Antennas. *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 64:pages 63–81, Nov 2015.
- [7] T. Schipper, M. Harter, T. Mahler, O. Kern, and T. Zwick. Discussion of the operating range of frequency modulated radars in the presence of interference. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 6(3-4):371–378, 2014.

Konferenzbeiträge

- [8] J. Antes, T. Mahler, T. Zwick, A. Tessmann, O. Ambacher, and I. Kallfass. Study on data transmission of complex modulated signals using an MMIC-based 220 GHz wireless link. In *2012 International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE)*, pages 1–4, Oct 2012.
- [9] F. Boes, J. Antes, T. Mahler, U. Lewark, D. Meier, T. Messinger, R. Henneberger, A. Tessmann, T. Zwick, and I. Kallfass. Experimental validation of adverse weather effects on a 240 GHz multi-gigabit wireless link. In *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, pages 1–3, June 2014.
- [10] J. Eisenbeis, M. Krause, T. Mahler, S. Scherr, and T. Zwick. Path Based MIMO Channel Model for Hybrid Beamforming Architecture Analysis. In *accepted by GeMiC 2018 - The 11th German Microwave Conference (GeMiC 2018)*, Freiburg, Germany, March 2018.
- [11] M. Harter, T. Mahler, T. Schipper, A. Ziroff, and T. Zwick. 2-D antenna array geometries for MIMO radar imaging by Digital Beamforming. In *2013 European Microwave Conference*, pages 1695–1698, Oct 2013.
- [12] J. Kowalewski, U. Dey, T. Mahler, and T. Zwick. Vivaldi antenna with improved directivity for medical applications. In *2015 German Microwave Conference*, pages 123–126, March 2015.
- [13] J. Kowalewski, L. Keller-Bauer, T. Mahler, J. Mayer, and T. Zwick. Realization of a compact antenna with reconfigurable pattern for multiple antenna systems. In *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 917–921, March 2017.
- [14] J. Kowalewski, T. Mahler, C. Heine, and T. Zwick. Compact pattern reconfigurable LTE antenna. In *2014 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications (iWAT)*, pages 72–75, March 2014.
- [15] J. Kowalewski, T. Mahler, J. Mayer, and T. Zwick. A miniaturized pattern reconfigurable antenna for automotive applications. In *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–4, April 2016.

-
- [16] J. Kowalewski, T. Mahler, L. Reichardt, and T. Zwick. Investigation of the influence of panoramic roof on mobile telephony antennas. In *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, pages 1062–1066, April 2014.
- [17] J. Kowalewski, T. Mahler, T. Schipper, and T. Zwick. Realization of a pattern reconfigurable antenna employing PIN diodes. In *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 2267–2268, July 2015.
- [18] J. Kowalewski, J. Mayer, T. Mahler, and T. Zwick. A compact pattern reconfigurable antenna utilizing multiple monopoles. In *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 1–4, Feb 2016.
- [19] J. Kowalewski, J. Mayer, T. Mahler, and T. Zwick. A Pattern Reconfigurable Microstrip Antenna for Future Automotive Applications. In *accepted by 2018 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, United Kingdom (Great Britain), April 2018.
- [20] J. Kowalewski, J. Mayer, T. Mahler, and T. Zwick. Evaluation of a Wideband Pattern-Reconfigurable Multiple Antenna System for Vehicular Applications. In *accepted by 2018 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, United Kingdom (Great Britain), April 2018.
- [21] J. Kowalewski, S. Peukert, T. Mahler, J. Mayer, and T. Zwick. A trident like antenna with reconfigurable patterns for automotive applications. In *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, pages 96–99, March 2017.
- [22] T. Mahler, T. Deletoille, J. Frey, J. Kowalewski, and T. Zwick. Applying Antenna Synthesis Methods on a Path Based MIMO Channel Model for Verification. In *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1349–1352, Oct 2017.
- [23] T. Mahler, J. Kowalewski, L. Reichardt, and T. Zwick. Realization of a synthesized compact automotive roof-top LTE antenna. In *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 2073–2074, July 2013.

- [24] T. Mahler, J. Kowalewski, T. Schipper, and T. Zwick. Channel capacity determination of a pattern reconfigurable automotive rooftop LTE antenna. In *2014 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 974–976, Nov 2014.
- [25] T. Mahler, J. Kowalewski, T. Schipper, and T. Zwick. A pattern reconfigurable automotive LTE antenna employing synthesized radiation patterns. In *2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, pages 1–4, April 2015.
- [26] T. Mahler, D. Müller, J. Eisenbeis, C. von Vangerow, S. Marahrens, and T. Zwick. Channel capacity and beamforming issues in MIMO channels subject to tolerances. In *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, pages 100–103, March 2017.
- [27] T. Mahler, C. Richt, L. Bell, M. Pauli, J. Kowalewski, and T. Zwick. Antenna Synthesis for SIMO and MISO Systems with Optimality to Arbitrary Quantiles of the Channel Capacity. In *accepted by 2018 Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Jan 2018.
- [28] J. Mayer, J. Kowalewski, M. Vieweger, J. Eisenbeis, T. Mahler, and T. Zwick. Reflectarray with Split Ring Resonators at 83.5GHz. In *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1277–1280, Oct 2017.
- [29] B. Nuss, L. Sit, M. Fennel, J. Mayer, T. Mahler, and T. Zwick. MIMO OFDM radar system for drone detection. In *2017 18th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–9, June 2017.
- [30] L. Reichardt, T. Mahler, T. Schipper, and T. Zwick. Influence of single and multiple antenna placements on the capacity of C2C communication systems. In *2013 European Microwave Conference*, pages 720–723, Oct 2013.
- [31] L. Reichardt, T. Mahler, L. Sit, and T. Zwick. Synthesis and Realization of a 2x2 MIMO Rooftop Antenna for Car-to-Car Communication. In *5th Management Comittee and Scientific Meeting, Bristol, United Kingdom*, September 2012.
- [32] L. Reichardt, T. Mahler, Y. L. Sit, and T. Zwick. Using a synthesis methodology for the design of automotive antenna systems. In *2013*

- 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1600–1604, April 2013.
- [33] L. Reichardt, Y. L. Sit, T. Mahler, T. Schipper, and T. Zwick. Synthesis based antenna design for Car-to-Car communication. In *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 2079–2080, July 2013.
- [34] T. Schipper, M. Harter, L. Zwirello, T. Mahler, and T. Zwick. Systematic approach to investigate and counteract interference-effects in automotive radars. In *2012 9th European Radar Conference*, pages 190–193, Oct 2012.
- [35] T. Schipper, T. Mahler, M. Harter, L. Reichardt, and T. Zwick. An estimation of the operating range for frequency modulated radars in the presence of interference. In *2013 European Radar Conference*, pages 227–230, Oct 2013.
- [36] T. Schipper, J. Schlichenmaier, D. Ahbe, T. Mahler, J. Kowalewski, and T. Zwick. A simulator for multi-user automotive radar scenarios. In *2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, pages 1–4, April 2015.
- [37] F. Torres, C. Frank, W. Weidmann, T. Mahler, T. Schipper, and T. Zwick. The Norm-Interferer - An universal tool to validate 24 and 77 GHz band automotive radars. In *2012 9th European Radar Conference*, pages 6–9, Oct 2012.

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

(ISSN 0942-2935)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung (1992)
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen (1992)
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell (1993)
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung – System-Modellierung und Verifikation (1993)
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung (1994)
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten (1994)
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models (1995)
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen (1994)

- Band 9 Gerd Gottwald
**Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen
in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichs-
methode (1995)**
- Band 10 Norbert Geng
**Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer
Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen
Approximation der Helmholtz-Gleichung (1996)**
- Band 11 Torsten C. Becker
**Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleich-
wellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB
(Digital Audio Broadcasting) (1996)**
- Band 12 Friedhelm Rostan
**Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige
satellitengestützte SAR-Systeme (1996)**
- Band 13 Markus Demmler
**Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen
Charakterisierung von Mikrowellentransistoren (1996)**
- Band 14 Andreas Froese
**Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern
(1996)**
- Band 15 Jürgen v. Hagen
**Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity:
An Integral Representation Based Model (1997)**
- Band 16 Ralf Pötzschke
**Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch
elektrochemische Metallphasenbildung (1998)**
- Band 17 Jean Parlebas
**Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer
Antennen mit koplanarer Speisung (1998)**

- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA) (1998)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität (1998)
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang (1998)
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation (1998)
- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk (1999)
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse (2000)
- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels (2000)
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems (2000)
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk (2000)
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren (2000)

- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge (2001)
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik (2001)
- Band 30 Xuemin Huang
Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms (2001)
- Band 31 Martin Fritzsche
Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren (2001)
- Band 32 Siegfried Ginter
Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall (2002)
- Band 33 Young Jin Park
Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar (2002)
- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung (2002)
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen (2002)
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics (2002)
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas (2003)

- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken (2003)
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden (2003)
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz (2004)
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays (2004)
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar (2004)
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation (2005)
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen (2005)
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen (2006)
- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic (2006)
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO) (2006)

- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hoch-intensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen (2006)
- Band 49 Thomas Dreyer
Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie (2006)
- Band 50 Stephan Schulteis
Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte für multimediale Anwendungen (2007)
- Band 51 Werner Sörgel
Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik (2007)
- Band 52 Reiner Lenz
Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger für satellitengestützte SAR-Missionen (2007)
- Band 53 Christoph Schwörer
Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenzvervielfacher und Mischer oberhalb 100 GHz (2008)
- Band 54 Karin Schuler
Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar-Sensorik (2007)
- Band 55 Christian Römer
Slotted waveguide structures in phased array antennas (2008)

Fortführung als „Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik bei KIT Scientific Publishing (ISSN 1868-4696)

**Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut
für Hochfrequenztechnik und Elektronik**
(ISSN 1868-4696)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

- Band 55 Sandra Knörzer
**Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikations-
systeme bei Hochgeschwindigkeitszügen (2009)**
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
**Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien
für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten (2009)**
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
**Strategies for Time Domain Characterization of UWB
Components and Systems (2009)**
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
**Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-
Übertragung (2010)**
ISBN 978-3-86644-460-7
- Band 59 Juan Pontes
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas for
Urban Communication (2010)**
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige
Systeme hoher Leistung (2010)**
ISBN 978-3-86644-522-2

- Band 61 Grzegorz Adamiuk
Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear polarisierten Antennen für die UWB-Technik (2010)
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
AlGaIn/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized Power-Added Efficiency for X-Band Applications (2011)
ISBN 978-3-86644-615-1
- Band 63 Małgorzata Janson
Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme (2011)
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
Dekontaminierung verseuchter Böden durch Mikrowellenheizung (2011)
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb (2011)
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen (2012)
ISBN 978-3-86644-879-7
- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications (2012)
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes (2013)
ISBN 978-3-86644-986-2

- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug (2013)
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren (2013)
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirekło
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems (2013)
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications (2014)
ISBN 978-3-7315-0147-3
- Band 73 Sebastian Diebold
Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich (2014)
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip (2014)
ISBN 978-3-7315-0234-0
- Band 75 Marlene Harter
Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen (2014)
ISBN 978-3-7315-0249-4

- Band 76 Michael A. Baldauf
Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung (2015)
ISBN 978-3-7315-0308-8
- Band 77 Alicja Ossowska
Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering (2015)
ISBN 978-3-7315-0315-6
- Band 78 Małgorzata Dominika Brzeska
RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems (2015)
ISBN 978-3-7315-0348-4
- Band 79 Ulrich Lewark
Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich (2015)
ISBN 978-3-7315-0354-5
- Band 80 Kai-Philipp Walter Pahl
Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers (2015)
ISBN 978-3-7315-0409-2
- Band 81 Serdal Ayhan
Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung (2016)
ISBN 978-3-7315-0433-7
- Band 82 Yoke Leen Sit
MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation (2017)
ISBN 978-3-7315-0599-0
- Band 83 Steffen Scherr
FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit (2017)
ISBN 978-3-7315-0607-2

- Band 84 Tom Schipper
Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren (2017)
ISBN 978-3-7315-0639-3
- Band 85 Malyhe Jalilvand
Application-Specific Broadband Antennas for Microwave Medical Imaging (2017)
ISBN 978-3-7315-0664-5
- Band 86 Benjamin Göttel
Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die Integration in SoC Applikationen (2017)
ISBN 978-3-7315-0667-6
- Band 87 Christian Arnold
Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer (2017)
ISBN 978-3-7315-0722-2
- Band 88 Tobias Mahler
Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation (2018)
ISBN 978-3-7315-0737-6



Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die vorliegende Arbeit beschreibt ein Konzept zur Optimierung mobiler Antennensysteme. Die sogenannte Antennensynthese bestimmt mithilfe von simulierten oder gemessenen Übertragungskanälen optimale feste Richtcharakteristiken. Diese steigern die spektrale Effizienz und die Zuverlässigkeit des Antennensystems gegenüber herkömmlichen Antennen mit omnidirektionalen Richtcharakteristiken. Hierfür werden die Antennensysteme bestmöglich an die Vorzugsrichtungen des Kanals angepasst. Dies führt beim Signal-zu-Rausch-Verhältnis und bei der Kanalkapazität zu Synthesegewinnen. Neben der theoretischen Entwicklung der Antennensynthese wird das Verfahren beispielhaft für das Design von Fahrzeugantennen für die Mobilkommunikation angewendet. Die Leistungsfähigkeit der Systeme wird verglichen und messtechnisch verifiziert.

Tobias Mahler schloss 2011 sein Studium der Kommunikations- und Informationstechnik an der Hochschule Karlsruhe als Master of Engineering ab. Im selben Jahr begann er seine Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des Karlsruher Instituts für Technologie. Der Schwerpunkt seiner Forschung liegt auf dem Gebiet der kapazitätsoptimierten Einzel- und Mehrantennensysteme.

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-0737-6

