

Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Band
100

Joerg Andreas Eisenbeis

Hybride Beamformingsysteme niedriger Komplexität für den Mobilfunk



Scientific
Publishing

Joerg Andreas Eisenbeis

**Hybride Beamformingsysteme niedriger Komplexität
für den Mobilfunk**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

*Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Prof. Dr. Ing. Ahmet Cagri Ulusoy*

Band 100

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

Hybride Beamformingsysteme niedriger Komplexität für den Mobilfunk

von
Joerg Andreas Eisenbeis

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Hybride Beamformingsysteme niedriger Komplexität
für den Mobilfunk

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 Joerg Andreas Eisenbeis, M.Sc.

Tag der mündlichen Prüfung: 15. Juli 2021
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Korreferent: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

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 parts marked otherwise, 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 2022 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-1184-7
DOI 10.5445/KSP/1000145548

Vorwort des Herausgebers

Internet und Digitalisierung durchdringen alle Bereiche des menschlichen Lebens und verändern Gesellschaft, Ökonomie und Kultur. Durch weltweite Verfügbarkeit und immer höhere Geschwindigkeiten ist das Netz längst zu einem Metamedium des Alltags geworden und ein selbstverständlicher Tagesbegleiter immer und überall. Die mobile Kommunikation ist dabei ein wichtiger und für die meisten von uns ein unverzichtbarer Bestandteil geworden. Die reine Sprachübertragung ist auch im Mobilfunk längst gegenüber der Datenübertragung in den Hintergrund getreten. Zu den wichtigsten Technologietreibern in der mobilen Kommunikation gehören die Erhöhung der verfügbaren Datenrate bzw. der Kanalkapazität des Mobilfunksystems sowie eine umfassende Netzabdeckung. Da die dafür zur Verfügung stehende Bandbreite stark begrenzt ist, bleibt als wichtigste Option zur Erhöhung der Datenrate (bzw. der Kanalkapazität) sowie der Netzabdeckung das Konzept der Mehrantennensysteme. Die klassischen Systeme zur Erzielung eines Diversitätsgewinns wurden durch Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)-Systeme abgelöst, die gezielt die Mehrwegeigenschaften des Funkkanals zur Erhöhung der Kanalkapazität nutzen. Bei den für die fünfte Generation des Mobilfunks vorgesehenen Frequenzbändern im Zentimeterwellen- und Millimeterwellenfrequenzbereich wird allerdings ein substantieller Antennengewinn benötigt, um trotz der hohen Pfadverluste noch eine hohe Übertragungsrate zu ermöglichen. Da gleichzeitig ein breiter Winkelbereich abgedeckt werden muss, beruhen letztlich alle Konzepte auf Antennenarrays mit vielen Einzelstrahlern. Verbindet man dabei alle Einzelstrahler jeweils mit einem eigenen digitalen Frontend, erreicht das System zwar die maximal mögliche Flexibilität ist aber recht teuer und besitzt einen hohen Energieverbrauch. Da die mit dem volldigitalen Antennenarray erreichbare hohe Zahl an gleichzeitigen räumlich getrennten Funkkanälen aber gar nicht benötigt werden, denkt die Forschung intensiv über sogenannte hybride Antennenarraysysteme nach, die deutlich kostengünstiger herstellbar und energiesparender im

Betrieb sind. Ein bisher nur unzureichend gelöstes Problem dabei ist die Kanalschätzung im Zusammenhang mit geeigneten Strategien zur Strahlformung. An dieser Stelle setzt die Arbeit von Herrn M.Sc. Joerg Eisenbeis an.

Um die praktischen Aspekte der Algorithmen in die Untersuchungen einbeziehen und alle vorgeschlagenen Methoden messtechnisch verifizieren zu können, hat Herr Eisenbeis ein 16×4 MIMO-Kanalmesssystem realisiert. Ein alternatives Empfangsmodul aus 4 analogen Phased-Arrays mit je 4 Einzelantennen ermöglicht die Demonstration und Verifikation von Konzepten für hybrides Beamforming. In dieser Arbeit wird eine verbesserte Methode zur Bestimmung der Beamformingmatrizen für Subarray-based Hybrid Beamforming (SBHB) Architekturen vorgestellt und deren Leistungsfähigkeit anhand einer messdatenbasierten Analyse gezeigt. Des Weiteren wird ein verbessertes hierarchisches Codebuchverfahren für zweidimensionale Arrays vorgestellt, das den Stand der Technik hinsichtlich Schätzdauer deutlich verbessert. Das von Herrn Eisenbeis vorgeschlagene, auf dünnbesetzten Arrays basierende, neuartige Kanalschätzverfahren für hybride Beamformingsysteme ermöglicht eine vollständige Rekonstruktion der Kanalmatrix und damit eine verbesserte Strahlformung. Die neuartigen Verfahren wurden erfolgreich mit dem vom Autor entwickelten Demonstrator validiert. Die neuen Konzepte und Verfahren sowie das aufgebaute MIMO-Testbed bilden eine hervorragende Grundlage für weitere Forschungsarbeiten und werden so zur Weiterentwicklung der Technologie beitragen. Ich bin mir sicher, dass die Ansätze von vielen Wissenschaftlern und der Industrie weltweit aufgegriffen und weiterentwickelt werden.

Herrn Eisenbeis 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 -

Zusammenfassung

Forschung und Industrie arbeiten mit Hochdruck an der Nutzbarmachung von Teilen des Millimeterwellenfrequenzbereichs, um den steigenden Bedarf an höheren Datenraten zukünftiger Mobilfunknetze decken zu können. Für diese Frequenzbereiche können Mehrantennensysteme mit hunderten von Antennen kompakt realisiert werden, welche eine Steigerung der spektralen Effizienz durch die Ausschöpfung der räumlichen Mehrwegeausbreitung ermöglichen. Um den wirtschaftlichen Erfolg dieser Mehrantennensysteme zu sichern, gilt es, effiziente architektonische Lösungen mit einer niedrigen hardware-technischen Komplexität zu finden. Eine solche architektonische Lösung stellen hybride Beamformingsysteme dar, die den Strahlformungsprozess in ein analoges Beamformingnetzwerk bestehend aus Phasenschiebern sowie einen Digitalteil geringer Größe unterteilen. Diesen hybriden Beamformingsystemen widmet sich die vorliegende Dissertation. Dabei fokussieren sich die Betrachtungen auf den von der Internationalen Fernmeldeunion für die nächste Generation des Mobilfunks definierten Frequenzbereich um 28 GHz.

Ziel dieser Arbeit ist es, hybride Beamformingarchitekturen niedriger Komplexität zu untersuchen und die für die erfolgreiche Anwendung notwendigen Verfahren zur Strahlformung und Kanalschätzung zu entwickeln. Als Grundlage der Untersuchung dienen ein pfadbasiertes Kanalmodell sowie die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Kanalmessungen bei 28 GHz. Für die Messungen wird ein eigens entwickeltes Kanalmesssystem bestehend aus vier Sendern und 16 Empfängern verwendet. Die durchgeführten *Outdoor*-Messkampagnen in drei verschiedenen Szenarien mit insgesamt 162 Messpositionskonstellationen von Basisstation und mobiler Sendeinheit liefern einen bisher unerreichten Einblick in das Ausbreitungsverhalten der elektromagnetischen Wellen innerhalb von *Small Cell*-Szenarien bei 28 GHz.

Zur Realisierung hybrider Beamformingsysteme niedriger Komplexität muss der Schaltungs- und Hardwareaufwand innerhalb des analogen

Beamformingnetzwerks auf ein Minimum begrenzt werden. Als besonders geeignet kristallisiert sich in dieser Arbeit die untersuchte SBHB-Architektur heraus. Für die Bestimmung der Beamformingmatrizen am Sender und Empfänger werden abhängig von den bekannten Kanalinformationen der SIC-Algorithmus und der BA-Algorithmus diskutiert. Zur Steigerung der Energieeffizienz in Zeiten einer geringer Mobilfunkzellauslastung wird für die SBHB-Architektur eine Methodik zur intelligenten Abschaltung von Antennenelementen verwirklicht. Im Gegensatz dazu wird in Szenarien mit einem dauerhaft hohen Nutzeraufkommen die maximal erreichbare Übertragungsrate durch das Hinzufügen zusätzlicher Freiheitsgrade in Form von Phasenschiebern gesteigert. Die durchgeführten Analysen verdeutlichen den Zusammenhang zwischen dem notwendigen Hardwareaufwand innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks und der maximal erreichbaren Übertragungsrate und legen damit den Grundstein für die bedarfsorientierte Auslegung hybrider Beamformingsysteme in der Praxis.

Ein weiterer Kernbeitrag dieser Dissertation sind die entwickelten Verfahren zur Kanalschätzung für hybride Beamformingsysteme. Diese stehen im Spannungsfeld aus notwendiger Kanalschätzungsdauer und erreichbarer Schätzgenauigkeit. Zur Reduktion der Kanalschätzungsdauer bei der Suche der räumlichen Austritts- und Einfallswinkel am Sender bzw. Empfänger wird ein hierarchisches Codebuchverfahren konstruiert und analysiert. Darüber hinaus wird eine eigene Klasse von Kanalschätzungsverfahren basierend auf der Schätzung mittels dünnbesetzter Antennenarrays eingeführt. Das daraus resultierende SABA-Verfahren erreicht eine deutliche Reduktion der Kanalschätzungsdauer, während dem MSAM-Verfahren eine vollständige Rekonstruktion der Kanalmatrix gelingt. Die numerischen und messdatenbasierten Ergebnisse zeigen die Überlegenheit der beiden eigens entwickelten Verfahren und diskutieren für welche Systemparameter ihr Einsatz von Vorteil ist.

Zum Schluss werden die entwickelten Kanalschätzungsverfahren an ein eigens entwickeltes SBHB-Empfangssystem angepasst und mit Hilfe dessen messtechnisch untersucht. Um dies zu ermöglichen, liegt ein Schwerpunkt auf der praktischen Implementierung und Kalibrierung des SBHB-Systems. Die messtechnischen Untersuchungen verifizieren erstmals die präsentierten Kanalschätzungsverfahren und beweisen damit, dass ein Einsatz hybrider Beamformingsysteme niedriger Komplexität mit den entwickelten Verfahren bei 28 GHz möglich ist.

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Ein ganz besonderer Dank gilt daher dem Institutsleiter Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick für die Übernahme des Hauptreferats, die zahlreichen fachlichen Diskussionen sowie sein persönliches Engagement zur Förderung meiner Karriere. Dank seiner Unterstützung konnte ich nicht nur meinen Forschungsinteressen nachgehen, sondern überfachliche Qualifikationen wie Führungsqualitäten, interkulturelle Kompetenzen und Lehrfähigkeiten sammeln. Für die Übernahme des Korreferats, das Interesse an dieser Arbeit und seine Kommentare zur Verbesserung dieser Arbeit bedanke ich mich herzlichst bei Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral.

Für die großartige letzten Jahre möchte ich mich an dieser Stelle bei allen ehemaligen und derzeitigen Doktoranden des IHE bedanken. Für die langjährige Zusammenarbeit, den hilfreichen Austausch und die gegenseitige Unterstützung bedanke ich mich insbesondere bei Jerzy Kowalewski und Florian Boes. Ebenso bedanke ich mich für die fachlichen Diskussionen bei Dr. Tobias Mahler, Dr. Zsolt Kollár, Yueheng Li, Benjamin Nuss, Lucas Giroto de Oliveira und René Billerbeck. Die erzielten Ergebnisse dieser Arbeit zeichnen sich unter anderem durch den entwickelten Demonstrator aus, dessen Aufbau ohne die technische Unterstützung von Andreas Lipp, Andreas Gallego, Mirko Nonnenmacher und Ronald Vester nicht möglich gewesen wäre. Ebenso gilt mein Dank allen Studierenden mit denen ich im Zuge Ihrer Bachelor- und Masterarbeiten zusammenarbeiten durfte. Namentlich bedanke ich mich für die großartige gemeinsame Zusammenarbeit bei Nicolai Kern, Jonas Pfaff, Magnus Tingulstadt, Pablo Ramos López, Christian Karg und Alisa Jauch. Für die aufmerksame Durchsicht meiner Arbeit möchte ich mich an dieser Stelle noch einmal bei Nicolai Kern, Anja Eisenbeis und Jonas Pfaff bedanken.

Nicht zuletzt möchte ich mich von ganzem Herzen bei meiner Familie bedanken. Ohne den Rückhalt meiner Eltern, meinen Geschwistern Timo und Anja sowie insbesondere meiner Frau Carolina wäre dieser Abschluss nicht möglich gewesen. Vielen Dank für den immer währenden Rückhalt und das bedingungslose Vertrauen in mich.

Bremen, den 4. April 2021

Jörg Eisenbeis

Inhaltsverzeichnis

Vorwort des Herausgebers	i
Zusammenfassung	iii
Vorwort	v
Abkürzungen und Symbole	xi
1 Mobilfunksysteme der Zukunft	1
1.1 Trends zukünftiger Mobilfunkkommunikationssysteme	3
1.1.1 Small Cells	3
1.1.2 Zentimeter- und Millimeterwellen	5
1.1.3 Mehrantennenkommunikationssysteme	6
1.2 Mehrantennensysteme niedriger Komplexität	9
1.3 Zielsetzung und Gliederung der Dissertation	13
2 MIMO-Signaltheorie und Kanalmodellierung	17
2.1 Mehrantennenkommunikationssysteme	17
2.1.1 Beschreibung von Antennenarraysystemen	18
2.1.2 Signaltheorie zu Mehrantennensystemen	20
2.1.3 MIMO-OFDM-Signalverarbeitung	27
2.2 Kanalcharakterisierung und -modellierung bei 28 GHz	30
2.2.1 Kanalmesssysteme	31
2.2.2 Dämpfungsfaktoren des drahtlosen Übertragungs- kanals	32
2.2.3 Dynamische Ausbreitungseffekte	37
2.2.4 MIMO-Kanalmodellierung	39
2.3 Zusammenfassung zu Kapitel 2	43

3	MIMO-Kanalmesssystem bei 28 GHz	45
3.1	Realisierungen von Kanalmesssystemen	46
3.2	MIMO-Kanalmesssystem	47
3.2.1	Systemaufbau	48
3.2.2	Kanalschätzungsprinzip	53
3.2.3	Kalibrierungsprinzip und Validierung des Kanalmesssystems	55
3.3	Ergebnisse der Kanalmesskampagnen	59
3.3.1	Messszenarien	60
3.3.2	Analyse des 28 GHz-Übertragungskanals	61
3.4	Zusammenfassung zu Kapitel 3	68
4	Hybride Beamformingarchitekturen und -algorithmen	71
4.1	Grundlagen hybrider Beamformingsysteme	71
4.2	Hybride Beamformingarchitekturen niedriger Komplexität	76
4.2.1	Subarray-basierte hybride Beamformingsysteme	77
4.2.2	Subarray-basierte hybride Beamformingsysteme mit Schaltern	89
4.2.3	Subarray-basierte hybride Beamformingsysteme mit zusätzlichen Freiheitsgraden	91
4.3	Energieeffizienz hybrider Beamformingarchitekturen	96
4.4	Vergleich hybrider Beamformingarchitekturen	98
4.4.1	Numerische Analyse mittels PBCM	99
4.4.2	Untersuchung anhand gemessener Übertragungskanäle	105
4.4.3	Effizienzbetrachtung des MIMO-Demonstrators	108
4.5	Zusammenfassung zu Kapitel 4	112
5	Kanalschätzungsmethoden für hybride Beamformingsysteme	115
5.1	Aktuelle Forschung zu MIMO-Kanalschätzungsverfahren	116
5.1.1	Grundprinzipien der MIMO-Kanalschätzung	116
5.1.2	Suchverfahren	117
5.1.3	Ausnutzung gewonnener Kanalinformationen in niedrigeren Frequenzbereichen	120

5.1.4	Suchoptimierung durch räumliche Positionsdaten	121
5.1.5	Komprimierte Erfassung dünnbesetzter Übertragungskanäle	121
5.2	Hierarchische Suchverfahren	123
5.3	Kanalschätzung mittels dünnbesetzter Antennenarrays .	126
5.3.1	SABA-Verfahren	128
5.3.2	MSAM-Verfahren	131
5.3.3	Rekonstruktion der MIMO-Kanalmatrix basierend auf zuschaltbaren Bandpassfiltern	133
5.3.4	Kombination des MSAM- und SABA-Verfahrens	135
5.4	Vergleich der Kanalschätzverfahren	135
5.4.1	Berechnung und Vergleich der Kanalschätzungsdauer	136
5.4.2	Numerischer Vergleich mittels PBCM	142
5.4.3	Untersuchung anhand gemessener Übertragungskanäle	149
5.5	Zusammenfassung zu Kapitel 5	154
6	Messtechnische Analyse eines Subarray-basierten hybriden Beamformingsystems	157
6.1	Subarray-basierter hybrider Beamforming-Empfänger . .	157
6.1.1	Systemdesign	158
6.1.2	Kalibrierungsverfahren	160
6.2	Messtechnische Untersuchung der Kanalschätzungsverfahren	167
6.2.1	Konstruktion und Vermessung hierarchischer Codebücher	167
6.2.2	Messaufbau zur Untersuchung von Winkelschätzverfahren	170
6.2.3	Trennbarkeit in Mehrwegeszenarien mittels hierarchischer Suchverfahren	171
6.2.4	Winkelfehleranalyse der Kanalschätzungsverfahren in Mehrnutzerszenarien	174
6.3	Zusammenfassung zu Kapitel 6	177

7	Schlussfolgerungen	179
A	Anhang zum MIMO-Kanalmesssystem	183
A.1	HF-Frontend Design und Integration	183
A.2	Berechnung des Azimutwinkels	185
A.3	Messszenarien	187
A.4	Metriken zur Kanalanalyse	188
A.5	Analyse des zeitlichen Verhaltens des Übertragungskanals	189
B	Anhang zu den Kanalschätzungsmethoden	193
B.1	Beispiel von Sektorcodebüchern für lineare Antennenarrays	193
B.2	Anfälligkeit des MSAM-Verfahrens auf Phasenänderungen	194
B.3	Richtcharakteristiken der hierarchischen Codebücher für 2D-Antennenarrays	196
	Literaturverzeichnis	199
	Eigene Veröffentlichungen	235
	Journalartikel	235
	Konferenzbeiträge	236

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

3GPP	3rd Generation Partnership Project
5G	Fünfte Mobilfunkgeneration
ADC	engl. <i>Analog-to-Digital Converter</i> (Analog-Digital-Wandler)
AoA	engl. <i>Angle-of-Arrival</i> (Einfallswinkel am Empfänger)
AoD	engl. <i>Angle-of-Departure</i> (Austrittswinkel am Sender)
BA	engl. <i>Beam Alignment</i>
BBU	engl. <i>Baseband Unit</i>
CBSM	engl. <i>Correlation-based Stochastic Model</i> (korrelationsbasiertes stochastisches Modell)
CDF	engl. <i>Cummulative Distribution Function</i>
CIR	engl. <i>Channel Impulse Response</i> (Kanalimpulsantwort)
C-RAN	engl. <i>Cloud-Radio Access Network</i>
D2D	engl. <i>Device-to-Device</i>
DAB	engl. <i>Digital Audio Broadcasting</i>
DAC	engl. <i>Digital-to-Analog Converter</i> (Digital-Analog-Wandler)
DC	engl. <i>Direct Current</i>
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
EIRP	engl. <i>Equivalent Isotropically Radiated Power</i> (äquivalente isotrope Strahlungsleistung)
EXH	engl. <i>Exhaustive Search</i> (vollständige Suche)
FFT	engl. <i>Fast Fourier Transformation</i>

FR2	engl. <i>Frequency Range 2</i>
FSPL	engl. <i>Free Space Path Loss</i> (Freiraumdämpfung)
GBSM	engl. <i>Geometry-based Stochastic Model</i> (geometriebasiertes stochastisches Modell)
GPS	engl. <i>Global Positioning System</i>
GPSDO	engl. <i>GPS-disciplined, Oven Controlled Crystal Oscillator</i>
GTP	engl. <i>Greedy Truncated Power</i>
HB	hybrides Beamforming
HC	engl. <i>Hierarchical Codebook</i>
HF	Hochfrequenz
HPBW	engl. <i>Half-power Beamwidth</i>
ICI	engl. <i>Intercarrier Interference</i>
IF	engl. <i>Intermediate Frequency</i> (Zwischenfrequenz)
IHE	Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
IoT	engl. <i>Internet of Things</i> (Internet der Dinge)
ISI	engl. <i>Intersymbol Interference</i> (Intersymbolinterferenz)
ITU	engl. <i>International Telecommunication Union</i> (Internationale Fernmeldeunion)
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LNA	engl. <i>Low Noise Amplifier</i> (rauscharmer Verstärker)
LO	Lokalszillator
LOS	engl. <i>Line-of-Sight</i>
LTE	engl. <i>Long Term Evolution</i>
M2M	engl. <i>Machine-to-Machine</i>
MER	engl. <i>Modulation Error Ratio</i> (Modulationsfehlerverhältnis)
MIMO	engl. <i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MMIC	engl. <i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i> (monolithisch integrierte Mikrowellenschaltung)

MS	hierarchisches Codebuch mit virtueller Zusammenfassung von Subarrays
MSAM	engl. <i>Multiple Sparse Array Measurements</i>
MU	engl. <i>Multi-User</i>
NF	engl. <i>Noise Figure</i> (Rauschzahl)
NGBSM	engl. <i>Nongeometrical Stochastic Model</i> (nicht geometriebasiertes stochastisches Modell)
NLOS	engl. <i>Non Line-of-Sight</i>
NO	hierarchisches Codebuch ohne Überlappung benachbarter Codewörter
NWA	Netzwerkanalysator
OFDM	engl. <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OL	hierarchisches Codebuch mit einer Überlappung der benachbarten Codewörter
OSBHB	engl. <i>Overlapped Subarray-based Hybrid Beamforming</i>
OSI	engl. <i>Open Systems Interconnection</i>
OTA	engl. <i>Over-the-Air</i>
PAPR	engl. <i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PBCM	engl. <i>Path-based MIMO Channel Modell</i> (pfadbasiertes MIMO-Kanalmodell)
PC	engl. <i>Personal Computer</i>
PCB	engl. <i>Printed Circuit Board</i>
PDP	engl. <i>Power Delay Profile</i> (Verzögerungs-Leistungsdichtespektrum)
PL	Pfadverlust (engl. <i>Path Loss</i>)
PLE	engl. <i>Path Loss Exponent</i>
PPS	Puls pro Sekunde
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
QPSK	engl. <i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
QuaDRiGa	engl. <i>Quasi Deterministic Radio Channel Generator</i>

RAN	engl. <i>Radio Access Network</i> (Funkzugangnetzwerk)
RMS	engl. <i>Root Mean Square</i> (quadratischer Mittelwert)
RRH	engl. <i>Remote Radio Head</i>
Rx	engl. <i>Receiver</i> (Empfänger)
SABA	engl. <i>Sparse Array Beam Analysis</i>
SBHB	engl. <i>Subarray-based Hybrid Beamforming</i>
SDMA	engl. <i>Spatial Division Multiple Access</i>
SDR	engl. <i>Software Defined Radio</i>
SIC	engl. <i>Successive Interference Cancellation</i>
SISO	engl. <i>Single-Input Single-Output</i>
SNR	engl. <i>Signal-to-Noise Ratio</i> (Signal-zu-Rauschverhältnis)
SVD	engl. <i>Singular Value Decomposition</i> (Singularwertzerlegung)
Tx	engl. <i>Transmitter</i> (Sender)
ULA	engl. <i>Uniform Linear Array</i>
UPA	engl. <i>Uniform Planar Array</i>
USB	engl. <i>Universal Serial Bus</i>
USRP	engl. <i>Universal Software Radio Peripheral</i>
VD	volldigital
WiMAX	engl. <i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WINNER	engl. <i>Wireless World Initiative for New Radio</i>
WLAN	engl. <i>Wireless Local Area Network</i>

Konstanten

$c_0 = 299\,792\,458\text{ m/s}$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$\pi = 3,131\,59\dots$	Kreiszahl Pi
$e = 2,718\,28\dots$	Eulersche Zahl
$e_{\oplus} = 0,081\,819\,191\,310\,869\,47$	WGS84 Konstante
$j = \sqrt{-1}$	imaginäre Einheit
$k_b = 1,380\,65\dots \cdot 10^{-23}\text{ J/K}$	Boltzmann-Konstante

Lateinische Symbole und Variablen

Kleinbuchstaben

a	Normierungskonstante der MIMO-Kanalmatrix
\bar{a}	Konstante des Waterfilling-Prinzips
\mathbf{a}_m	kartesischer Positionsvektor des m -ten Antennenelements
\mathbf{a}^x	kartesischer Positionsvektor der Antennenelemente auf der x-Achse
\mathbf{a}^y	kartesischer Positionsvektor der Antennenelemente auf der y-Achse
\mathbf{a}^z	kartesischer Positionsvektor der Antennenelemente auf der z-Achse
$\mathbf{a}_d^{\text{sub},x}$	kartesischer Positionsvektor der Antennenelemente auf der x-Achse des d -ten <i>Subarrays</i>
$\mathbf{a}_d^{\text{sub},y}$	kartesischer Positionsvektor der Antennenelemente auf der y-Achse des d -ten <i>Subarrays</i>
$\mathbf{a}_d^{\text{sub},z}$	kartesischer Positionsvektor der Antennenelemente auf der z-Achse des d -ten <i>Subarrays</i>
b	Phasendifferenzindex zwei benachbarter Antennenelemente

$\hat{\mathbf{b}}^{\text{az}}$	Strahlrichtungsindizes in Azimut
$\hat{\mathbf{b}}^{\text{el}}$	Strahlrichtungsindizes in Elevation
c	Zählerindex der OFDM-Unterträger
\mathbf{c}_d	Korrekturvektor zur Kalibrierung des d -ten <i>Subarrays</i> des SBHB-Empfängers
d	Zählerindex der Digitalkanäle
d_a	Antennenabstand
\hat{d}_n	Kalibrierungskoeffizient der n -ten Empfangsantenne
$\bar{\mathbf{e}}$	Fehlervektor zur Bestimmung des MER
f	Frequenz
\mathbf{f}_m	m -ter Spaltenvektor von \mathbf{F}
f_c	Trägerfrequenz
f_{IF}	Zwischenfrequenz
f_{LO}	Frequenz des Lokaloszillators
f_m	m -tes Element des Belegungsvektors
f_p	Frequenz des p -ten OFDM-Unterträgers
f_s	Abtastrate
$g_{n,m}(\tau, t)$	Kanalimpulsantwort zwischen der m -ten Sende- und n -ten Empfangsantenne
\mathbf{g}_K	Autokorrelation der zeitvarianten Kanalimpulsantwort
h	Koeffizienten der MIMO-Kanalmatrix
i_e	Index der Belegungsvektoren des Codebuchs der vollständigen Suche
i_h	Index der Belegungsvektoren des hierarchischen Codebuchs
$i_{\psi,k}$	Index der Phasenschieberdifferenz in Azimut für das k -te virtuelle <i>Subarray</i>
$i_{\theta,k}$	Index der Phasenschieberdifferenz in Elevation für das k -te virtuelle <i>Subarray</i>
k	Zählerindex der parallel übertragbaren Datenströme
l	Zählerindex der OFDM-Symbole eines OFDM-Rahmens

l	Amplitudenwerte der analogen Beamformingmatrix des SIC-Algorithmus
m	Zählerindex der Sendeantennen
\mathbf{n}	komplexer Rauschvektor
n	Zählerindex der Empfangsantennen
\bar{n}	mittlerer Exponent des Pfadverlustes
\mathbf{n}_{sec}	Vektor mit der Anzahl an Sektoren pro Hierarchieebene
$o_{m,d}$	Koeffizient der m -ten Zeile und d -ten Spalte von \mathbf{O}
\mathbf{o}_d	d -ter Spaltenvektor von \mathbf{O}
\bar{o}_d	Normierungsfaktor des d -ten Digitalkanals des OSA-Algorithmus
p	Zählerindex der räumlichen Ausbreitungspfade
q	Auflösung der Phasenschieber in Bit
\mathbf{q}_n	n -ter Spaltenvektor von \mathbf{Q}
r	Distanz zwischen Sender und Empfänger
r_0	Referenzdistanz
r_{fol}	Wegstrecke durch Laubwerk
$\mathbf{s}(\theta, \psi)$	Abstrahlrichtungsvektor des Antennenarrays
t	Zeit
\bar{t}	Zählerindex der zeitlichen Abtastwerte
\mathbf{u}	komplexer Sendesignalvektor
$\mathbf{v}_{k,1}$	erster Spaltenvektor von \mathbf{V}_k
v	Geschwindigkeit
v_{max}	maximale Geschwindigkeitsdifferenz
\mathbf{w}_n	n -ter Spaltenvektor von \mathbf{W}
$\mathbf{w}_{s,d}^{\text{spa}}$	Koeffizient der s -ten Zeile und d -ten Spalte von \mathbf{W}^{spa}
\mathbf{x}	OFDM-Trainingsdaten
\mathbf{y}	komplexer Empfangssignalvektor
x, y, z	kartesische Koordinaten

Großbuchstaben

A	Positionsmatrix der Antennenelemente
A_k^{sub}	Positionsmatrix der Antennenelemente des k -ten <i>Subarrays</i>
B	rechtsseitige unitäre Matrix der Singulärwertzerlegung von H
\mathcal{B}^{el}	Indexmenge aller möglicher Phasenschieberdifferenzen in Elevation
\mathcal{B}^{az}	Indexmenge aller möglicher Phasenschieberdifferenzen in Azimut
B_{coh}	Kohärenzbandbreite des Kanals
BG	Breitengrad
B_s	Signalbandbreite
C	Kanalkapazität
$C_a(\theta, \psi)$	Antennenarraycharakteristik
$C_s(\theta, \psi)$	Antennenarraycharakteristik eines dünnbesetzten Antennenarrays
C_{Rx}	Kapazität bei Kanalkennntnis ausschließlich am Empfänger
\mathcal{C}	Indexmenge zur Adressierung der N_c OFDM-Unterträger
\mathcal{C}_0	Indexmenge der unbelegten OFDM-Unterträger
\mathcal{C}_{cal}	Indexmenge der OFDM-Unterträger zur Kalibrierung
\mathcal{C}_d	Indexmenge der OFDM-Unterträger mit Trainingsymbolen
D_s	Dopplerverbreiterung
D_{sec}	Matrix der Strahlrichtungsindizes eines Sektors des hierarchischen Codebuchs
\hat{D}	OFDM-Kalibrierungsmatrix
E	Energieeffizienz
E_{VD}	Energieeffizienz der vollen digitalen Architektur
E_{SB}	Energieeffizienz der SBHB-Architektur

E_{SW}	Energieeffizienz der SBHB-Architektur mit Schaltern
E_{OS}	Energieeffizienz der OSBHB-Architektur
\mathbf{E}	Fehlermatrix
$\mathbf{E}(\theta, \psi)$	Elementcharakteristik
$\bar{\mathbf{E}}^{\text{Tx}}$	Elementcharakteristiken aller Sendeantennen
$\bar{\mathbf{E}}^{\text{Rx}}$	Elementcharakteristiken aller Empfangsantennen
F	Rauschzahl
$\mathcal{F}_{\mathbf{f}}$	Menge möglicher Beamformingvektoren am Sender
\mathcal{F}_{RF}	Menge möglicher Beamformingmatrizen \mathbf{F}
$\mathcal{F}_{\mathbf{w}}$	Menge möglicher Beamformingvektoren am Empfänger
\mathbf{F}	hybride Beamformingmatrix am Sender
\mathbf{F}^{spa}	rechtsseitige unitäre Matrix der Singulärwertzerlegung von $\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}}$
\mathbf{F}_{BB}	digitale Beamformingmatrix am Sender
\mathbf{F}_{RF}	analoge Beamformingmatrix am Sender
\mathbf{G}	Gewichtungsmatrix des zeitdiskreten Übertragungskanals
\mathbf{G}_k	k -te Substitutionsmatrix des SIC-Algorithmus
G_{Tx}	Antennenelementgewinn am Sender
G_{Rx}	Antennenelementgewinn am Empfänger
\mathbf{H}	MIMO-Kanalmatrix
$\tilde{\mathbf{H}}$	normierte MIMO-Kanalmatrix
$\hat{\mathbf{H}}$	Schätzergebnis der MIMO-Kanalmatrix
$\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{f}}$	Schätzung des MIMO Übertragungskanals im Frequenzbereich
$\hat{\mathbf{H}}_{\text{cal}}$	Schätzergebnis der MIMO-Kanalmatrix nach Kalibrierung auf der Empfangsseite
$\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}}$	Schätzergebnis der dünnbesetzten MIMO-Kanalmatrix
\mathbf{I}_N	Einheitsmatrix der Größe $N \times N$
\mathcal{I}	Indexmenge zur Adressierung der Empfangsantennen

\mathcal{I}_d	Indexmenge zur Adressierung der Empfangsantennen des d -ten <i>Subarrays</i>
\mathcal{I}^{spa}	Indexmenge zur Adressierung der Empfangsantennen des dünnbesetzten Antennenarrays
J	Energieaufwand pro Bit
\mathbf{J}_{Rx}	Einfluss der analogen Komponenten am Empfänger
\mathbf{J}_{Tx}	Einfluss der analogen Komponenten am Sender
K	Anzahl parallel zu übertragender Datenströme
$\mathbf{K}(t, \tau)$	zeitabhängige Kanalimpulsantwort
K_{max}	maximale Anzahl parallel übertragbarer Datenströme
L_f	OFDM-Rahmengröße
L_{fol}	Dämpfungsfaktor durch Laubwerk
LG	Längengrad
$L_{\text{M,sub},k}$	Anzahl beteiligter <i>Subarrays</i> am Sender zur Übertragung des k -ten Datenstroms
$L_{\text{N,sub},k}$	Anzahl beteiligter <i>Subarrays</i> am Empfänger zur Übertragung des k -ten Datenstroms
M	Wertigkeit der digitalen Modulation
M_{ant}	Anzahl der Sendeantennen
M_{dc}	Anzahl der 1:2-Leistungsteiler und Leistungskombinierer
M_{dig}	Anzahl der Digitalkanäle am Sender
M_{off}	Anzahl abzuschaltender Antennenelemente
$M_{\text{osub},d}$	Anzahl nichtleerer Einträge des d -ten Beamformingvektors \mathbf{f}_d
M_{pa}	Anzahl der Leistungsverstärker
M_{ps}	Anzahl der Phasenschieber
M_{sub}	Anzahl der Antennen pro <i>Subarray</i> am Sender
$\check{M}_{\text{sub},k}$	Anzahl beteiligter Sendeantennen zur Übertragung des k -ten Datenstroms
\mathcal{M}_{ant}	Indexmenge der Sendeantennen

\mathcal{M}_{off}	Indexmenge der abzuschaltenden Sendeantennen
$\mathcal{M}_{\text{osub},d}$	Indexmenge der nichtleeren Zeilenelemente des d -ten Beamformingvektors \mathbf{f}_d
\mathbf{M}_d	gemessene Transmissionsmatrix des d -ten <i>Subarrays</i>
N_{ac}	Anzahl der OFDM-Unterträger mit Trainingsdaten
N_{adj}	Anzahl ausgewählter benachbarter Codewörter
N_{ant}	Anzahl der Empfangsantennen
N_b^{az}	Gesamtanzahl einstellbarer Strahlrichtungen in Azimut
N_b^{el}	Gesamtanzahl einstellbarer Strahlrichtungen in Elevation
N_c	Anzahl der OFDM-Unterträger
N_{cal}	Anzahl der für die Kalibrierung freigehaltenen Unterträger
N_d	Anzahl detektierter räumlicher Ausbreitungspfade
N_{exh}	Anzahl an Strahlrichtungen des Codebuchs der vollständigen Suche
N_{dig}	Anzahl der Digitalkanäle am Empfänger
N_{sub}	Anzahl der Antennen pro <i>Subarray</i> am Empfänger
$N_{\text{sec}}^{\text{MS}}$	Anzahl der Sektoren für die virtuelle Zusammenfassung zweier <i>Subarrays</i>
$N_{\text{sec}}^{\text{NO}}$	Anzahl der Sektoren ohne eine Überlappung der Codewörter
$N_{\text{sec}}^{\text{OL}}$	Anzahl der Sektoren mit der Überlappung eines Codeworts
N_q	Anzahl möglicher Phasenschieberzustände
N_p	Anzahl räumlicher Ausbreitungspfade
N_ρ	Anzahl der Winkelabstände zwischen Sender 1 und 2
N_r	Anzahl der Blickrichtungen
N_{rel}	Anzahl der Kanalrealisierungen
N_{SA}	Anzahl an Messungen bei der Kombination aus MSAM- und SABA-Verfahren
$\check{N}_{\text{sub},k}$	Anzahl beteiligter Empfangsantennen zur Übertragung des k -ten Datenstroms

N	Rauschmatrix
\mathcal{O}	Überlappungsgrad bei OSBHB-Architekturen
O	Auswahlmatrix des OSA-Algorithmus
P_{ges}	Gesamtleistungsverbrauch
P_c	allgemeiner Leistungsverbrauch für alle Architekturen
P_{da}	Leistungsverbrauch eines Treiberverstärkers
P_{dc}	Leistungsverbrauch eines 1:2-Leistungsteilers bzw. Leistungskombinierers
P_{dig}	Leistungsverbrauch eines Digitalkanals
P_{ku}	Leistungsverbrauch des Lüfters zur Kühlung
P_{la}	Leistungsverbrauch des LO-Vorverstärkers
$P_{\text{out}}^{\text{1dB}}$	1 dB-Kompressionspunkt am Ausgang des Verstärkers
P_{pa}	Leistungsverbrauch eines Leistungsverstärkers
P_{ps}	Leistungsverbrauch eines Phasenschiebers
P_{pt}	Leistungsverbrauch des Peltier-Elements
P_v	architekturabhängiger Leistungsverbrauch
P_{vco}	Leistungsverbrauch zur Erzeugung des LO-Signals
P_{Tx}	Sendeleistung
P_{Rx}	Empfangsleistung
\tilde{Q}	linksseitige unitäre Matrix der Singulärwertzerlegung von H
R	maximal erreichbare Übertragungsrate
R_b	Bruttodatenrate
R_n	Nettodatenrate
$R_{10\%}$	10 % Ausfallkapazität
R_{OS}	maximal erreichbare Übertragungsrate der OSBHB-Architektur
R_{SB}	maximal erreichbare Übertragungsrate der SBHB-Architektur
R_{SW}	maximal erreichbare Übertragungsrate der

	SBHB-Architektur mit Schaltern
R_{VD}	maximal erreichbare Übertragungsrate der volldigitalen Architektur
R	diskretes OFDM-Empfangssignal im Frequenzbereich
\tilde{R}	diskretes OFDM-Empfangssignal im Frequenzbereich mit überlagertem Kalibrierungssignal
R_{eq}	diskretes OFDM-Empfangssignal im Frequenzbereich nach der Kanalverzerrung
R_n	Kovarianzmatrix des Rauschvektors
R_u	Kovarianzmatrix des Sendevektors
S_{21}	komplexer Transmissionskoeffizient
S	Auswahlmatrix des SIC-Algorithmus
\tilde{S}	Auswahlmatrix des SIC-Algorithmus mit zusätzlich abge- schalteten Antennen
T_k	k -te Substitutionsmatrix des SIC-Algorithmus
T_s	Symboldauer
T_m	Messdauer
T_o	OFDM-Symboldauer
T_{coh}	Kohärenzzeit des Kanals
T_{cp}	Zeitdauer der zyklischen Fortsetzung des OFDM-Signals
T_n	Rauschtemperatur
$T_{e,exh}$	Kanalschätzungsdauer der vollständigen Suche
$T_{e,h}$	Kanalschätzungsdauer des hierarchischen Codebuch- verfahrens
$T_{e,MSAM}$	Kanalschätzungsdauer des MSAM-Verfahrens
$T_{e,SABA}$	Kanalschätzungsdauer des SABA-Verfahrens
$T_{e,MSABA}$	Kanalschätzungsdauer der Kombination aus MSAM- und SABA-Verfahren
U	diskretes OFDM-Sendesignal im Zeitbereich
V_k	linksseitige unitäre Matrix der Singulärwertzerlegung

	von \mathbf{G}_{k-1}
\mathbf{W}^{spa}	linksseitige unitäre Matrix der Singulärwertzerlegung von $\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}}$
\mathbf{W}	hybride Beamformingmatrix am Empfänger
\mathbf{W}_{BB}	digitale Beamformingmatrix am Empfänger
\mathbf{W}_{RF}	analoge Beamformingmatrix am Empfänger
\mathbf{W}_{exh}	Codebuch der vollständigen Suche
\mathbf{W}_{hie}	hierarchisches Codebuch
\mathbf{X}	OFDM-Sendesymbole
\mathbf{Y}	diskretes OFDM-Empfangssignal im Zeitbereich
\mathbf{Z}	Entzerrermatrix

Griechische Symbole und Variablen

α_p	Amplitudendämpfungsfaktor des p -ten Ausbreitungspfads
α_b^{am}	mittlerer Transmissionsgewinn für die Strahlrichtung b
β	Wellenzahl
γ	SNR
Γ	Schwellwert zum Abbruch des OSA-Algorithmus
δ	Dirac-Impuls
Δf	OFDM-Unterträgerabstand
ΔL_{21}	Differenz der Längengrade von Nutzer und Basisstation
Δr	zurückgelegte Wegstrecke des Mobilfunkteilnehmers
$\Delta\psi$	Winkeldifferenz in Azimut zwischen dem stärksten Einfallswinkel und dem räumlichen Winkel des Senders aus Sicht des Empfängers
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz benachbarter Antennenelemente
$\Delta\varrho$	Phasenänderung durch die Nutzerbewegung
$\Delta R_{10\%}$	prozentuale Verschlechterung der 10%-Ausfallrate
ϵ_b^{am}	mittlerer Pfadgewinn für die einzelnen Strahlrichtungen
ϵ_b^{ph}	mittlerer Phasenfehler für die einzelnen Strahlrichtungen
ϵ_{i_ρ}	Winkelfehler gemittelt über beide Sender und alle Blickrichtungen
ϵ^{tot}	Winkelfehler ϵ_{i_ρ} gemittelt über alle Winkelabstände der Sender
ϵ_r	materialabhängige relative Permittivität
ζ_{off}	Prozentsatz abzuschaltender Antennenelemente
$\tilde{\zeta}_{\text{off}}$	Prozentsatz tatsächlich abgeschalteter Antennenelemente
θ, ϑ	Elevationswinkel des Kugelkoordinatensystems
θ	einstellbare Austrittswinkel in Elevation
$\hat{\theta}$	geschätzte Austrittswinkel in Elevation
Θ	Winkelbereich in Elevation

λ	Wellenlänge
λ_k	k -ter Eigenwert des Übertragungskanals
Λ	Matrix mit den gefundenen Winkelpaaren in Azimut und Elevation
$\xi_b^{\text{ph,opt}}$	Phasenschieberindex zur Minimierung des Phasenfehlers
$\xi_b^{\text{am,opt}}$	Phasenschieberindex zur Maximierung des Pfadgewinns
ρ	Winkeldifferenz der Sender aus Sicht des Empfängers
$\sigma_{1,2}$	Abstand zwischen dem ersten und zweiten Eigenwert der Kanalmatrix
σ_c	Standardabweichung des PLE
σ_n^2	Varianz des Rauschsignalvektors
σ_u^2	Varianz des Sendesignalvektors
σ_τ	<i>Delay Spread</i>
Σ	Diagonalmatrix der Singulärwertzerlegung von \mathbf{H}
Σ^{spa}	Diagonalmatrix der Singulärwertzerlegung von $\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}}$
τ	Verzögerungszeit
τ_{max}	maximale Verzögerungszeit
τ_{N_p}	Verzögerungszeit des N_p -ten Pfads
$\bar{\tau}$	mittlere relative Verzögerungszeit
$\bar{\tau}_p$	quantisierte Verzögerungszeit in Abtastwerten des p -ten Ausbreitungspfads
\mathbf{v}_k	k -ter Belegungsvektor der aktiven Antennen von \mathbf{F}
$\mathbf{v}_{\text{RF},m}$	m -ter Belegungsvektor der aktiven Antennen von \mathbf{F}_{RF}
$\mathbf{v}_{\text{BB},k}$	k -ter Belegungsvektor der aktiven Antennen von \mathbf{F}_{BB}
Υ	Normierungsfaktor der Antennenarraycharakteristik
ϕ	Auslenkwinkel der Hauptstrahlrichtung
ϕ_r	Winkelauflösung der Hauptstrahlrichtung
Φ	Winkelbereich in Azimut
φ_p	Phasenversatz des p -ten Ausbreitungspfads

φ_δ	minimale Winkelauflösung der Phasenschieber
$\boldsymbol{\omega}_{i_h}$	i_h -ter Belegungsvektor des hierarchischen Codebuchs \mathbf{W}_{hie}
\mathcal{X}_{σ_c}	Gauß-verteilte Zufallsvariable zur Beschreibung der Dämpfung aufgrund von Abschattungseffekten
ψ	Azimutwinkel des Kugelkoordinatensystems
$\psi_{\text{B}}^{\text{N}}$	Blickrichtung der Basisstation in Azimut bezogen auf Norden
ψ_{max}	Einfallswinkel in Azimut mit der stärksten Empfangsleistung
$\hat{\psi}_{\text{max}}$	Einfallswinkel in Azimut mit der geschätzt stärksten Empfangsleistung
$\psi_{\text{U}}^{\text{N}}$	Azimutwinkel des Nutzers aus Sicht der Basisstation bezogen auf Norden
ψ_{UB}	Azimutwinkel zwischen der Blickrichtung der Basisstation und dem Nutzer
ψ	einstellbare Austrittswinkel in Azimut
$\hat{\psi}$	geschätzte Austrittswinkel in Azimut
$\boldsymbol{\psi}^{\text{est}}$	Matrix der geschätzten Winkel
$\boldsymbol{\psi}^{\text{real}}$	Matrix der tatsächlichen Winkel
$\boldsymbol{\omega}_k$	k -ter Belegungsvektor der aktiven Antennen von \mathbf{W}
$\boldsymbol{\omega}_{\text{BB},k}$	k -ter Belegungsvektor der aktiven Antennen von \mathbf{W}_{BB}
$\boldsymbol{\omega}_{\text{RF},n}$	n -ter Belegungsvektor der aktiven Antennen von \mathbf{F}_{RF}
Ω_p^{Rx}	p -te Einfallsrichtung am Empfänger
Ω_p^{Tx}	p -te Austrittsrichtung am Sender

Operatoren und mathematische Symbole

a	reelle oder komplexe Größe
\mathbf{a}	reeller oder komplexer Vektor
a_n	n -tes Vektorelement von \mathbf{a}

\mathbf{A}	reelle oder komplexe Matrix
\mathbf{A}^{-1}	Inverse einer Matrix
\mathbf{A}^T	Inverse der Matrix \mathbf{A}
$\mathbf{0}_{N \times M}$	Nullmatrix der Größe $N \times M$
\mathbb{B}	Menge der binären Zahlen
\mathbb{C}	Menge der komplexen Zahlen
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen
$\sqrt{\cdot}$	Quadratwurzel
$\sin\{\cdot\}$	Sinus
$\arcsin\{\cdot\}$	Arkussinus
$\cos\{\cdot\}$	Kosinus
$\tan\{\cdot\}$	Tangens
$\max\{\cdot\}$	Maximum
$\min\{\cdot\}$	Minimum
$\arg \max\{\cdot\}$	Argument des Maximums
$\arg \min\{\cdot\}$	Argument des Minimums
$\text{tr}\{\mathbf{A}\}$	Spur (engl. <i>trace</i>) einer Matrix \mathbf{A}
\in	ist Element von
\forall	für alle
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$\ \cdot\ _F$	Frobeniusnorm
$\text{DFT}\{\cdot\}$	diskrete Fourier-Transformation
\int	Integral
\sum	Summe
$\dot{\cup}$	disjunkte Vereinigung
$(\cdot)^T$	transponierte Größe
$(\cdot)^*$	konjugiert komplexe Größe
$(\cdot)^H$	adjungierte Größe

$ \cdot $	Betrag
$\ \cdot\ _1$	Summennorm
$\lceil \cdot \rceil$	Aufrundungsfunktion
$\lfloor \cdot \rfloor$	Abrundungsfunktion
$\log_2\{\cdot\}$	Logarithmus zur Basis 2
$\log_{10}\{\cdot\}$	Logarithmus zur Basis 10
\odot	elementweise Multiplikation
$=$	Gleichheitszeichen
\approx	ungefähr gleich
$>$	größer als
$<$	kleiner als
\geq	größer gleich
\leq	kleiner gleich
\gg	deutlich größer als
\ll	deutlich kleiner als
\subset	ist Teilmenge von
\subsetneq	ist echte Teilmenge von
\cup	vereinigt mit
\cap	geschnitten mit
$\operatorname{Re}\{\cdot\}$	Realteil
$\operatorname{Im}\{\cdot\}$	Imaginärteil
$\circ \longrightarrow \bullet$	Fourier-Transformation
$\operatorname{DFT}\{\cdot\}$	Diskrete Fourier-Transformation
\angle	Argument einer komplexen Zahl

1 Mobilfunksysteme der Zukunft

Mit bloßem Auge vermag man sie nicht zu sehen, trotzdem sind elektromagnetische Wellen in unserem digitalen Zeitalter allgegenwärtig. Milliarden von mobilen Endgeräten machen sich die Eigenschaften der elektromagnetischen Wellen zunutze, um täglich gigantische Datenmengen drahtlos zu übertragen. Das rapide Wachstum des zu verarbeitenden Datenvolumens innerhalb des weltweiten Mobilfunknetzes ist seit Jahrzehnten ungebrochen. Eine Prognose von Cisco aus dem Februar 2019 sagt voraus, dass der globale mobile Datenverkehr von 11,5 Exabyte pro Monat im Jahr 2017 auf bis zu 77 Exabyte pro Monat im Jahr 2022 steigen wird [1]. Diese Vervielfachung der Datenmengen liegt zum einen an den zunehmend datenhungrigen Endnutzeranwendungen, wie beispielsweise Video-Streaming-Diensten oder dem Online-Gaming [2], zum anderen aber auch an der zunehmenden Vernetzung der Infrastruktur. Diese Vernetzung umfasst im Detail die Anbindung zahlreicher Sensoren und Geräte an das Internet, was unter dem Schlagwort *Internet of Things* (IoT) zu einem treibenden Innovationsfaktor geworden ist [3, 4]. Darüber hinaus werden in der Zukunft Fahrzeuge, Maschinen sowie Haushaltsgeräte miteinander kommunizieren können, um das Leben des Menschen komfortabler, sicherer und effizienter zu gestalten. Insbesondere die Vernetzung von Maschinen und Geräten, die unter dem englischen Begriff *Machine-to-Machine* (M2M) oder *Device-to-Device* (D2D)-Kommunikation bekannt ist [5–9], soll zwischen 2017 und 2022 um das Vierfache von unter einer Milliarde auf 3,9 Milliarden Verbindungen steigen [1]. Diese Kommunikationsschnittstellen haben in Abhängigkeit ihres Einsatzgebiets, unterschiedliche Anforderungen an Latenzzeiten, Daten- und Ausfallraten. Deshalb müssen auf die Anforderungen und Anwendungsszenarien maßgeschneiderte Lösungen entwickelt werden.

Während die Anzahl an mit dem Internet verbundenen Geräten rapide steigt, müssen neue Konzepte gefunden werden, um der Flut an Daten Herr zu werden. Der drahtlosen Kommunikationstechnik und ins-

besondere der Mobilfunkkommunikation wird bei der Gestaltung unserer Gesellschaft eine Schlüsselrolle zu Teil. Hierbei sind die Endgeräte mobil und können schnurlos an das globale Netzwerk angebunden werden. Betreiber von Funkzugangsnetzen (engl. *Radio Access Networks* (RAN)) sind bereits dabei ihre Netzwerkarchitektur hin zu einem zentralisierten Konzept, dem sogenannten Cloud-RAN (C-RAN), umzustellen [10, 11]. Die bisherige dezentrale Netzwerkarchitektur, bei der jede Mobilfunkbasisstation einen festen Bereich abdeckt und die vollständige Signalverarbeitung mittels einer Basisbandeinheit (engl. *Baseband Unit* (BBU)) übernimmt, sorgt für einen proportionalen Anstieg der Investitionsausgaben und Betriebskosten bei Erhöhung der Datenrate. Der Grund hierfür liegt im unabhängigen Betrieb der einzelnen Basisstationen, was zu hohen Investitionskosten führt und die Betriebskosten durch Mietaufwendungen, Kosten zur Kühlung sowie Wartungs- und Servicekosten steigen lässt [12]. Die Datenrate wird hierbei also primär durch teure Investitionen in neue Mobilfunkbasisstationen erhöht. Im Gegensatz dazu ermöglicht eine C-RAN Architektur die Bündelung der Basisbandeinheiten vieler Mobilfunkbasisstationen in einem zentralen Rechenzentrum [13–16]. Dies ermöglicht bei geeigneter Unterbringung, dass die Mietaufwendungen und Kosten für die Kühlung reduziert werden können. Ebenso ist eine einfachere Erweiterung, Reparatur und ein Austausch von Basisbandeinheiten möglich [12]. Der wesentliche Vorteil liegt allerdings in der flexiblen Zuweisung an Rechenleistung zu den angeschlossenen Basisstationen, was zu einer deutlichen Effizienzsteigerung führt [17]. Ebenso sieht die nächste Generation eine Unterteilung des physikalischen Netzwerks in eine Vielzahl isolierter logischer Netzwerke vor [18]. Dies wird als *Network Slicing* bezeichnet und ermöglicht beispielsweise die bevorzugte Bearbeitung besonders zeitkritischer Dienste, wohingegen Diensten mit hohen Anforderungen an die Übertragungsrate, wie dem Video-Streaming, eine größere spektrale Bandbreite zugeordnet wird. Die Hochfrequenzkomponenten der Mobilfunkbasisstation werden als *Remote Radio Head* (RRH) bezeichnet und bilden gemeinsam mit den Antennen ein kompaktes System. Diese Netzwerkarchitektur erlaubt eine Orchestrierung mehrerer RRHs durch eine zentrale BBU, wodurch Synergieeffekte ausgenutzt und intelligenten Methoden zur Interferenzunterdrückung ermöglicht werden können. So erlaubt dieses Prinzip beispielsweise die Kanalinformationen der verbundenen RRHs miteinander zu teilen und somit Ressourcen zu sparen. Ebenso

kann das Mobilfunknetzwerk einfacher erweitert werden, da nur eine Installation einzelner RRHs erfolgen muss, die mit dem zentralen Rechenzentrum verbunden werden [19].

Neben den Veränderungen innerhalb der Netzwerkarchitektur muss aber auch die erreichbare Datenrate sowie die Effizienz des RRH erhöht werden, worauf sich die folgende Ausarbeitung fokussiert. Dabei liegt der Schwerpunkt der vorliegenden Dissertation auf neuen Systemarchitekturen von Mobilfunkbasisstationen mit einer niedrigen Komplexität und dem Design der Bitübertragungsschicht (engl. *physical layer*) des OSI-Modells (engl. *Open Systems Interconnection (OSI) model*).

1.1 Trends zukünftiger Mobilfunkkommunikationssysteme

Neue Technologien müssen entwickelt werden, um die rapide steigenden Datenmengen in Funkzugangsnetzen zu bewältigen. Zur Steigerung der Datenrate derzeitiger Mobilfunksysteme um das notwendige Vielfache zeichnen sich auf der physikalischen Seite drei wesentliche Trends ab [20–23]:

1.1.1 Small Cells

Zum einen findet abhängig vom lokalen Kapazitätsbedarf eine Reduzierung der Mobilfunkzellgröße statt [24–27]. Die entstehenden *Small Cells* lassen sich entsprechend ihres Abdeckungsradius und Einsatzgebiets in Micro-, Pico-, und Femtozellen unterteilen [28]. In klassischen Mobilfunknetzwerken werden benachbarte Zellen im Frequenzbereich separiert, um Interzellinterferenzen zu vermeiden. Eine Verkleinerung der Zellgröße erzielt somit eine größere Wiederverwendbarkeit von spektralen Ressourcen und eine geringere Anzahl an Nutzern pro Zelle [29]. Dies wird schlussendlich über eine Steigerung der Anzahl an Basisstationen und somit der Kosten erreicht. Ebenso findet ihr Einsatz in heterogenen Netzwerken im Zusammenschluss mit bestehenden klassischen Makrozellen statt [7, 30–33]. Aufgrund des geringeren Abdeckungsbereichs kann die Sendeleistung von *Small Cells* von den 5 W – 40 W klassischer Basisstation in Makrozellen auf 250 mW bis ungefähr 2 W reduziert werden [34]. In Femtozellen, die in Gebäuden Einsatz finden, liegt

die Sendeleistung sogar unterhalb von 100 mW [34]. Die Verkleinerung der Zellgrößen und die damit einhergehende höhere Dichte an Basisstationen findet ihren Höhepunkt in sogenannten ultradichten Netzwerken (engl. *ultra-dense networks*), in denen die Anzahl an Basisstationen die Anzahl der aktiven Nutzer sogar übersteigt [35–37]. Anlässlich der riesigen Menge notwendiger Basisstationen müssen die entstehenden Kosten deutlich reduziert, ein geeignete Anbindung der Vielzahl an Zellen an das Netzwerk geschaffen werden und Interzellinterferenzen vermieden werden. Geringe Hardware-, Betriebs- und Installationskosten sind also für den erfolgreichen wirtschaftlichen Einsatz von *Small Cells* unverzichtbar [38]. Man beachte insbesondere, dass Mobilfunkbasisstationen mit 60 % - 80 % den dominanten Energiekonsumenten in Mobilfunknetzwerken darstellen [39]. Eine Möglichkeit zur Senkung des Energieverbrauchs von Mobilfunkbasisstationen ist die Anpassung der Zellkapazität in Abhängigkeit vom temporären Bedarf, d.h. dem Nutzeraufkommen, der Anforderungen an die Servicequalität (engl. *Quality of Service*) und den Kanalbedingungen [40, 41]. So können in heterogenen Netzwerken aus Energieeffizienzgründen beispielsweise einzelne Zellen im Falle geringer Auslastung abgeschaltet werden [42, 43]. Ebenso findet ein Paradigmenwechsel von bisher auf Basisstationen zentrierten (engl. *base station centric*) hin zu nutzerzentrierten (engl. *user centric*) Netzwerken statt [44]. So sollen in der Zukunft Nutzer Teil des Netzwerkes werden und dabei als Relay, Datenspeicher und Recheneinheit fungieren. In [45] wird zum Beispiel der Einsatz einzelner Endgeräte als *Small Cell*-Basisstation vorgeschlagen. Zusätzlich müssen geeignete Architekturen für Mobilfunkbasisstationen gefunden werden, die aufgrund ihrer geringen Komplexität preiswert realisierbar und kostengünstig im Betrieb sind.

Gesamtheitlich betrachtet stellt der Einsatz von *Small Cells* einen entscheidenden Beitrag auf dem Weg zu höheren Datenraten in Mobilfunknetzwerken dar. Für eine effiziente Implementierung der *Small Cells* müssen allerdings zunächst auf Netzwerk- und Systemebene neue effiziente Konzepte und Lösungen gefunden werden. Daher zeichnen sich die in dieser Arbeit vorgestellten Systemarchitekturen insbesondere durch ihre Effizienz und Einsatzmöglichkeit innerhalb von *Small Cells* aus.

1.1.2 Zentimeter- und Millimeterwellen

Während derzeitige Mobilfunkkommunikationssysteme in den bereits dicht belegten Frequenzbändern unterhalb von 6 GHz arbeiten, sollen zukünftige Systeme auch höhere Frequenzbereiche im Zentimeter- sowie Millimeterwellenfrequenzbereich bedienen [37,46–48]. Hierzu hat die Internationale Fernmeldeunion (engl. *International Telecommunication Union* (ITU)) bereits Frequenzbänder an der Grenze und innerhalb des Millimeterwellenfrequenzbereichs definiert, woraufhin die weltweite Kooperation von Standardisierungsgremien für den Mobilfunk, das 3rd Generation Partnership Project (3GPP), die in Abbildung 1.1 dargestellten Bänder für Mobilfunkdienste reguliert hat [49]. Die bereitgestellten Frequenzbänder sind in der fünften Generation des Mobilfunks (5G) als Frequenzband 2 (engl. *Frequency Range 2* (FR2)) klassifiziert. Mit dem Zuwachs an Bandbreite kann theoretisch eine proportionale Steigerung der Datenrate realisiert werden. Allerdings ändern sich durch die Erweiterung der Bandbreite und die Erhöhung der Trägerfrequenz die Ausbreitungseigenschaften maßgeblich [50].

Prinzipiell kann das Verhältnis aus Antennengewinn der Mobilfunkbasisstation und Freiraumdämpfung konstant gehalten werden, solange die Antennenwirkfläche für kleinere Wellenlängen nicht reduziert wird. Dennoch sind Signale mit kleinerer Wellenlänge, wie im weiteren Verlauf der Arbeit diskutiert, anfälliger gegenüber Abschattungseffekten durch beispielsweise Personen in den Signalausbreitungspfaden und zeigen höhere Dämpfungsfaktoren bei der Durchdringung von Materialien

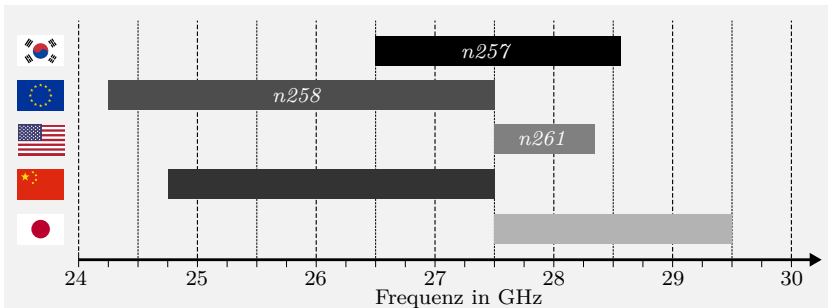


Abbildung 1.1: Übersicht des 5G *New Radio* Frequenzbands 2 [49].

wie Holz, Glas, etc. [51]. Ebenso machen sich bei kleineren Wellenlängen Oberflächenrauigkeiten stärker bemerkbar. Dabei kommt es zu einer diffuseren Streuung an Oberflächen, was zu einer geringeren reflektierten Signalleistung und damit zu höheren Pfadverlusten führt [52].

Zur Kompensation der Pfadverluste werden Antennen mit einem hohen Gewinn benötigt. Dieser hohe Antennengewinn geht mit einer Fokussierung der Antennencharakteristik einher und bedarf dadurch einer präziseren Ausrichtung der Antenne auf den Kommunikationspartner. Hierfür kommen heutzutage in gängigen Systemen elektronische Schwenkverfahren (engl. *beam steering*) basierend auf Antennengruppen¹ (engl.: *antenna arrays*) zum Einsatz [53], die eine präzise Ausrichtung der Antennencharakteristik auf das Ziel durch eine Amplituden- und Phasenbelegung der einzelnen Antennenelemente erreichen. Die Amplituden- und Phasenbelegung finden dabei vorzugsweise im Digitalbereich statt, um eine möglichst hohe Genauigkeit sowie die Übertragung getrennter Datenströme zu ermöglichen.

Die folgenden Ausführungen fokussieren sich auf das *n261*-Band um die Trägerfrequenz von 28 GHz. Die in dieser Arbeit präsentierten Algorithmen und Systemkonzepte lassen sich allerdings auch auf andere Frequenzbereiche übertragen, bedürfen aber zunächst einer detaillierten Prüfung der Charakteristiken des Übertragungskanal und einer damit verbundenen Parametrisierung des Kanalmodells.

1.1.3 Mehrantennenkommunikationssysteme

Ein weiterer wesentlicher Treiber in Richtung höherer Datenraten ist die Verwendung einer Vielzahl von Antennen am Sender (engl. *Transmitter* (Tx)) und Empfänger (engl. *Receiver* (Rx)). Dabei ist in klassischen voll-digitalen *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO)-Systemen jede Antenne mit einem eigenen separaten Sender bzw. Empfänger verbunden. Dies ermöglicht einerseits eine präzise digitale Strahlausrichtung und andererseits erlaubt es die Ausnutzung verschiedener räumlicher Ausbreitungspfade [54, 55]. Ein Beispiel eines solchen Mehrwegeszenarios ist für eine Mobilfunkbasisstation innerhalb eines städtischen Szenarios

¹ Im Folgenden wird der aus dem Englischen adaptierte Begriff Antennenarray synonym zum Begriff Antennengruppe verwendet.

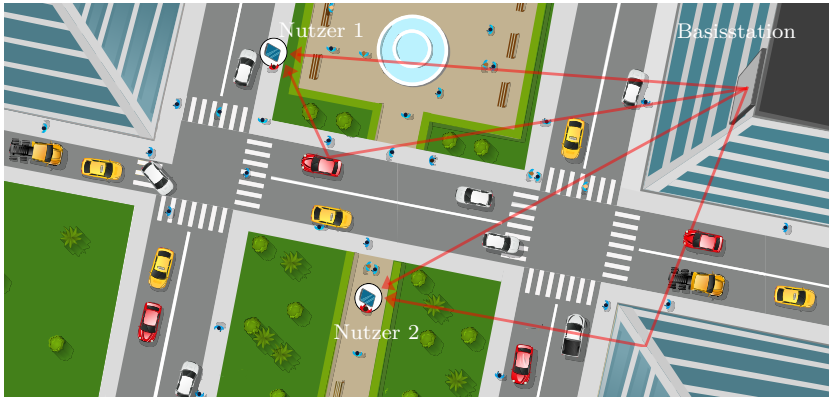


Abbildung 1.2: Schematische Darstellung eines urbanen Mobilfunkkommunikationsszenarios zwischen einer Basisstation und zwei mobilen Endnutzern. Mögliche räumliche Ausbreitungspfade des Sendesignals der Mobilfunkbasisstation sind als Pfeile innerhalb der Abbildung eingetragen.

in Abbildung 1.2 schematisch dargestellt. Während in Kommunikationsszenarien mit einem Sender und einem Empfänger (engl. *Single-Input Single-Output* (SISO)) die Signalausbreitung über einen Mehrwegeausbreitungskanal zu Schwankungen in der Empfangsfeldstärke (engl. *fading*) führt, kann dieser Mehrwegeausbreitungskanal in MIMO-Systemen vorteilhaft genutzt werden. So können parallele unkorrelierte Datenströme über verschiedene räumliche Ausbreitungspfade zwischen dem Mehrantennensystem am Sender und Empfänger übertragen werden (engl. *spatial multiplexing*) [56]. Ebenso können über die verschiedenen räumlichen Ausbreitungspfade identische Datenströme übertragen werden (engl. *spatial diversity*), die das Signal-zu-Rauschverhältnis (engl. *Signal-to-Noise Ratio* (SNR)) am Empfänger steigern können und die Ausfallrate der Kommunikationsverbindung senken bzw. die Redundanz erhöhen [57]. Die Reduktion der Ausfallrate ergibt sich daraus, dass im Falle eines plötzlich auftretenden blockierenden Objekts innerhalb eines Ausbreitungspfades, eine Kommunikation weiterhin stattfinden kann. Der Einsatz von *spatial multiplexing* ist insbesondere in Übertragungskanälen mit einer limitierten Bandbreite und nicht-limitierten Empfangsleistung vorteilhaft [58]. Diese Übertragungskanäle besitzen

ein hohes SNR, wodurch der Einsatz von digitalen Modulationsverfahren höherer Ordnung² nur begrenzt die spektrale Effizienz weiter steigern lässt. Die erreichbare spektrale Effizienz unter Einsatz von *spatial multiplexing* ist dabei wesentlich durch die Anzahl, Gewichtung und Verteilung der räumlichen Ausbreitungspfade bestimmt. Für Dienste bei denen ein Abbruch der Kommunikationsverbindung um jeden Preis vermieden werden soll, lässt sich mittels *spatial diversity* die Zuverlässigkeit der Datenübertragung erhöhen [59]. Hierbei wird das identische Sendesignal parallel über die verschiedenen Ausbreitungspfade übertragen, um so die Ausfallsicherheit und das SNR am Empfänger zu erhöhen. Falls der Übertragungskanal keine Mehrwegeausbreitung ermöglicht oder zusätzliche Pfade aufgrund starker Pfadverluste zu sehr geringen Empfangsleistungen führen, ist es lohnend, das gesamte Antennenarray auf den stärksten Ausbreitungspfad auszurichten. Eine Aufteilung der Sendeleistung mittels *spatial multiplexing* würde in diesem Fall zu keiner Verbesserung der spektralen Effizienz führen, sondern möglicherweise zu einem Abbruch der Kommunikationsverbindung [58]. Abhängig vom sich zeitlich ändernden Übertragungskanal und den Anforderungen der Dienste an die spektrale Effizienz und Zuverlässigkeit muss also ständig zwischen den verschiedenen Techniken abgewogen werden.

Aufgrund des hohen Potentials sind MIMO-Systeme in den Standards *Wireless Local Area Network* (WLAN), *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), der vierten Generation des Mobilfunks *Long Term Evolution* (LTE) *Advanced* und der anlaufenden fünften Generation des Mobilfunks festgeschrieben [60, 61]. Auch die Anwendung von MIMO bei höheren Trägerfrequenzen ist interessant, da eine Vielzahl von Sendern und Empfängern auf kleinem Raum integriert werden kann. Für ein planares Antennenarray bestehend aus 16×16 Elementen ergibt sich beispielsweise eine benötigte Fläche von gerade einmal $8,6 \text{ cm} \times 8,6 \text{ cm}$. Hierbei wird von einer Trägerfrequenz von 28 GHz und einem Antennenabstand von einer halben Wellenlänge, was circa 5,4 mm entspricht, ausgegangen. Dieser kompakte Formfaktor ermöglicht den Aufbau von *massive* MIMO-Systemen, bestehend aus hunderten von

² Hierbei sind digitale Modulationsverfahren gemeint, bei welchen eine höhere Anzahl binärer Eingangsdaten durch ein einziges komplexes Symbol repräsentiert werden.

parallelen Sendern und Empfängern [62]. Ein erstes volldigitales MIMO-Kommunikationssystem bei 28 GHz mit 500 MHz Signalbandbreite wurde bereits vom *State Key Laboratory of Millimeter Waves* der *Southeast University*, China, in [63] vorgestellt. Der Aufbau besteht aus einem Antennenarray mit 16 Spalten in horizontaler Richtung und 4 Zeilen in vertikaler Richtung, d.h. insgesamt 64 parallelen Sende- und Empfangskanälen. In Messungen konnten spektrale Effizienzen von bis zu 101,5 bps/Hz erreicht werden. Zugleich wurden 20 unabhängige Datenströme über die räumlichen Ausbreitungspfade auf acht Mobilfunkteilnehmer mit jeweils vier Sende- und Empfangszweigen aufgeteilt. Dabei werden die verschiedenen Mobilfunkteilnehmer ebenfalls über die Strahlformung getrennt und können gleichzeitig über die Mobilfunkbasisstation mit unabhängigen Datenströmen versorgt werden (engl. *Spatial Division Multiple Access* (SDMA)) [64]. Der Mehrnutzerezugriff für Mehrantennensysteme ist in der Literatur unter dem Akronym MU-MIMO (engl. *Multi-User* (MU)-MIMO) bekannt [65].

Die Zukunft verspricht *massive* MIMO-Kommunikationssysteme bestehend aus einigen hundert Antennen, die gleichzeitig eine Vielzahl von Mobilfunkteilnehmern in der gleichen Zeit- und Frequenzressource versorgen [62,66–68]. Die Hochskalierung der Anzahl an Antennen sorgt dabei nicht nur für eine Steigerung der Kanalkapazität, sondern ermöglicht ebenfalls eine Reduktion der Zugriffszeiten, eine Erhöhung der Störresistenz der Kommunikationsverbindung und eine Verringerung der Anforderungen an die analogen Verstärker [67,69]. Aufgrund der Nutzbarmachung aller Ausbreitungspfade kann der Schwund der Empfangsfeldstärke durch destruktive Interferenz vermieden werden, was als eine Verhärtung des Kanals (engl. *channel hardening*) bezeichnet wird [70,71]. Allerdings werden diese Vorteile durch einen enormen Hardwareaufwand erkauft.

1.2 Mehrantennensysteme niedriger Komplexität

Die Realisierung von *massive* MIMO-Systemen im Millimeterwellenfrequenzbereich stellt die Entwickler vor große Herausforderungen. Erstens ist eine kompakte Realisierung der riesigen Anzahl an parallelen analogen Sende- und Empfangskanäle äußerst schwierig und zweitens ist der Rechenaufwand und Energieverbrauch, aufgrund der Vielzahl

von hochrätigen Analog-Digital-Wandlern (engl. *Analog-to-Digital Converter* (ADC)) und Digital-Analog-Wandlern (engl. *Digital-to-Analog Converter* (DAC)), enorm [72–74]. Die parallele Prozessierung von hunderten Eingangs- und Ausgangsdatenströmen muss mit Abstraten im Gigabit-Bereich erfolgen, um die verfügbare Bandbreite im Zentimeter- und Millimeterwellenfrequenzbereich zu nutzen. Diese Flut an Daten muss des Weiteren im Digitalbereich parallelisiert verarbeitet werden, was den Digitalteil des Systems zum Flaschenhals der Kommunikationsverbindung werden lässt. Leistungsstarke Prozessoren sind hierfür notwendig, die aufgrund der hohen Taktraten und des immensen Energieverbrauchs den Preis des Systems in die Höhe steigen lassen. Ebenso muss das Temperaturmanagement für den Digital- und Analogteil sorgfältig ausgelegt werden. Insbesondere die derzeit geringe Effizienz von Leistungsverstärkern bei höheren Trägerfrequenzen sorgt für eine enorme in Wärme umgewandelte Verlustleistung. Diese fällt auf einer kleinen Fläche an und muss schnellstmöglich über ein geeignetes Kühlkonzept abgeleitet werden, um das System vor dem Überhitzen zu schützen. Die benötigten Kühlkörper besitzen einen entsprechend großen Formfaktor und ein hohes Gewicht. Darüber hinaus stellt laut China Mobile Ltd. bereits heute im sub-6 GHz Frequenzbereich die Kühlung der Mobilfunkbasisstation mit 46 % den wesentlichen Anteil der Betriebskosten dar [13].

Aufgrund der beschriebenen Herausforderungen bei der Entwicklung von *massive* MIMO-Systemen ist ein Schwerpunkt der aktuellen Forschung die Untersuchung und Entwicklung neuer effizienter Systemarchitekturen mit einer niedrigen Hardwarekomplexität zur Reduktion von Kosten und dem Energieverbrauch [75]. Eine solche Systemarchitektur ist das hybride Beamforming [76–78]. Das Wort hybrid steht dabei für die Aufspaltung der Strahlformung (engl. *Beamforming*) in einen Digitalteil mit reduzierter Ordnung in Kombination mit einem analogen Strahlformungsnetzwerk³. Es handelt sich hierbei also um ein MIMO-System mit einem zusätzlichen analogen Strahlformungsnetzwerk bestehend aus Phasenschiebern. Ziel ist die Senkung der benötigten Anzahl an parallelen Sende- und Empfangskanälen, d.h. sogenannten Di-

³ Im Folgenden wird synonyme der Begriff „Beamformingnetzwerk“ hierfür verwendet.

gitalkanälen, bei gleichzeitigem Erhalt einer präzisen Strahlausrichtung durch das analoge Strahlformungsnetzwerk. Eine Reduktion der Anzahl an Digitalkanälen verringert die Summe benötigter ADCs und DACs, Mischer, Verstärker, Filter, etc. und senkt zudem den Prozessierungsaufwand im Digitalteil aufgrund der geringeren Anzahl parallel zu verarbeitender Eingangs- und Ausgangssignale. Die Konsequenz ist eine Verringerung der Hardware und des Energieverbrauchs und ein Abbau der damit verbundenen Investitions- und Betriebskosten [79]. Die Anzahl an verbleibenden Digitalkanälen muss dabei an die Gegebenheiten der Mobilfunkzelle angepasst werden. Die ausschlaggebenden Faktoren sind hierbei die Anzahl an Nutzern innerhalb der Mobilfunkzelle sowie die Anzahl an vorhandenen räumlichen Ausbreitungspfaden zwischen der Basisstation und den einzelnen Nutzern. Für die Gesamtgröße des Antennenarrays ist der geforderte Abdeckungsbereich und die Ausrichtungsgenauigkeit, d.h. wie präzise das Antennenarray auf den Kommunikationspartner ausgerichtet werden kann, entscheidend. Um einen genügend hohen Antennengewinn zu erreichen und eine präzise Strahlformung zu gewährleisten, wird das System um ein analoges Beamformingnetzwerk erweitert. Dieses besteht meist aus Phasenschiebern [76]. Ferner ist eine Erweiterung des analogen Beamformingnetzwerks mit variablen Verstärkern möglich, die eine präzisere Ausrichtung der Hauptstrahlrichtung und eine höhere Unterdrückung der Nebenkeulen erlauben [80, 81].

Das analoge Strahlformungsnetzwerk kann ebenso mittels einfachen Schaltern oder einer Kombination aus Schaltern und Phasenschieber realisiert werden [EMRZ18, 82–85]. Eine weitere kostengünstige Alternative zu Phasenschiebern stellen Rotman-Linsen dar [86–88]. Diese können wie in [87] gezeigt in Kombination mit einem Umschaltnetzwerk auch für hybride Beamformingsysteme eingesetzt werden. Aus Sicht des Empfängers wird jedes Antennenarrayelement mit einem Eingang der Rotman-Linse verbunden und an den Ausgangskanälen kann ein angeschlossenes Umschaltnetzwerk das Empfangssignal aus verschiedenen quantisierten Einfallsrichtungen abgreifen. Zwar ist die Winkelauflösung begrenzt, allerdings sind diese Rotmann-Linsen kostengünstig und ermöglichen eine breitbandige Strahlformung. Des Weiteren können auch Linsenantennen eingesetzt werden. Das präsentierte Konzept in [89–91] besteht aus einem Antennenarray, das eine Linsenantenne speist. Die gewünschte Strahlrichtung wird über ein Umschaltnetzwerk ausgewählt,

dass das entsprechende Speiseelement des Antennenarrays und somit den Speisepunkt der Linsenantenne bestimmt. Ein ähnliches Konzept stellen sogenannte *Continuous Aperture Phased* MIMO-Systeme dar, bei denen ein diskretes Linsenantennenarray zum Einsatz kommt [92, 93]. Auch hier erfolgt die Ausrichtung des Strahls über die Auswahl verschiedener räumlich verteilter Speiseelemente. Darüber hinaus werden aktuell Konzepte basierend auf programmierbaren Antennenarrays untersucht [LEW⁺21, LBE⁺21, WXZ⁺21, LEK⁺21]. Hierbei wird mittels einer Speiseantenne ein programmierbares Antennenarray ausgeleuchtet. Dabei wird die ausgestrahlte elektromagnetische Welle über die Belegung der Phasenzustände der einzelnen Elemente des Antennenarrays in die gewünschte Richtung ausgelenkt [94, 95]. Dieses Konzept lässt sich entweder als *Reflectarray* oder als *Transmitarray* umsetzen.

Wie im späteren Verlauf der Arbeit im Detail erläutert, können die hybriden Beamformingsysteme nicht die Übertragungsraten von voll digitalen MIMO-Systemen erreichen. Die Reduktion des Hardware- und Prozessierungsaufwands wird also durch eine Verringerung der erreichbaren maximalen Übertragungsrate erkauft. Diese Parameter müssen bei der Systemauslegung gegeneinander abgewogen und an das gewünschte Szenario bzw. die Anforderungen des Systems angepasst werden.

Eine andere Möglichkeit, den digitalen Prozessierungsaufwand von *massive* MIMO-Systemen zu reduzieren, ist die Verwendung von ADCs und DACs mit einer geringen Auflösung. Man beachte, dass derzeitige breitbandige ADCs im Gbit/s-Bereich sehr teuer sind und einen hohen Energieverbrauch aufweisen [96–98]. Die Ergebnisse für ein massive MIMO-Empfangssystem zeigen, dass die maximal erreichbare Übertragungsrate bei der Verringerung der ADC-Auflösung sinkt [97, 99]. Das bedeutet, dass auch bei diesem Konzept zwischen der erreichbaren maximalen Übertragungsrate und dem Prozessierungsaufwand im Digitalbereich bzw. der Energieeffizienz abgewogen werden muss. Die maximale Energieeffizienz erreichen ADCs und DACs mit nur einem Bit, wie in [96, 98, 100–105] gezeigt wurde. Ebenso fanden bereits Untersuchungen für hybride Beamformingsysteme in [106, 107] statt.

1.3 Zielsetzung und Gliederung der Dissertation

Im Zentrum der Betrachtungen der vorliegenden Dissertation stehen hybride Beamformingssysteme mit einer niedrigen Komplexität, welche eine architektonische Lösung zur Realisierung von *massive* MIMO-Systemen darstellen. Dabei steht für die Auswahl der hybriden Beamformingarchitektur die hardwaretechnische Realisierbarkeit und deren Wirtschaftlichkeit im Vordergrund. Aufgrund der hardwareseitigen Limitierungen hybrider Beamformingssysteme können keine konventionellen Verfahren zur Kanalschätzung und Strahlformung eingesetzt werden. Es müssen also neue, auf die jeweilige hybride Beamformingarchitektur angepasste Konzepte entworfen werden. Die Optimierung der entwickelten Algorithmen findet hinsichtlich der maximal erreichbaren Übertragungsrates statt. Darüber hinaus wird für die Kanalschätzungsverfahren die notwendige Schätzdauer der einzelnen Algorithmen verglichen. Der Fokus der Untersuchungen liegt auf dem für zukünftige Mobilfunkkommunikationsanwendungen vorgesehene Frequenzbereich um 28 GHz.

Der Entwurf und der Vergleich der hybriden Beamformingarchitekturen und Algorithmen findet zum einen anhand numerischer Simulationen und zum anderen anhand von Messdaten statt. Für die numerische Analyse wird zunächst das verwendete Kanalmodell vorgestellt und dessen Auswahl begründet. Ebenso findet eine ausführliche Studie über Ergebnisse aktueller Kanalvermessungen bei 28 GHz statt, die im weiteren Verlauf der Arbeit zur Parametrisierung des Kanalmodells dienen. Im Gegensatz zu bisherigen Forschungsergebnissen präsentiert diese Arbeit zudem einen messdatenbasierten Vergleich der hybriden Beamformingarchitekturen und Algorithmen. Hierfür wird ein eigens konzeptioniertes und realisiertes MIMO-Kanalmesssystem bei 28 GHz verwendet. Der Hauptteil der Arbeit widmet sich einerseits den hybriden Beamformingarchitekturen niedriger Komplexität und andererseits Verfahren zur Kanalschätzung. Für die beschriebenen hybriden Beamformingarchitekturen werden auf die Architekturen optimierte Strahlformungsalgorithmen eingeführt und deren Leistungsfähigkeit bewertet. Eine ähnliche Untersuchung erfolgt für die entwickelten Verfahren zur Kanalschätzung, die zusätzlich anhand der Zeitdauer der Schätzung bewertet werden. Die praktische Verifikation der entwickelten Verfahren zur Kanalschätzung findet abschließend messtechnisch mit Hilfe eines in dieser Arbeit realisierten hybriden Beamformingempfängers statt.

Die Dissertation ist dahin gehend wie folgt gegliedert:

Kapitel 2 beschreibt in seinem ersten Teil für das Verständnis der Arbeit notwendigen Grundlagen von Mehrantennensystemen. Hierbei werden zunächst die Signaldarstellung und die grundlegenden mathematischen Beschreibungs- und Bewertungsmethoden von MIMO-Systemen erläutert. Der zweite Teil des Kapitels widmet sich den Eigenschaften des drahtlosen Übertragungskanals. Hierfür werden die neusten wissenschaftlichen Erkenntnisse der Ausbreitungseigenschaften des Übertragungskanals bei 28 GHz zusammengestellt. Anschließend wird die Modellierung des MIMO-Übertragungskanals diskutiert und ein im weiteren Verlauf der Arbeit verwendetes pfadbasiertes MIMO-Kanalmodell eingeführt.

Kapitel 3 präsentiert das entwickelte MIMO-Kanalmesssystems zur Untersuchung des drahtlosen Übertragungskanals. Zunächst wird dabei auf die Systemauslegung und den Hardwareaufbau des volldigitalen MIMO-Kommunikationssystems bestehen aus 4 Sende- und 16 Empfangsantennen eingegangen. Anschließend erfolgt die Beschreibung der digitalen Signalverarbeitung zur MIMO-Kanalanalyse und Charakterisierung des 28 GHz-Übertragungskanals. Am Ende des Kapitels erfolgt eine Auswertung der Messdaten des 28 GHz-MIMO-Übertragungskanals.

Kapitel 4 beschreibt die untersuchten hybriden Beamformingarchitekturen. Bei den präsentierten Architekturen liegt der Fokus auf der hardwaretechnischen Realisierbarkeit der Systeme. Ebenso werden auf die jeweilige hybride Beamformingarchitektur angepasste Beamformingalgorithmen eingeführt. Abschließend findet eine Untersuchung der vorgestellten hybriden Beamformingarchitekturen und -algorithmen anhand numerischer Simulationen sowie gemessener MIMO-Kanalmatrizen statt.

Kapitel 5 fokussiert sich auf Verfahren zur Bestimmung der für das Beamforming notwendigen Kanalinformationen unter Berücksichtigung der eingeführten hybriden Beamformingarchitekturen. Hierbei werden nach einem ersten Überblick über den Stand der Forschung mehrere Verfahren vorgestellt. Zum Vergleich der Kanalschätzungsverfahren wird zum einen die resultierende Kanalschätzungsdauer analytisch hergeleitet und zum anderen die Qualität der Schätzung anhand der maximal erreichbaren Übertragungsrate bewertet. Die Qualitätsanalyse findet wie

bereits in Kapitel 4 ebenfalls anhand numerischer Simulationen sowie gemessener MIMO-Kanalmatrizen statt.

Kapitel 6 präsentiert das in dieser Arbeit entwickelte und realisierte subarray-basierte hybride Beamformingsystem. Neben dem Hardwareaufbau spielt in diesem Kapitel insbesondere das Verfahren zur Kalibrierung des Systems eine wichtige Rolle. Zum Schluss werden die in Kapitel 5 eingeführten Kanalschätzungsverfahren mittels der aufgebauten Hardware verifiziert und verglichen.

Kapitel 7 fasst die wichtigsten Erkenntnisse der präsentierten Arbeit zusammen.

2 MIMO-Signaltheorie und Kanalmodellierung

Zur Analyse neuer Architekturen und Algorithmen für Mehrantennenkommunikationssysteme müssen zunächst geeignete Qualitätsparameter definiert werden, um diese vergleichen und optimieren zu können. Ebenso ist es Ziel dieser Arbeit die entwickelten Algorithmen anhand von numerischen Simulationen zu untersuchen. Hierfür wird in diesem Kapitel die signaltheoretische Basis gelegt und ein Modell des drahtlosen Mehrwegeübertragungskanals entworfen. Zu Beginn führt das Kapitel in die Grundlagen, Bewertungs- und Vergleichskriterien von Mehrantennenkommunikationssystemen ein. Die maximal erreichbare Datenrate beziehungsweise spektrale Effizienz repräsentiert dabei die zentrale Größe zur Bewertung einer Architektur oder eines Algorithmus. Darüber hinaus erlangen Parameter wie die Energie- und Kosteneffizienz einen nicht vernachlässigbaren Stellenwert. Anschließend werden für die Erstellung eines geeigneten Kanalmodells die Erkenntnisse aus aktuell veröffentlichten Kanalmessungen des drahtlosen Übertragungskanals bei 28 GHz zusammengefasst. Daraufhin wird eine Übersicht verschiedener Typen von Kanalmodellen aufgeführt und abschließend das in dieser Arbeit verwendete pfadbasierte MIMO-Kanalmodell motiviert und im Detail präsentiert.

2.1 Mehrantennenkommunikationssysteme

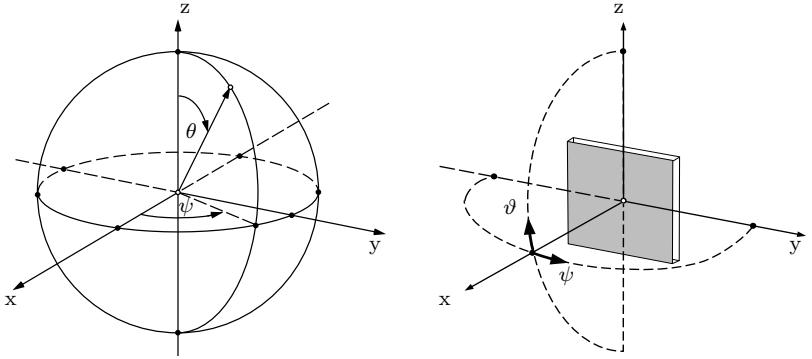
Dieser Abschnitt führt in die notwendigen Grundlagen von Mehrantennenkommunikationssystemen ein, die für das spätere Verständnis der Arbeit notwendig sind. Die Schwerpunkte liegen auf der Beschreibung von Antennenarraysystemen, der Einführung von MIMO-Techniken zur Steigerung der Datenrate sowie der Berechnung der maximal erreichbaren Übertragungsrate.

2.1.1 Beschreibung von Antennenarraysystemen

Für Mobilfunkbasisstationen in *Small Cells* müssen effiziente, kostengünstige und gewichtsreduzierte Antennensysteme im Zentimeter- und Millimeterwellenfrequenzbereich entwickelt werden. Dabei ist ein kompakter und leichter Aufbau der gesamten Mobilfunkbasisstation von entscheidender Bedeutung. Dual-polarisierte Antennen ermöglichen hierbei einen zusätzlichen Kapazitätsgewinn [KJE⁺20, SME⁺20, 108]. Zur Erreichung dieser Ziele bieten sich planare Antennenarrays aufgrund ihrer Kompaktheit und kostengünstigen Herstellung an [KEJ⁺20, 109–111]. Neben den planaren Antennenarrays finden für *massive* MIMO-Systeme auch zylindrische Arraystrukturen in der Fachliteratur Aufmerksamkeit [67, 112–115]. Die vorliegende Dissertation beschränkt sich hierbei allerdings auf die in der Industrie deutlich stärker verbreiteten planaren Antennenarrays.

Für die in dieser Arbeit betrachteten gleichmäßigen planaren Antennenarrays (engl. *Uniform Planar Array* (UPA)) besteht ein konstanter Abstand d_a zwischen den vertikal und horizontal benachbarten Antennenelementen. Die Abstrahlung erfolgt bei phasengleicher Speisung aller Elemente senkrecht zur Antennenebene. Das verwendete Koordinatensystem und die Ausrichtung des Antennenarrays sind in Abbildung 2.1 gezeigt. Die Antennenelemente sind in dieser Arbeit gleichmäßig in der yz -Ebene um den Ursprung des Koordinatensystems verteilt, wodurch eine Abstrahlung bei phasengleicher Speisung in x -Richtung erfolgt. Im weiteren Verlauf der Arbeit liegt die x -Achse parallel zur Tangente auf der Erdoberfläche, wodurch die z -Achse orthogonal dazu in Zenitrichtung zeigt. Im Kugelkoordinatensystem repräsentiert θ den Elevationswinkel, der in z -Richtung bei 0° beginnt. Der Elevationswinkel in der xy -Ebene liegt also bei 90° , welches der Abstrahlrichtung bei phasengleicher Speisung der Antennenelemente entspricht. Des Weiteren wird der Elevationswinkel des planaren Antennenarrays zu $\vartheta = 90^\circ - \theta$ definiert. Der Azimutwinkel ψ liegt in der xy -Ebene und wird für die phasengleiche Speisung der Antennenelemente zu 0° festgelegt, das heißt in x -Richtung. Ausgehend davon ergibt sich der Abstrahlrichtungsvektor des Antennenarrays zu

$$\mathbf{s}(\theta, \psi) = [\sin \theta \cos \psi, \sin \theta \sin \psi, \cos \theta]^T, \quad (2.1)$$



(a) Kugelkoordinatensystem und kartesisches Koordinatensystem. (b) Orientierung und Winkel planarer Antennenarrays.

Abbildung 2.1: Verwendetes Koordinatensystem.

wobei $|\mathbf{s}(\theta, \psi)| = 1$ gilt. Die Position des m -ten Antennenelements wird durch den kartesischen Zeilenvektor $\mathbf{a}_m = [a_m^x, a_m^y, a_m^z]$ beschrieben. Für die in dieser Arbeit betrachteten planaren Antennenarrays gilt wie in Abbildung 2.1b gezeigt $a_m^x = 0$. Die Positionen aller Antennenelemente können in einer Matrix $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{M_{\text{ant}} \times 3}$ zusammengefasst werden mit

$$\mathbf{A} = [(\mathbf{a}_1)^T, \dots, (\mathbf{a}_{M_{\text{ant}}})^T]^T \quad (2.2)$$

und der Anzahl an Antennenelemente M_{ant} . Die Antennenarraycharakteristik

$$\mathbf{C}_a(\theta, \psi) = \Upsilon \sum_{m=1}^{M_{\text{ant}}} f_m \mathbf{E}_m(\theta, \psi) e^{j\beta(a_m^y \sin \theta \sin \psi + a_m^z \cos \theta)} \quad (2.3)$$

berechnet sich aus der Summe aller Antennenelemente mit dem m -ten komplexen Belegungskoeffizienten f_m , der Richtcharakteristik des m -ten Antennenelements $\mathbf{E}_m(\theta, \psi)$, der Wellenzahl $\beta = 2\pi/\lambda$ und dem Normierungsfaktor

$$\Upsilon = 1/\max_{\theta, \psi} \{|\mathbf{C}_a(\theta, \psi)|\}. \quad (2.4)$$

Über den Belegungsvektor $\mathbf{f} \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times 1}$, auch Beamformingvektor genannt, kann die Arraycharakteristik verändert werden und somit das Antennenarray in eine gewünschte Raumrichtung ausgerichtet werden.

2.1.2 Signaltheorie zu Mehrantennensystemen

Im Gegensatz zu herkömmlichen Techniken zur Steigerung der spektralen Effizienz, wird in MIMO-Systemen die Erhöhung der maximal erreichbaren Übertragungsrate mittels einer Komplexitätssteigerung der Hardware und Signalverarbeitung erkauft, ohne dabei die Sendeleistung oder die Signalbandbreite zu erhöhen [116, 117]. Nachfolgend findet die Beschreibung einer MIMO-Übertragung und die Herleitung der maximal erreichbaren Übertragungsrate im komplexen Basisband statt.

Der Übertragungskanal zwischen einem Sender und einem Empfänger kann vollständig mittels der Kanalimpulsantwort (engl. *Channel Impulse Response* (CIR)) im komplexen Basisband $g(\tau, t) \in \mathbb{C}$ beschrieben werden. Dabei stellt t die Zeit und τ die Verzögerung aufgrund der Mehrwegeausbreitung dar. Bei dieser Darstellung findet also eine zeitliche Auflösung der zum Zeitpunkt t am Empfänger eintreffenden Replika des Sendesignals statt. Diese Replika entstehen aufgrund von unterschiedlichen Signallaufzeiten, d.h. Verzögerungszeiten des Sendesignals durch unterschiedliche Weglängen der verschiedenen räumlichen Ausbreitungspfade. Ebenso unterliegen die Pfade aufgrund von unterschiedlichen Weglängen und der durch Reflexion, Beugung und Brechung charakterisierten Eigenschaften des drahtlosen Übertragungskanals einer spezifischen Phase und Dämpfung. Für Mehrantennensysteme kann aus der Kanalimpulsantwort $g_{n,m}(\tau, t) \in \mathbb{C}$ zwischen der m -ten Sende- und n -ten Empfangsantenne die MIMO-Kanalmatrix zu [118, 119]

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} g_{1,1}(\tau, t) & g_{1,2}(\tau, t) & \cdots & g_{1,M_{\text{ant}}}(\tau, t) \\ g_{2,1}(\tau, t) & g_{2,2}(\tau, t) & \cdots & g_{2,M_{\text{ant}}}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_{\text{ant}},1}(\tau, t) & g_{N_{\text{ant}},2}(\tau, t) & \cdots & g_{N_{\text{ant}},M_{\text{ant}}}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

konstruiert werden. N_{ant} stellt dabei die Anzahl an Empfangsantennen und M_{ant} die Anzahl an Sendeantennen dar. Für frequenzflache Kanäle

muss die Verzögerung τ nicht länger berücksichtigt werden, woraus für einen beliebigen Beobachtungszeitpunkt t die Kanalmatrix

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M_{\text{ant}}} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M_{\text{ant}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{\text{ant}},1} & h_{N_{\text{ant}},2} & \cdots & h_{N_{\text{ant}},M_{\text{ant}}} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

resultiert [120]. Die Annahme eines frequenzflachen Kanals kann getroffen werden, falls die Symboldauer T_s deutlich länger als die maximal durch die Mehrwegeausbreitung entstehende Verzögerung τ_{max} ist, d.h. es gilt $T_s \gg \tau_{\text{max}}$ [121]. Im Frequenzbereich bedeutet dies, dass der Kanal einem frequenzflachen Schwund (engl. *frequency-flat fading*) unterliegt. Die Kohärenzbandbreite ist dabei größer als die Signalbandbreite. Dies kann auch in breitbandigen Kommunikationssystemen durch Mehrträgerübertragungsverfahren wie *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) erreicht werden, siehe Abschnitt 2.1.3. Sollte der Kanal nicht als frequenzflach angenommen werden können, so gilt der Kanal als frequenzselektiv (engl. *frequency-selective*).

Im Folgenden soll nun die maximal erreichbare Übertragungsrate in Abhängigkeit des Kanals für MIMO-Systeme hergeleitet werden. Hierbei wird das Übertragungssystem statistisch über der Zeit betrachtet, um die zu erwartende Leistungsfähigkeit des Systems abzuschätzen. Ein Blockdiagramm eines MIMO-Systems bestehend aus M_{ant} Sendern und N_{ant} Empfängern ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Da es sich bei MIMO um eine digitale Signalverarbeitungstechnik im komplexen Basisband handelt, wird die MIMO-Übertragungskanalmatrix

$$\check{\mathbf{H}} = \mathbf{J}_{\text{Rx}} \mathbf{H} \mathbf{J}_{\text{Tx}} \quad (2.7)$$

eingeführt, welche neben dem Funkkanal \mathbf{H} auch die Einflüsse der analogen Komponenten am Sender $\mathbf{J}_{\text{Tx}} \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}}$ und Empfänger $\mathbf{J}_{\text{Rx}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_{\text{ant}}}$ beinhaltet. Für die Herleitung der Kanalkapazität in diesem Abschnitt werden die Einflüsse der Hardware nicht betrachtet d.h. es wird von idealen analogen Komponenten ausgegangen, womit $\mathbf{J}_{\text{Tx}} = \mathbf{I}_{M_{\text{ant}}}$ und $\mathbf{J}_{\text{Rx}} = \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}}$ Einheitsmatrizen entsprechen. Die

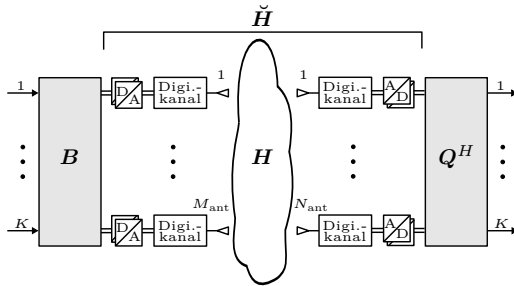


Abbildung 2.2: Blockdiagramm eines MIMO-Systems bestehend aus M_{ant} Sendern und N_{ant} Empfängern.

Matrix \mathbf{H} ist somit identisch zu $\check{\mathbf{H}}$ und wird deshalb nachfolgend ausschließlich verwendet.

Gegeben sei der zeitdiskrete komplexe Sendesignalvektor $\mathbf{u} \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times 1}$ mit unabhängig identisch verteilten Gauß'schen Zufallsgrößen mit Erwartungswert Null und Varianz σ_u^2 , so resultiert die Kovarianzmatrix des Sendevektors zu [122]

$$\mathbf{R}_u = E\{\mathbf{u}\mathbf{u}^H\} = \frac{\sigma_u^2}{M_{\text{ant}}} \mathbf{I}_{M_{\text{ant}}} . \quad (2.8)$$

Dabei ist die Gesamtsendeleistung $P_{\text{Tx}} = \sigma_u^2$. Der komplexe Empfangssignalvektor $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times 1}$ resultiert zu [66]

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{u} + \mathbf{n} , \quad (2.9)$$

wobei $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times 1}$ einen additiven Rauschvektor mit unabhängig identisch verteilten Gauß'schen Zufallsgrößen mit Erwartungswert Null und Varianz σ_n^2 repräsentieren. Für die Kovarianzmatrix des Rauschvektors gilt $\mathbf{R}_n = E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}}$. Im Idealfall sind für die Erreichung der maximalen Übertragungsrate die Kanalkoeffizienten $h_{n,m}$ ebenfalls unkorreliert identisch verteilte komplexwertige Gauß'sche Zufallsgrößen mit Erwartungswert Null [123]. In diesem Fall sind die Beträge der Kanalkoeffizienten $|h_{n,m}|$ Rayleigh-verteilt und ihre Quadrate $|h_{n,m}|^2$ folgen damit einer χ^2 -Verteilung [124]. Damit gilt für die Gesamt empfangsleistung [122]

$$P_{\text{Rx}} = \|\mathbf{H}\|_F^2 \frac{\sigma_u^2}{M_{\text{ant}}} , \quad (2.10)$$

wobei

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{n=1}^{N_{\text{ant}}} \sum_{m=1}^{M_{\text{ant}}} |h_{n,m}|^2 \quad (2.11)$$

die Frobeniusnorm der Kanalmatrix beschreibt.

Für die Berechnung der maximal erreichbaren Übertragungsrate ist es wichtig, ob Kanalkenntnisse ausschließlich am Empfänger oder ebenfalls am Sender vorhanden sind. Unter Annahme perfekter Kanalkenntnis ausschließlich am Empfänger, ergibt sich für einen stationären und ergodischen Kanal die Kanalkapazität nach [124] aus dem Erwartungswert über alle möglichen Kanäle zu

$$C_{\text{Rx}} = E \left\{ \log_2 \left\{ \frac{|\mathbf{R}_n + \mathbf{H}\mathbf{R}_u\mathbf{H}^H|}{|\mathbf{R}_n|} \right\} \right\}. \quad (2.12)$$

Für eine konkrete Realisierung der Kanalmatrix \mathbf{H} kann durch Umformung und Verwendung von Gleichung (2.8) die maximal erreichbare Übertragungsrate [66]

$$R = \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{P_{\text{Tx}}}{M_{\text{ant}}\sigma_n^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right| \right\} \quad (2.13)$$

mit der Einheitsmatrix $\mathbf{I}_{N_{\text{ant}}}$ mit Rang N_{ant} bestimmt werden. Die Aufteilung der Sendeleistung ohne Kanalkenntnisse am Sender folgt dabei einer Gleichverteilung über die M_{ant} Sendeantennen [125]. Im Vergleich dazu ergibt sich für eine SISO-Kommunikationsverbindung die maximal erreichbare Übertragungsrate zu [119]

$$R_{\text{SISO}} = \log_2 \left\{ 1 + \frac{P_{\text{Tx}}}{\sigma_n^2} |h|^2 \right\}, \quad (2.14)$$

wobei $h \in \mathbb{C}$ den komplexen Ausbreitungskoeffizienten zwischen der einen vorhandenen Sende- und Empfangsantenne repräsentiert.

Oftmals ist es zur Berechnung der maximal erreichbaren Übertragungsrate einfacher eine Annahme oder eine Schätzung des SNRs am Empfänger durchzuführen, anstatt eine Kanaldämpfung sowie Sende- und Rauschleistung für das betrachtete System abzuschätzen. Dafür wird die Pfaddämpfung des Kanals durch Normierung der Kanalmatrix ent-

fernt. Ein gängiger Ansatz ist die Einführung einer normierten Kanalmatrix [122]

$$\|\tilde{\mathbf{H}}\|_F^2 = N_{\text{ant}} M_{\text{ant}}, \quad (2.15)$$

wodurch sich Gleichung (2.13) umschreiben lässt zu

$$R = \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{M_{\text{ant}}} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right| \right\} \quad (2.16)$$

mit dem SNR γ und der normierten Kanalmatrix $\tilde{\mathbf{H}} = a\mathbf{H}$ mit $|a|^2 = N_{\text{ant}} M_{\text{ant}} / \|\mathbf{H}\|_F^2$. Das SNR pro Empfänger von allen Sendern ergibt sich damit zu [122]

$$\gamma = \frac{P_{\text{Rx}}}{N_{\text{ant}} \sigma_n^2} = \frac{P_{\text{Tx}} \|\mathbf{H}\|_F^2}{N_{\text{ant}} M_{\text{ant}} \sigma_n^2}, \quad (2.17)$$

wobei sich die Rauschleistung $\sigma_n^2 = k_B T_n B_s F$ aus physikalischer Sicht aus der Boltzmann-Konstante k_B , der Rauschtemperatur T_n , der Signalbandbreite B_s und der Rauschzahl des Empfängers F zusammensetzt. Existiert eine bidirektionale Kommunikationsverbindung so können die am Empfänger geschätzten Kanalinformationen zurück an den Sender übertragen werden [126–128]. Über eine digitale Signalvorverarbeitung am Sender und eine digitale Signalnachverarbeitung am Empfänger lässt sich der Kanal in dekorrelierte Unterkanäle auflösen. Hierfür wird zunächst die Singulärwertzerlegung (engl. *Singular Value Decomposition* (SVD)) der am Empfänger geschätzten Kanalmatrix

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q} \mathbf{\Sigma} \mathbf{B}^H \quad (2.18)$$

gebildet. Die SVD zerlegt die Kanalmatrix in zwei unitäre Matrizen $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}}$ und $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_{\text{ant}}}$ (d.h. es gelten $\mathbf{B}^H \mathbf{B} = \mathbf{I}_{M_{\text{ant}}}$ und $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}}$) sowie eine Diagonalmatrix $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}}$. Die Diagonalmatrix $\mathbf{\Sigma}$ besteht dabei aus den Singulärwerten $\sqrt{\lambda_1} \geq \sqrt{\lambda_2} \geq \dots \geq \sqrt{\lambda_{K_{\text{max}}}}$, wobei K_{max} die maximale Anzahl parallel übertragbarer Datenströme angibt. Es gilt somit

$$K_{\text{max}} = \min \{N_{\text{ant}}, M_{\text{ant}}\}, \quad (2.19)$$

was dem Rang der Kanalmatrix $K_{\max} = \text{rank}\{\mathbf{H}\}$ entspricht. Eine Dekorrelation der Unterkanäle erfolgt nun indem die Matrix \mathbf{B} zur Signalvorverarbeitung am Sender und die Matrix \mathbf{Q}^H zur Signalnachverarbeitung am Empfänger eingesetzt werden. Die als Beamformingmatrix am Sender bezeichnete Matrix \mathbf{B} und die als Beamformingmatrix am Empfänger bezeichnete Matrix \mathbf{Q}^H sind im Blockdiagramm in Abbildung 2.2 eingezeichnet. Der komplexe Empfangssignalvektor nach der Signalvorverarbeitung und -nachverarbeitung ergibt sich basierend auf Gleichung (2.9) zu

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \mathbf{\Sigma} \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{\Sigma} \mathbf{u} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n}.\end{aligned}\quad (2.20)$$

Angewandt auf die maximal erreichbare Übertragungsrate aus Gleichung (2.13) folgt [119]

$$R = \sum_{k=1}^{K_{\max}} \log_2 \left\{ 1 + \frac{P_{\text{Tx}}}{M_{\text{ant}} \sigma_n^2} \lambda_k \right\}. \quad (2.21)$$

Basierend auf diesem Ergebnis ergibt sich die tatsächliche Kanalkapazität in dem die Gesamtsendeleistung nach dem sogenannten *Waterfilling*-Prinzip auf die einzelnen Sender verteilt wird [119]. Anschaulich gesprochen teilt das *Waterfilling*-Prinzip den guten Unterkanälen mit einer geringen Pfaddämpfung und damit einem höheren SNR eine höhere Sendeleistung zu als den schlechten Unterkanälen [124]. Für die Kanalkapazität bei Kanalkennntnis am Sender und Empfänger folgt nach [125] somit

$$C = \sum_{k=1}^{K_{\max}} \log_2 \left\{ 1 + \frac{P_{\text{Tx},k} \lambda_k}{\sigma_n^2} \right\}, \quad (2.22)$$

mit den Sendeleistungen

$$P_{\text{Tx},k} = \left(\bar{a} - \frac{1}{\lambda_k} \right), \quad (2.23)$$

wobei \bar{a} eine Konstante repräsentiert, sodass $P_{\text{Tx}} = \sum_{k=1}^{K_{\max}} P_{\text{Tx},k}$ gilt.

Die erreichbare Übertragungsrate hängt also neben der Sende- und Rauschleistung maßgeblich von dem zugrundeliegenden Übertragungskanal ab. Je unkorrelierter die einzelnen Sende- und Empfangsantennen sind und je reicher der Kanal an Mehrwegen ist, desto besser können die räumlichen Ausbreitungspfade genutzt werden. In der Regel nimmt die Korrelation zwischen den Antennenelementen für geringere Elementabstände zu, da es zum einen zu einer Überkopplung eines Teils der Signalleistung kommt und zum anderen die Eingangsimpedanzen der Antennenelemente sich gegenseitig beeinflussen. Als schlechtester Fall für die maximal erreichbare Übertragungsrate gilt ein Übertragungskanal bestehend aus einem einzigen Eigenwert, d.h. $\lambda_1 = N_{\text{ant}} M_{\text{ant}}$ und $\lambda_k = 0$ für $k \in \{2, \dots, K_{\text{max}}\}$. Für einen reichen Mehrwegekanal mit unkorrelierten Ausbreitungspfaden und gleichen Pfaddämpfungen bzw. Eigenwerte $\lambda_k = N_{\text{ant}} M_{\text{ant}} / K_{\text{max}}$ für $k \in \{1, \dots, K_{\text{max}}\}$ resultiert die maximal erreichbare Übertragungsrate. Somit ergeben sich die untere und obere Schranke der erreichbaren Übertragungsrate zu [62]

$$\log_2 \{1 + \gamma N_{\text{ant}}\} \leq R \leq K_{\text{max}} \cdot \log_2 \left\{ 1 + \frac{\gamma N_{\text{ant}}}{K_{\text{max}}} \right\}. \quad (2.24)$$

Das Ergebnis der oberen Schranke zeigt, dass die maximal erreichbare Übertragungsrate theoretisch proportional mit K_{max} steigt. Die Erhöhung der Sende- und Empfangsantennen sorgt also für einen linearen Anstieg der erreichbaren Übertragungsrate, falls der Übertragungskanal dies ermöglicht.

In dynamischen Übertragungsszenarien variiert aufgrund von zeitlichen Änderungen der Koeffizienten der MIMO-Kanalmatrix die theoretisch erreichbare maximale Übertragungsrate kontinuierlich. Um dennoch eine Aussage über die maximal erreichbare Übertragungsrate treffen zu können, muss eine statistische Auswertung erfolgen. Hierfür kann die Verteilungsfunktion (engl. *Cumulative Distribution Function* (CDF)) der maximal erreichbaren Übertragungsrate über einen genügend langen Zeitraum, d.h. eine gewisse Anzahl an Momentaufnahmen der MIMO-Kanalmatrix, berechnet werden. Dabei ist in der Praxis insbesondere die Ausfallkapazität (engl. *outage capacity*) ein wichtiges Gütekriterium [123, 129]. Die 10 %-Ausfallkapazität $R_{10\%}$ beschreibt beispielsweise die maximal erreichbare Übertragungsrate, welche in 90 % der Fälle erreicht werden kann. In anderen Worten bedeutet dies, dass diese spezi-

fische Übertragungsrate in nur 10 % der Fälle nicht erreicht wird. Eine solche Definition ist insbesondere für die Abschätzung der Servicequalität einer Mobilfunkbasisstation sinnvoll, da nie mit hundertprozentiger Wahrscheinlichkeit eine gewisse Datenrate gewährleistet werden kann bzw. diese Garantie zu unwirtschaftlich hohen Kosten führen würde.

2.1.3 MIMO-OFDM-Signalverarbeitung

Mobilfunkkommunikationssysteme der Zukunft werden versuchen die verfügbaren spektralen Ressourcen noch effizienter zu nutzen. Hierfür stehen im Zentimeter- und Millimeterwellenfrequenzbereich große Bandbreiten zur Verfügung. Allerdings unterliegt ein breitbandiges Übertragungssystem meist einem frequenzselektiven Kanal, was zu Intersymbolinterferenzen (engl. *Intersymbol Interference* (ISI)) am Empfänger führt [117]. Deshalb kann ein MIMO-System in Kombination mit *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) betrieben werden, das den Übertragungskanal in parallele frequenzflache Subkanäle unterteilt [130, 131]. Bei der Aufteilung der Übertragungsbandbreite B_s in orthogonale Unterträger muss der Unterträgerabstand

$$\Delta f = B_s/N_c = 1/T_o \quad (2.25)$$

eingehalten werden, wobei N_c die Anzahl an Unterträgern und T_o die OFDM-Symboldauer darstellt [119]. Jeder Unterträger kann während der OFDM-Symboldauer ein komplexes Symbol übertragen. Zur Erhöhung der spektralen Effizienz wird hierbei als digitales Modulationsverfahren beispielsweise die Quadraturamplitudenmodulation (QAM) eingesetzt. Abhängig der gewählten Wertigkeit M können bis zu $\log_2\{M\}$ Bit je komplexem Symbol übertragen werden. Die Wertigkeit M entspricht somit der Anzahl möglicher komplexer Symbole und wird an das am Empfänger vorhandene SNR angepasst. Insofern kann eine Steigerung der Datenrate für Übertragungskanäle bei einem ausreichend hohen SNR erreicht werden, indem mehr Bit pro komplexem Symbol übertragen werden. Die spektrale Effizienz lässt sich für MIMO-Systeme unter Verwendung von *spatial multiplexing* weiter steigern, indem wie bereits beschrieben $\min\{M_{\text{ant}}, N_{\text{ant}}\}$ parallele komplexe Symbole je Unterträger übertragen werden. Im Folgenden entspricht ohne Beschränkung der Allgemeinheit die Anzahl an Sendern der Anzahl an Emp-

fängern, d.h. $M_{\text{ant}} = N_{\text{ant}}$. In diesem Falle ergeben sich die komplex modulierten Symbole am Sender in Matrixform zu $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times N_c}$ und das zeitdiskrete OFDM-Sendesignal ergibt sich zu [119, 132]

$$\mathbf{U}(m, \bar{t}) = \sum_{c=0}^{N_c-1} \mathbf{X}(m, c) \cdot e^{j2\pi c\bar{t}/N_c}, \quad (2.26)$$

wobei $m \in \{0, 1, \dots, M_{\text{ant}} - 1\}$ die Indizes der M_{ant} Sendeantennen, $\bar{t} \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$ die diskreten Abtastzeitpunkte und $c \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$ die Indizes der OFDM-Unterträger bei den Frequenzen $f_c = c \cdot \Delta f = c/T_o$ repräsentieren. Für die Beschreibung des Empfangssignals wird zunächst die Kanalimpulsantwort eines Mehrwegekanals bestehend aus N_p Ausbreitungspfaden zu [133, 134]

$$\mathbf{H}(n, m, \bar{t}) = \sum_{p=0}^{N_p-1} \mathbf{G}(n, m, p, \bar{t}) \cdot \delta(\bar{t} - \bar{\tau}_p) \quad (2.27)$$

definiert, wobei δ einen Dirac-Impuls, $n \in \{0, 1, \dots, N_{\text{ant}} - 1\}$ die Indizes der N_{ant} Empfangsantennen und $\bar{\tau}_p$ die in Abtastzeitpunkte quantisierte Verzögerungszeit des p -ten Ausbreitungspfads beschreibt. Das vierdimensionale Feld $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}} \times N_p \times N_c}$ enthält N_c zeitlich aufeinanderfolgende komplexen Gewichtungsfaktoren zwischen jeder Sende- und Empfangsantenne für alle N_p Ausbreitungspfade. Zur Vermeidung von Interferenzen zwischen den OFDM-Unterträgern (engl. *Intercarrier Interference* (ICI)) muss die OFDM-Symboldauer kleiner als die Kohärenzzeit des Kanals gewählt werden. Infolgedessen kann der Übertragungskanal während einer OFDM-Symboldauer als näherungsweise stationär angenommen werden. Unter dieser Annahme sorgt jeder Ausbreitungspfad für eine über der OFDM-Symboldauer konstante komplexe Gewichtung des Sendesignals mit dem Faktor $\mathbf{G}(n, m, p, \bar{t})$ sowie für eine zeitliche Verzögerung τ_p aufgrund unterschiedlicher Weglängen der Ausbreitungspfade. Den Empfänger erreichen also zu jedem diskreten Zeitpunkt \bar{t} insgesamt N_p Mehrwege des Sendesignals. Unter

Annahme einer idealen Zeit- und Frequenzsynchronisation resultiert das Empfangssignal im Zeitbereich $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_c}$ zu

$$\mathbf{Y}(n, \bar{t}) = \sum_{m=0}^{M_{\text{ant}}-1} \sum_{p=0}^{N_p-1} \mathbf{G}(n, m, p, \bar{t}) \cdot \mathbf{U}(m, \bar{t} - \bar{\tau}_p) + \mathbf{N}(n, \bar{t}), \quad (2.28)$$

wobei $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_c}$ das am Empfänger hinzugefügte additive weiße Gauß'sche Rauschen repräsentiert und die Verzögerung des kürzesten Ausbreitungspfades τ_0 zu Null gesetzt wird. Zur Rückgewinnung der modulierten Sendesymbole wird das Empfangssignal mittels der diskreten Fourier-Transformation (DFT) zurück in den Frequenzbereich transformiert. Es resultiert

$$\mathbf{R}(n, c) = \sum_{m=0}^{M_{\text{ant}}-1} \sum_{p=0}^{N_p-1} \text{DFT}\{\mathbf{G}(n, m, p) \cdot \mathbf{U}(m, \bar{t} - \bar{\tau}_p)\} + \tilde{\mathbf{N}}(n, c), \quad (2.29)$$

wobei $\tilde{\mathbf{N}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_c}$ das additive weiße Gauß'sche Rauschen im Frequenzbereich repräsentiert. Der Term $\text{DFT}\{\mathbf{U}(m, \bar{t} - \bar{\tau}_p)\}$ kann zu ISI zwischen den OFDM-Symbolen führen. Um dies zu vermeiden wird das OFDM-Sendesignal um eine kurze Zeitspanne T_{cp} zyklisch fortgesetzt. Diese zyklische Fortsetzung (engl. *Cyclic Prefix*) muss größer als die maximale Verzögerungszeit des Mehrwegekanals τ_{N_p} gewählt werden. Es gilt $T_{\text{cp}} \geq \tau_{N_p}$. Anschließend kann von der Verschiebungseigenschaft der DFT

$$\mathbf{U}(\cdot, \bar{t} - \bar{\tau}_p) \circ \bullet \mathbf{X}(\cdot, c) \cdot e^{-j2\pi\bar{t}\bar{\tau}_p/N_c} \quad (2.30)$$

Gebrauch gemacht werden. Das Empfangssignal im Frequenzbereich $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_c}$ ergibt sich zu [135]

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(n, c) &= \sum_{m=0}^{M_{\text{ant}}-1} \sum_{p=0}^{N_p-1} \mathbf{G}(n, m, p) \mathbf{X}(m, c) e^{-j2\pi c \bar{\tau}_p / N_c} + \tilde{\mathbf{N}}(n, c) \\ &= \sum_{m=0}^{M_{\text{ant}}-1} \mathbf{H}(n, m, c) \mathbf{X}(m, c) + \tilde{\mathbf{N}}(n, c). \end{aligned} \quad (2.31)$$

Die komplexe Übertragungsfunktion $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}} \times N_c}$ beinhaltet die Gewichtungsfaktoren zwischen jeder Sende- und Empfangsantenne für alle OFDM-Unterträger während einer OFDM-Symboldauer. Durch die Verschiebungseigenschaft der DFT können also, mit Hilfe der zyklischen Fortsetzung des Sendesignals, die zeitlich verzögerten Signalanteile zu einem komplexen Gewichtungsfaktor $\mathbf{H}(n, m, c) \in \mathbb{C}$ im Frequenzbereich zusammengefasst werden. Dies ermöglicht eine einfache Entzerrung, da nur eine komplexe Multiplikation pro Unterträger zur Korrektur des Kanaleinflusses notwendig ist (engl. sog. *One-tap Equalization*) [136]. Aufgrund der Verlängerung der Symboldauer durch die zyklische Fortsetzung mit redundanten Informationen reduziert sich die Bruttodatenrate R_b auf $R_n = R_b T_o / (T_o + T_{\text{cp}})$. Generell sind die Anforderungen an die Synchronisation bei OFDM höher als in klassischen Einträgerübertragungsverfahren, da die Orthogonalität der Unterträger gewährleistet werden muss um ICI zu vermeiden [117]. Ebenso leiden OFDM-Systeme an einem großen Verhältnis von Spitzenleistung zu mittlerer Leistung (engl. *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR)) des Sendesignals. Dadurch müssen Leistungsverstärker zur Vermeidung von nicht-linearen Verzerrungen in einem Arbeitspunkt geringerer Eingangsleistung, sprich mit einem höheren sogenannten *Back-Off*, betrieben werden. Allerdings findet OFDM aufgrund seiner effektiven Ausnutzung des Spektrums, seiner effizienten Implementierbarkeit mittels der schnellen Fourier-Transformation (engl. *Fast Fourier Transformation* (FFT)) und seiner Robustheit gegenüber frequenzselektiven Übertragungskanälen Anwendung in zahlreichen Systemen und Standards [135], wie bspw. der vierten Mobilfunkgeneration *Long Term Evolution* (LTE) [137], in den WLAN Standards IEEE 802.11a/g/n/ac [138], *Digital Audio Broadcasting* (DAB) [139] und *Digital Video Broadcasting* [140]. In der Zukunft der Mobilfunkkommunikation ist OFDM in Kombination mit MIMO im 3GPP Release 15 (Phase 1 der fünften Mobilfunkgeneration (5G)) ebenso bereits vorgesehen [61].

2.2 Kanalcharakterisierung und -modellierung bei 28 GHz

Der drahtlose Übertragungskanal bestimmt mit seinen physikalischen Eigenschaften die informationstheoretische Grenze der übertragbaren

Datenrate und beeinflusst maßgeblich das Verhalten von Mobilfunkkommunikationssystemen [141]. Es ist demnach unerlässlich, die Ausbreitungseigenschaften des drahtlosen Übertragungskanals zu verstehen und dieses Wissen in das Systemdesign einfließen zu lassen [142]. Die Eigenschaften des drahtlosen Übertragungskanals sind hierbei abhängig von der verwendeten Trägerfrequenz und Signalbandbreite der zu übertragenden Wellenform. Für den Entwurf zukünftiger Mobilfunksysteme sind folglich Kenntnisse über die Eigenschaften des Übertragungskanals notwendig. Erst dieses Wissen ermöglicht eine geeignete Planung der Mobilfunkzellabdeckung, eine Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Mobilfunksystemen wie bspw. maximal erreichbare Datenraten und eine effiziente Auslegung zukünftiger Kommunikationssysteme [143]. Zunächst muss eine Vermessung des Übertragungskanals (engl. *channel sounding*) stattfinden. Anschließend können auf Basis der aus den Messungen gewonnenen Erkenntnisse geeignete Kanalmodelle entwickelt werden. Die Kanalmodelle versuchen dabei die physikalischen Ausbreitungseffekte möglichst genau nachzubilden, um neue Kommunikationssysteme und Wellenformen in numerischen Simulationen evaluieren zu können. Dies vermeidet, jedes neue Konzept praktisch realisieren und testen zu müssen und beschleunigt damit den Entwicklungsprozess. Nichtsdestotrotz muss beachtet werden, dass diese Kanalmodelle nie den komplizierten elektromagnetischen Ausbreitungsprozess aus Reflexion, Streuung, Brechung, Abschattung usw. vollständig nachbilden können [144].

2.2.1 Kanalmesssysteme

Eine Vielzahl wissenschaftlicher Arbeiten beschäftigte sich bereits mit der Vermessung und Charakterisierung des drahtlosen Übertragungskanals bei 28 GHz [ETK⁺20, 52, 143, 145–176]. Dabei ist der integrale Baustein das den Messungen zugrundeliegende Kanalmesssystem (engl. *channel sounder*). Die Entwicklung eines Kanalmesssystems zur umfassenden Charakterisierung des Übertragungskanals in den Dimensionen Zeit, Frequenz, Polarisation und Raum stellt eine Herausforderung dar. Daher fokussieren sich Kanalmesssysteme meist auf die Bestimmung einiger weniger Kanalcharakteristiken. Prinzipiell arbeiten Kanalmesssysteme basierend auf einer am Sender abgestrahlten bekannten Trainingssequenz, die auf der Empfängerseite, zum Beispiel mit-

tels Korrelation, eine Bestimmung der Kanalimpulsantwort ermöglicht [177]. Als Trainingssignale kommen dabei abhängig von dem verwendeten Kanalmesssystem und den gewünschten Messgrößen beispielsweise Pseudo-Rauschsequenzen, Mehrtonsequenzen, Chirp-Signale oder ähnliches zum Einsatz [145]. Anhand des Empfangssignals und der bekannten Trainingssequenz kann anschließend am Empfänger der Einfluss des Übertragungskanals in Form der Kanalimpulsantwort berechnet werden. Eine Vielzahl an Kanalmesssystemen verwenden zur räumlichen Auflösung der Ausbreitungspfade mechanisch rotierende Hornantennen [52, 146, 166, 168]. Dieser Ansatz erweist sich allerdings als sehr zeitintensiv, da sende- und empfangsseitig die jeweiligen Hornantennen alle möglichen Permutationen an Raumrichtungen anfahren müssen [147]. Eine Charakterisierung des zeitlichen Verhaltens des Übertragungskanals ist somit also nicht möglich [143]. Zur Reduktion der Messdauer stellen Molisch et al. [145] ein Kanalmesssystem basierend auf einem elektronisch gesteuerten *Phased Array* vor. Somit kann der Raum elektronisch mittels einer gerichteten Antennencharakteristik in wenigen Millisekunden abgesehen werden [145]. Zur Untersuchung des MIMO-Übertragungskanals präsentieren Tufvesson et al. in [143] ein Mehrantennenmesssystem, bestehend aus einem planaren dual-polarisierten 4×32 Antennenarray am Sender und einem in Form eines Oktagons angeordneten dual-polarisierten 4×64 Antennenarrays am Empfänger. Eine Bestimmung der vollständigen MIMO-Kanalmatrix kann durch das Aktivieren einzelner Antennenelemente innerhalb von 380 ms erfolgen [143]. Ein eigens entworfenes Kanalmesssystem zur Bestimmung der MIMO-Kanalmatrix wird in [ETK⁺20] präsentiert und wird im nächsten Kapitel dieser Arbeit ausführlich beschrieben.

2.2.2 Dämpfungsfaktoren des drahtlosen Übertragungskanals

Entscheidend für die Übertragungsqualität und maximal erreichbare Datenrate eines Mobilfunkkommunikationssystems ist die ortsabhängig erreichbare Empfangsleistung. Die Empfangsleistung ist generell durch die physikalisch vorhandenen Pfadverluste, welche vom räumlichen Ausbreitungsszenario und der verwendeten Trägerfrequenz abhängen, sowie durch behördliche Regulierungen der äquivalenten isotropen Strahlungsleistung (engl. *Equivalent Isotropically Radiated Power* (EIRP))

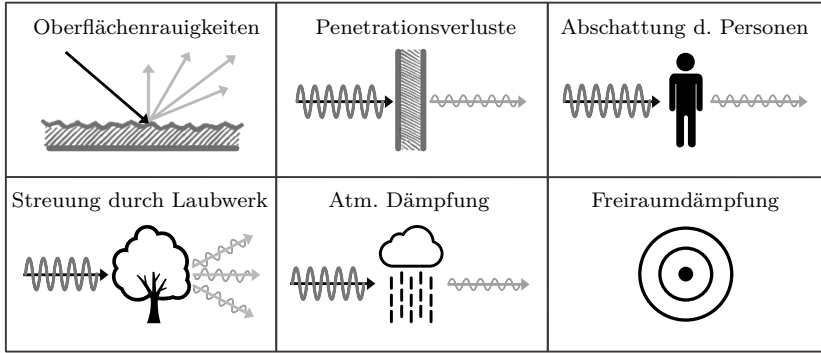


Abbildung 2.3: Dämpfungsfaktoren des drahtlosen Übertragungskanals.

begrenzt. Dieser Abschnitt befasst sich daher mit den durch die Umwelt gegebenen Dämpfungseinflüssen und deren Einflüsse auf Signale im Frequenzband um 28 GHz. Eine Übersicht der im Folgenden diskutierten Dämpfungseffekte ist in Abbildung 2.3 illustriert.

Aufgrund der höheren Frequenzen kommen kleine Strukturen in die Größenordnung der Wellenlänge und sorgen für eine diffuse Streuung der einfallenden Signalleistung [178–180]. Dadurch verringert sich die reflektierte Signalleistung in Richtung des Empfängers. Erkennbar ist des Weiteren, dass Signale im Millimeterwellenfrequenzbereich gegenüber Frequenzen von wenigen GHz deutlich höhere Penetrationsverluste aufweisen. Dies bedeutet, dass Signale beim Durchdringen von Objekten, wie bspw. Gebäudewänden, deutlich stärker gedämpft werden [46, 181]. Die Ergebnisse sind dabei allerdings stark abhängig von der Beschaffenheit beziehungsweise dem Material des zu durchdringenden Objekts [182]. Die von Zhao et al. in [183] präsentierten Messergebnisse bei 28 GHz von verschiedenen Gebäudematerialien zeigen Penetrationsverluste von 28,3 dB für Backsteingebäude mit einer Wandstärke von 185,4 cm und Penetrationsverluste von 40,1 dB für getöntes Glas mit einer Stärke von 3,8 cm. Für getöntes Glas wurde dabei unter einem Einfallswinkel von 10° ein Reflexionskoeffizient von 0,896 ermittelt [183]. Aufgrund der Tatsache, dass Signale im Millimeterwellenfrequenzbereich viele Gebäudeaußenwände nicht durchdringen können, sondern von ihnen reflektiert und gestreut werden, ist der Signalempfang

in städtischen Umgebungen entweder auf eine direkte Sichtverbindung (engl. *Line-of-Sight* (LOS)) zwischen Sender und Empfänger oder auf starke Reflexionen und Streuung von Gebäude- und Bodenoberflächen angewiesen [184]. Allerdings ist aufgrund der hohen Penetrationsverluste von Gebäudeaußenwänden die Anbindung von sich in Gebäuden befindenden Mobilfunkteilnehmern ein schwieriges Unterfangen. Die von Bas et al. in [185] vorgestellten Kanalmessungen von außen in ein Einfamilienhaus bei 28 GHz zeigen Penetrationsverluste zwischen 10 dB und 18 dB. Die gemessenen Penetrationsverluste liegen im Falle eines Backsteingebäudes sogar bei bis zu 23 dB [185] und sind somit vergleichbar mit den in [183] berichteten Ergebnissen. Die in [186] präsentierten Messergebnisse bei 28 GHz zwischen einem Sender und einem sich hinter einer großen Glasfront innerhalb eines Gebäudes befindenden Empfänger zeigen keine signifikanten durch die Glasfront entstehenden Dämpfungseinflüsse. Auch in [183] konnten für nicht getöntes Glas innerhalb von Gebäude Penetrationsverluste von vergleichbar geringen 3,6 dB nachgewiesen werden. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass eine Vorhersage über die entstehenden Verluste schwierig zu treffen ist, da die Penetrationsverluste stark abhängig von der Beschaffenheit des Materials, dessen Dicke, dem Einfallswinkel und weiteren Faktoren sind. Nichtsdestotrotz zeigen die Messergebnisse, dass die entstehenden Penetrationsverluste deutlich höher liegen als dies für sub-6 GHz Frequenzen der Fall ist. Ebenso sind Abschattungseffekte aufgrund des menschlichen Körpers deutlich ausgeprägter. Die Messungen von Zhao et al. in [187] bei 26 GHz zeigen eine maximale Dämpfung verursacht durch eine statische Person von 12,7 dB und durch eine sich bewegende Person von 13,9 dB. Messungen von Virk et al. in [188] in einer geschirmten Kammer bei 28 GHz mit 21 Probanden unterschiedlicher Größe und Körpergewichts zeigen Dämpfungswerte abhängig der Orientierung der Person von 13 dB bis 21 dB.

Darüber hinaus führt Laubwerk wie Blätter von Bäumen oder Sträuchern innerhalb der Ausbreitungspfade mit steigenden Trägerfrequenzen zu erheblichen Dämpfungen [51]. Die durch Laubwerk entstehende Dämpfung L_{fol} in dB lässt sich nach [51, 189, 190] mit

$$L_{\text{fol}} = 0.2f^{0.3}(r_{\text{fol}})^{0.6} \quad (2.32)$$

abschätzen, wobei die Wegstrecke durch das Laubwerk mit r_{fol} in Metern angegeben wird und f die Trägerfrequenz des Signals in MHz repräsentiert. Für eine Wegstrecke $r_{\text{fol}} = 1$ m ergibt sich somit eine Dämpfung durch das Laubwerk von $L_{\text{fol}} = 6,4$ dB bei 28 GHz. Allerdings kann diese Abschätzungsformel lediglich als ein erster Anhaltspunkt dienen, da der Einfluss des Laubwerks aufgrund seines irregulären Auftretens stark von der Blattdichte des Bewuchses, der Art des Laubwerks sowie von der Größe und dem Wassergehalt der Blätter abhängig ist [191]. Die genauen Dämpfungseinflüsse müssen anhand von Messdaten in den spezifischen Kommunikationsszenarien ermittelt werden.

Die Untersuchungen in [51, 184, 189, 192, 193] zeigen, dass die atmosphärische Dämpfung und Dämpfungseffekte durch Regen keinen wesentlichen Einfluss in *Small Cell*-Szenarien bei 28 GHz haben. Die relative Dämpfung durch Sauerstoff (O_2), Wasserdampf (H_2O) und leichtem Regen mit 2 mm/h liegt unter 1 dB/km [51]. Nur bei selten auftretendem Starkregen mit 25 mm/h werden Dämpfungswerte von 1,4 dB bei einer Distanz von 200 m erreicht [184, 193].

Aufgrund der Vielzahl an umweltbedingten Dämpfungsfaktoren ist eine Modellierung des Ausbreitungsszenarios insbesondere mit steigender Trägerfrequenz äußerst anspruchsvoll und führt zu rechenintensiven Modellen. Daher werden in der Praxis für eine erste Abschätzung der durch den drahtlosen Übertragungskanal entstehenden Pfadverluste lineare Näherungen verwendet, deren Parameter aus umfassenden Kanal-messkampagnen ermittelt werden. Der Pfadverlust PL in dB bei einer Distanz zwischen Sender und Empfänger r ergibt sich nach [194] zu

$$\text{PL} = \text{FSPL}(r_0) + 10 \cdot \bar{n} \cdot \log_{10} \left\{ \frac{r}{r_0} \right\} + \mathcal{X}_{\sigma_c}, \quad \text{für } r \geq r_0, \quad (2.33)$$

wobei \bar{n} einen aus Messungen ermittelten mittleren Exponenten des Pfadverlustes (engl. *Path Loss Exponent* (PLE)) und \mathcal{X}_{σ_c} eine mittelwertfreie Gauß-verteilte Zufallsvariable mit Standardabweichung σ_c repräsentiert. Aus physikalischer Sicht beschreibt \mathcal{X}_{σ_c} die entstehende Dämpfung aufgrund von zeitlich auftretenden Abschattungen der Aus-

breitungspfade [52]. Die Formel beinhaltet dabei die Freiraumdämpfung (engl. *Free Space Path Loss* (FSPL))

$$\text{FSPL}(r_0) = 20 \cdot \log_{10} \left\{ \frac{4\pi r_0}{\lambda} \right\} \quad (2.34)$$

bei der Referenzdistanz r_0 , die abhängig von der Signalwellenlänge λ ist. Diese Referenzdistanz soll zur besseren Vergleichbarkeit im folgenden Verlauf auf $r_0 = 1$ m gesetzt werden. Aus der von Rappaport et al. in [52] durchgeführten Messkampagnen bei 28 GHz in Manhattan, New York, konnte für Distanzen von $61 \text{ m} \leq r \leq 187 \text{ m}$ für Szenarien mit direkter LOS-Verbindung ein PLE von $\bar{n}^{\text{LOS}} = 2,1$ und eine Standardabweichung $\sigma_c^{\text{LOS}} = 3,6$ dB sowie für Szenarien ohne direkte Sichtverbindungen (engl. *Non Line-of-Sight* (NLOS)) ein PLE von $\bar{n}^{\text{NLOS}} = 3,4$ und eine Standardabweichung $\sigma_c^{\text{NLOS}} = 9,7$ dB ermittelt werden. Die als Sender betriebene Basisstation befand sich dabei in dem urbanen Messszenario auf Höhen von 7 m und 17 m. Die Pfadverlustmodelle ergeben sich demnach laut [194] für LOS-Szenarien zu

$$\text{PL}^{\text{LOS}} = 61,4 \text{ dB} + 21 \log_{10} \{r\} + \mathcal{X}_{\sigma_c^{\text{LOS}}} \quad (2.35)$$

und für NLOS-Szenarien zu

$$\text{PL}^{\text{NLOS}} = 61,4 \text{ dB} + 34 \log_{10} \{r\} + \mathcal{X}_{\sigma_c^{\text{NLOS}}} . \quad (2.36)$$

Zur Einordnung der Ergebnisse können Messungen in urbanen Szenarien bei 1,9 GHz herangezogen werden, bei denen ein Exponent des Pfadverlusts von 2,6 ermittelt werden konnte [194, 195]. Der Pfadverlust erhöht sich also für 28 GHz NLOS-Szenarien um gerade einmal 8 dB pro Dekade der Distanz [194]. Dieser zusätzliche Verlust ist laut [52] vorwiegend auf die beschriebene stärkere diffuse Streuung des Signals zurückzuführen. Bei den Messungen in [52] konnten im Mittel über alle Szenarien 4,7 räumliche Ausbreitungspfade nachgewiesen werden. Dies lässt darauf schließen, dass der Einsatz von räumlichen Multiplexverfahren zwischen der Basisstation und jedem der Mobilfunkteilnehmer möglich ist. Es ist zu beachten dass diese Ergebnisse für urbane Szenarien gelten und somit nicht allgemeingültig sind. Wie beschrieben sorgen Objekte innerhalb der Ausbreitungspfade, wie bspw. Laubwerk, Fahrzeuge oder Personen, für deutlich größere Pfadverlust bei höheren Frequenzen. Diese Effekte

führen dazu, dass im Millimeterwellenfrequenzbereich von einem dünnbesetzten Übertragungskanal (engl. *sparse channel*), d.h. von nur einigen wenigen dominanten Ausbreitungspfaden, ausgegangen wird.

2.2.3 Dynamische Ausbreitungseffekte

Die in MIMO-Systemen zur Steigerung der Übertragungsrate und Senkung der Ausfallrate genutzte Mehrwegeausbreitung kann dazu führen, dass sich die über verschiedene räumliche Ausbreitungspfade am Empfänger ankommenden Signale destruktiv überlagern. Dies führt zu einem Schwund der Empfangsfeldstärke und somit möglicherweise zu einem Ausfall der Kommunikationsverbindung [196]. Die einzelnen Ausbreitungspfade sind dabei durch die auftretenden Ausbreitungsphänomene Reflexion, Beugung und Streuung charakterisiert und sorgen aufgrund der unterschiedlichen Pfadlängen dafür, dass sich die über die Mehrwegeausbreitung am Empfänger ankommenden Signale in Amplitude und Phase unterscheiden. Hinzu kommt, dass sich die Umwelt und somit der Mehrwegkanal in Mobilfunkszenarien dynamisch ändert. Ursache ist die Mobilität der Mobilfunkteilnehmer sowie die Bewegung von Objekten, wie Fahrzeuge oder Laubwerk, die sich innerhalb der Ausbreitungspfade befinden. Ein großflächiger Schwund (engl. *large-scale fading*) tritt aufgrund von langsamen Veränderung des Ausbreitungsszenarios auf, das heißt aufgrund von größeren Positionsänderungen eines Mobilfunkteilnehmers, die zu einer Verschlechterung der Übertragungsbedingungen führen [121]. Ebenso kann ein Schwund aufgrund kleiner Positionsänderungen des Mobilfunkteilnehmers entstehen (engl. *small-scale fading*). Dabei kommt es bereits bei geringen räumlichen Bewegungen des Mobilfunkteilnehmers von nur einer halben Wellenlänge zu einem Wechsel zwischen konstruktiver und destruktiver Interferenz der Mehrwegeanteile am Empfänger und somit zu starken Einbrüchen in der Empfangsfeldstärke. Im Zeitbereich kann zwischen langsamem Schwund (engl. *slow fading*) und schnellem Schwund (engl. *fast fading*) unterschieden werden. Für die Einteilung ist dabei die Kohärenzzeit des Kanals T_{coh} in Bezug auf die Symboldauer T_s entscheidend. Für einen langsamen Schwund muss $T_{\text{coh}} > T_s$ erfüllt sein, wohingegen für $T_{\text{coh}} < T_s$ von schnellem Schwund gesprochen wird. Zur Auslegung eines Kommunikationssystems ist also eine Kenntnis über die Kohärenzzeit des Kanals unerlässlich, da ein schneller Schwund zu Verzerrungen des

Sendesignals und damit zu Bitfehlern führt. Die Kohärenzzeit des Kanals lässt sich nach [119] über die Dopplerverbreiterung (engl. *doppler spread*) D_s mit $T_{\text{coh}} \approx 1/D_s$ abschätzen. Die Dopplerverbreiterung entspricht der maximalen Dopplerverschiebung $D_s = f_c |v_{\text{max}}|/c_0$, wobei f_c die Trägerfrequenz des Signals, c_0 die Lichtgeschwindigkeit und v_{max} die maximal auftretende Geschwindigkeitsdifferenz zwischen Sender und Empfänger beschreibt [129].

Im Zeitbereich kann der Übertragungskanal anhand des Verzögerungs-Leistungsdichtespektrums (engl. *Power Delay Profile* (PDP)) analysiert werden. Das PDP spiegelt die Empfangsleistung eines sich über einen Mehrwegekanal ausbreitenden Signals als Funktion über der Zeitverzögerung wider. Es ergibt sich aus dem Erwartungswert der Autokorrelation der zeitvarianten Kanalimpulsantwort im äquivalenten Basisband $\mathbf{K}(\tau, t)$ nach [197] zu

$$\mathbf{g}_K(\tau) = E\{\mathbf{K}^*(\tau, t)\mathbf{K}(\tau, t)\}. \quad (2.37)$$

Es sei angemerkt, dass hierbei eine schwache Stationarität des Übertragungskanals und unkorrelierte Streuer auf den einzelnen Ausbreitungswegen (engl. *Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering* (WSSUS)) angenommen werden [197, 198], wodurch der Erwartungswert unabhängig vom absoluten Messzeitpunkt wird [199]. Basierend auf dem PDP kann die mittlere relative Verzögerungszeit des Übertragungskanals (engl. *mean access time*)

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^\infty \tau \mathbf{g}_K(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \mathbf{g}_K(\tau) d\tau} \quad (2.38)$$

und die sogenannte Kanalverzögerungsspreizung (engl. *Delay Spread*)

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \bar{\tau})^2 \mathbf{g}_K(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \mathbf{g}_K(\tau) d\tau}} \quad (2.39)$$

bestimmt werden [197, 199]. Der *Delay Spread* kann dabei zur Abschätzung der Kohärenzbandbreite $B_{\text{coh}} = 1/\sigma_\tau$ dienen [199]. In [200] wird als eine konservativere Abschätzung die Kohärenzbandbreite zu $B_{\text{coh}} = 1/(5\sigma_\tau)$ angegeben. Für die Messkampagnen in [52] wurde bei 28 GHz in Manhattan und Brooklyn ein *Delay Spread* von 17,4 ns bzw.

15,6 ns gemessen. Die maximale Verzögerungszeit (engl. *maximum excess delay*), bei der das verzögerte Signal um nicht mehr als 10 dB bezogen auf das Maximum gedämpft wurde, ergab sich für LOS-Szenarien im Mittel zu 76,1 ns und für NLOS-Szenarien im Mittel zu 53,7 ns.

2.2.4 MIMO-Kanalmodellierung

Für das Design, die numerische Analyse und Planung von Mobilfunkkommunikationssystemen werden Modelle des drahtlosen Übertragungskanals benötigt [141]. Diese Modelle beschreiben die Statistik der Kanalimpulsantwort in vereinfachter, numerisch verarbeitbarer Form. Die Kanalmodelle lassen sich grundsätzlich in analytische Kanalmodelle und physikalische Kanalmodelle unterteilen [141, 201].

Die analytischen Modelle charakterisieren dabei die Kanalimpulsantwort zwischen den Sende- und Empfangsantennen basierend auf den statistischen Eigenschaften des Kanals. Zu den analytischen Kanalmodellen gehören unter anderem korrelationsbasierte stochastische Modelle (engl. *Correlation-based Stochastic Model* (CBSM)) wie bspw. das Kronecker-Kanalmodell [123] und das Weichselberger-Kanalmodell [202, 203]. Dieser Typ von Kanalmodell ermöglicht beispielsweise einen schnellen Vergleich von Algorithmen, besitzt aber keine geometrische Interpretation oder tiefere Einblicke in das Ausbreitungsszenario. Zu den physikalischen Kanalmodellen zählen deterministische Modelle, geometriebasierte stochastische Modelle (engl. *Geometry-based Stochastic Model* (GBSM)) und nicht-geometriebasierte stochastische Modelle (engl. *Non-geometrical Stochastic Model* (NGBSM)) [201]. Die deterministischen Kanalmodelle basieren auf einer Modellbeschreibung der Ausbreitungs-umgebung und Berechnung der Wellenausbreitung basierend auf einem strahlenoptischen (geometrisch-optischen) Ansatz [142]. Diese Modelle bedürfen also zunächst einer präzisen dreidimensionalen Modellierung des Kommunikationsszenarios. Ausgehend davon werden für die gegebenen räumlichen Positionen des Senders und Empfängers die durch Reflexion, Beugung und Streuung entstehenden dominanten Ausbreitungspfade der elektromagnetischen Wellen bestimmt. Deterministische Kanalmodelle sind insbesondere für die Planung und Auslegung von Mobilfunknetzwerken von Interesse, da beispielsweise eine Prädiktion der erreichbaren Feldstärke an beliebigen Raumpositionen für eine gegebene Senderposition möglich ist [204]. Weitere Vorteile sind die breitbandige

Charakterisierung des Übertragungskanals sowie das Einbeziehen polarimetrischer Aspekte [204]. Nichtsdestotrotz bedürfen diese Modelle einer aufwendigen dreidimensionalen Modellierung, die mit steigenden Trägerfrequenzen ebenfalls eine Steigerung des Detailgrades der Modelle verlangt. Die wachsende Komplexität geht dabei mit einer Erhöhung des Berechnungsaufwandes einher. Darüber hinaus beruht die Genauigkeit auf den vorhandenen geographischen Datenbanken und den entsprechenden Materialeigenschaften, wie beispielsweise deren Permittivitäten [205]. Im Gegensatz dazu basieren GBSMs und NBSMs auf einer statistischen Beschreibung der physikalischen Ausbreitungseffekte ohne ein zugrundeliegendes dreidimensionales Modell, d.h. es findet keine standortspezifische Modellierung statt [206]. Diese Modelle dienen somit nicht zur Optimierung der Kommunikationsverbindung in einem bestimmten Szenario, sondern können zur allgemeinen Optimierung auf der Systemebene genutzt werden [205]. Für GBSMs werden parametrisierte Streuzentren abhängig von statistischen Verteilungen festgelegt und ihr Beitrag zum Empfangssignal über vereinfachte Strahlverfolgungsmethoden bestimmt [207]. Für die fünfte Mobilfunkgeneration hat das 3GPP in [208] ein 3D-GBSM gültig für Trägerfrequenzen im Bereich 0,5 GHz - 100 GHz definiert. Das neue Modell steht dabei im Einklang mit früheren Kanalmodellen unterhalb von 6 GHz, wie beispielsweise dem *3D SCM model* (3GPP TR 36.873) [209] oder dem *IMT-Advanced* (ITU-R M.2135) [208, 210]. Als Anwendungsszenarien wurden dabei ländliche und urbane Makrozellen, Mikrozellen mit Straßenschluchten und *Indoor*-Gebäudekomplexe vorgesehen. Basierend auf der Fernfeldannahme und der Annahme eines stationären Kanals über der Fläche des Antennenarrays können auch Abschätzungen für *massive* MIMO-Systeme getroffen werden. Die Modelle sind für Signalbandbreiten unter 2 GHz gültig [208]. Das 3D-Kanalmodell beschreibt die Erstellung von Kanalimpulsantworten in elf Schritten unter Verwendung von über 200 Parametern [211]. Die Parametrisierung des Modells ist daher mit einem großen Aufwand verbunden. Als eine Plattform zur Simulation des 5G-Kanals kann der *Quasi Deterministic Radio Channel Generator* (QuaDRiGa) des Fraunhofer Heinrich Hertz Instituts verwendet werden [212]. Das Kanalmodell ist eine Erweiterung des *Wireless World Initiative for New Radio* (WINNER) Kanalmodells [213]. Es bildet ebenso wie das 3GPP-Modell den 3D-Ausbreitungsprozess nach.

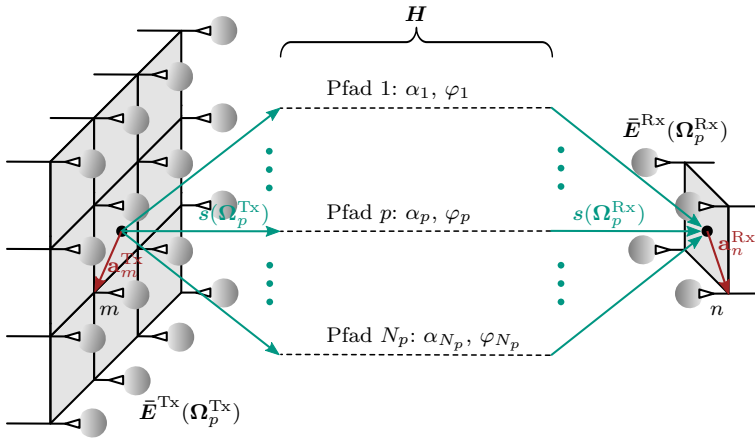


Abbildung 2.4: Darstellung des pfadbasierten MIMO-Kanalmodells [129, 224].

Für NBSMs werden physikalische Parameter, wie zum Beispiel die Einfallswinkel- und Austrittswinkel am Sender bzw. Empfänger, basierend auf Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen festgelegt. Zu den NBSMs gehören bspw. das Saleh-Valenzuela-Modell [162, 214, 215] und das Modell nach Zwirk et al. [216]. Der Vorteil der NBSMs liegt in der ressourceneffizienten Generierung der MIMO-Kanalmatrix basierend auf den allgemeinen statistischen Eigenschaften des Übertragungskanals, d.h. ohne eine standortspezifisch limitierte Betrachtung. Gleichzeitig können die Einflüsse wichtiger MIMO-Systemparameter wie die Antennenarraygröße sowie die Anzahl und Verteilung der Einfallswinkel untersucht werden. NBSMs bieten sich somit aufgrund der geringen Komplexität bei gleichzeitig akzeptabler Genauigkeit an, um Untersuchungen auf der Systemebene durchzuführen [217]. Insbesondere erweiterte Formen des Saleh-Valenzuela-Modells erfreuen sich großer Beliebtheit für die Untersuchung von MIMO-Architekturen und Algorithmen [218–223]. Aufgrund dessen wird im Folgenden das in [129, 224] vorgestellte pfadbasierte MIMO-Kanalmodell verwendet, welches als eine erweiterte Form des Saleh-Valenzuela Modells angesehen werden kann.

Das in [129, 224] präsentierte pfadbasierte MIMO-Kanalmodell (engl. *Path-based MIMO Channel Modell* (PBCM)) beschreibt den Übertragungskanal mittels N_p räumlicher Ausbreitungspfade zwischen einem Antennenarray am Sender und einem am Empfänger. Eine schematische Darstellung des Modells und dessen Parametern ist in Abbildung 2.4 gegeben. Jeder Ausbreitungspfad kann über einen Amplitudendämpfungsfaktor α_p sowie einen zufälligen Phasenversatz φ_p für alle $p \in \{1, 2, \dots, N_p\}$ beschrieben werden. Zudem wird jedem Ausbreitungspfad eine Einfallrichtung am Empfänger $\Omega_p^{Rx} = (\theta_p^{Rx}, \psi_p^{Rx})$ und eine Austrittsrichtung am Sender $\Omega_p^{Tx} = (\theta_p^{Tx}, \psi_p^{Tx})$ in Elevation und Azimut zugeordnet. Die Einfalls- und Austrittswinkel sind dabei unkorreliert, das heißt sie werden unabhängig voneinander ausgewählt ohne ein zugrundeliegendes geometrisches Kanalmodell. Die Einfalls- und Austrittswinkel lassen sich als kartesische Richtungsvektoren $\mathbf{s}(\Omega_p^{Rx})$ bzw. $\mathbf{s}(\Omega_p^{Tx})$ schreiben, wobei

$$\mathbf{s}(\Omega) = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \psi \\ \sin \theta \sin \psi \\ \cos \theta \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

gilt. Die Parameter eines jeden Ausbreitungspfads können entweder stochastisch anhand von Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der Parameter oder basierend auf messtechnisch ermittelten Daten gewählt werden [129]. Die Antennenarrays am Sender und Empfänger sind über die kartesischen Positionsmatrizen $\mathbf{A}^{Tx} \in \mathbb{R}^{M_{\text{ant}} \times 3}$ bzw. $\mathbf{A}^{Rx} \in \mathbb{R}^{N_{\text{ant}} \times 3}$ definiert. Zudem werden die Richtcharakteristiken der Antennenelemente am Sender

$$\bar{\mathbf{E}}^{Tx}(\Omega_p^{Tx}) = \text{diag}\{\mathbf{E}_1^{Tx}(\Omega_p^{Tx}), \dots, \mathbf{E}_{M_{\text{ant}}}^{Tx}(\Omega_p^{Tx})\} \quad (2.41)$$

und Empfänger

$$\bar{\mathbf{E}}^{Rx}(\Omega_p^{Rx}) = \text{diag}\{\mathbf{E}_1^{Rx}(\Omega_p^{Rx}), \dots, \mathbf{E}_{N_{\text{ant}}}^{Rx}(\Omega_p^{Rx})\} \quad (2.42)$$

in Form von Diagonalmatrizen in die Modellierung des Kanals einbezogen. Mit den definierten Parametern ergibt sich die MIMO-Kanalmatrix für das pfadbasierte Kanalmodell zu [129, 224]

$$\mathbf{H} = \sum_{p=1}^{N_p} \left[\bar{\mathbf{E}}^{\text{Rx}}(\boldsymbol{\Omega}_p^{\text{Rx}}) \cdot e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A}^{\text{Rx}} \cdot \mathbf{s}(\boldsymbol{\Omega}_p^{\text{Rx}})} \cdot \alpha_p \cdot e^{j \cdot \varphi_p} \cdot \left(e^{j \cdot \beta \cdot \mathbf{A}^{\text{Tx}} \cdot \mathbf{s}(\boldsymbol{\Omega}_p^{\text{Tx}})} \right)^T \cdot \bar{\mathbf{E}}^{\text{Tx}}(\boldsymbol{\Omega}_p^{\text{Tx}}) \right]. \quad (2.43)$$

Die beiden Exponentialterme berechnen den Exponentialwert aller Elemente des Vektors im Exponenten. Diese Vektoren stehen in Abhängigkeit von der Positionsmatrix der Antennenelemente am Sender bzw. Empfänger und dem Richtungsvektor des p -ten Einfalls- bzw. Austrittswinkels [129].

2.3 Zusammenfassung zu Kapitel 2

Das Kapitel lässt sich in der Aussage zusammenfassen, dass Mehrantennensysteme einen zentralen Baustein zur Steigerung der Datenraten in zukünftigen Mobilfunknetzwerken darstellen. Dabei wird eine Steigerung der maximal erreichbaren Übertragungsrate durch eine Erhöhung der Komplexität der Hardware und Signalverarbeitung erkaufte. Insbesondere die Ausnutzung der Mehrwegeausbreitung bei der Signalübertragung ermöglicht durch räumliche Multiplexverfahren eine Steigerung der spektralen Effizienz. Wie in diesem Kapitel präsentiert können MIMO-Systeme mit OFDM kombiniert werden, um die großen verfügbaren Bandbreiten im Zentimeter- und Millimeterwellenfrequenzbereich effektiv zu nutzen. Deshalb ist das MIMO-OFDM-Konzept auch für die erste Phase der 5G-Netzwerke vorgesehen. Ein weiterer wesentlicher Punkt sind die ausführlich zusammengestellten Eigenschaften des Frequenzbandes um 28 GHz. Hierfür wurden die Ergebnisse aktueller Messkampagnen aus der Fachliteratur zusammengefasst. Für steigende Trägerfrequenzen und damit kleinere Wellenlängen führen bereits geringe Strukturgrößen reflektierender Objekte zu diffusen Streuungen und damit zu einer reduzierten Empfangsleistung. Ebenso zeigen die Ergebnisse, dass Dämpfungseinflüsse verursacht durch Laubwerk, Gebäudewände oder auch Personen deutlich stärker ausgeprägt sind, als dies

im Frequenzbereich unterhalb von 6 GHz der Fall ist. Diese Erkenntnisse sind insbesondere wichtig für die im weiteren Verlauf der Arbeit durchgeführten messtechnischen Untersuchungen. Für die Modellierung des MIMO-Übertragungskanals existieren analytische und physikalische Kanalmodelle. Aufgrund der geringen Komplexität und einfachen Parametrisierung bieten sich NBSMs wie bspw. das in diesem Kapitel präzentierte pfadbasierte MIMO-Kanalmodell für Untersuchungen auf der Systemebene an. Weiterführend wird in dieser Arbeit daher das pfadbasierte MIMO-Kanalmodell zur Untersuchung von Beamformingalgorithmen in Abschnitt 4.4.1 und Kanalschätzungsverfahren in Abschnitt 5.4.2 eingesetzt.

3 MIMO-Kanalmesssystem bei 28 GHz

Die Untersuchung hybrider Beamformingarchitekturen und -algorithmen findet, wie in Abschnitt 2.2.4 vorgestellt, meist anhand abstrakter Kanalmodelle in numerischen Simulationen statt [225]. Die Parameter dieser abstrakten Kanalmodelle können über Messungen des drahtlosen Übertragungskanals ermittelt werden. Aufgrund des komplexen physikalischen Ausbreitungsprozesses der elektromagnetischen Wellen, kann ein Kanalmodell jedoch niemals den realen Übertragungskanal exakt nachbilden [144]. Eine Lösung dieses Problems stellt die Untersuchung anhand gemessener Momentaufnahmen des Übertragungskanals dar. Um eine solche messdatenbasierte Analyse zu ermöglichen wird im Folgenden ein MIMO-Kanalmesssystem um die Zielfrequenz bei 28 GHz vorgestellt. Das Ziel des hier entwickelten Kanalmesssystems ist eine periodische Schätzung der komplexen MIMO-Kanalmatrix. Zudem können anhand der Messungen Informationen über den Übertragungskanal gewonnen werden, die zur Verbesserung der Kanalmodellierung genutzt werden können und als Grundlage für die Auslegung neuer Mobilfunkkommunikationssysteme dienen. Die Schätzung der komplexen MIMO-Übertragungsmatrix ermöglicht im weiteren Verlauf der Arbeit die Untersuchung und den Vergleich der präsentierten hybriden Beamformingarchitekturen und Kanalschätzungsverfahren. Die architektonischen Einschränkungen der hybriden Beamformingsysteme können in der digitalen Nachverarbeitung der Messdaten virtuell hinzugefügt werden. Dies erlaubt einen fairen Vergleich verschiedener Architekturen und Algorithmen anhand realer Messdaten. Ebenso steht bei der Schätzung der komplexen MIMO-Übertragungsmatrix die maximal erreichbare Übertragungsrate eines volldigitalen MIMO-Systems als obere Schranke der Leistungsfähigkeit inhärent zur Verfügung, anhand derer die neuen Architekturen und Algorithmen bewertet werden können. Zunächst soll in Abschnitt 3.1 ein kurzer Überblick über aktuelle Kanalvermessungssysteme gegeben werden. Aufgrund der Vielzahl an Ver-

öffentlichungen beschränkt sich die Betrachtung dabei auf den Frequenzbereich um 28 GHz. Anschließend wird das entwickelte MIMO-Kanalmesssystem sowie das Messprinzip in Abschnitt 3.2 im Detail vorgestellt. Das Messprinzip beinhaltet dabei zum einen den Ansatz zur Schätzung der MIMO-Kanalmatrix und zum anderen die Realisierung einer Kalibrierungsschnittstelle am Empfänger. Das entwickelte MIMO-Kanalmesssystem wird daraufhin in Messungen in einer reflexionsarmen Kammer getestet. Mit dem aufgebauten Kanalmesssystem wurden im Zuge der Arbeit Messungen in typischen *Small Cell*-Mobilfunkszenarien durchgeführt. Die ausgewählten Szenarien, Messparameter sowie Ergebnisse der Kanalmessungen werden in Abschnitt 3.3 behandelt. Die Beschreibung des Kanalmesssystems und der Ergebnisse der Kanalanalyse orientieren sich an den in [ETK⁺20] ©2020 IEEE veröffentlichten Inhalten. Zusätzliche Informationen zu einzelnen diskutierten Inhalten des Kapitels finden sich in Anhang A.

3.1 Realisierungen von Kanalmesssystemen

Die Realisierung von Kanalmesssystemen unterscheidet sich meist abhängig von ihrem Einsatzgebiet in Systeme zur Vermessung des Übertragungskanal innerhalb von Gebäuden (engl. *indoor*) und zur Vermessung außerhalb von Gebäuden (engl. *outdoor*). Die in dieser Arbeit relevanten *Outdoor*-Kanalmesssysteme basieren häufig auf mechanisch drehbaren Hornantennen, die für jede Hauptstrahlrichtung der Sende- und Empfangsantenne eine Messung der Kanalimpulsantwort durchführen [148]. Beispiele hierfür sind das Kanalmesssystem basierend auf einem gleitenden Korrelatorempfänger (engl. *sliding correlator*) der New York University [52, 146, 226, 227] und das von Samsung Electronics entwickelte Kanalmesssystem [148, 186]. Die wesentlichen Nachteile mechanisch drehbarer Hornantennen sind die entstehenden langen Messzeiten von mehreren Minuten bis Stunden und die Limitierung der Winkelauflösung durch die Halbwertsbreite (engl. *Half-Power Beamwidth* (HPBW)) der Antennen [143]. Daher beschäftigt sich die aktuelle Forschung mit der Reduzierung der Messzeiten. Molisch et al. präsentieren in [145, 228] ein MIMO-Kanalmesssystem basierend auf einer *Phased-Array*-Struktur. Die Abtastung aller Raumrichtungen erfolgt dabei anstatt einer mechanischen Rotation der Antenne über ei-

ne elektronische Ausrichtung der Arraycharakteristik. Die elektronische Ausrichtung ermöglicht durch die schnellen Umschaltzeiten der Phasenzustände eine Reduktion der Messzeit für alle Raumrichtungen auf wenige Millisekunden. Allerdings ist der ausgeleuchtete Winkelbereich des Systems in dieser Realisierung auf 90° -Sektoren beschränkt. Die Abdeckung zusätzlicher Winkelbereiche müsste durch mehrere Messungen bei Drehung des Systems in verschiedene Raumrichtungen erfolgen oder durch die Verwendung mehrerer paralleler Systeme erreicht werden. Ein anderer Vermessungsansatz ist das von Tufvesson et al. in [143] vorgestellte dual-polarisierte MIMO-Kanalmesssystem, bestehend aus einem planaren Antennenarray mit 128 Antennenelementen am Sender und einer zylindrischen Arraystruktur mit 256 Antennenelementen am Empfänger. Das Kanalmesssystem ermöglicht eine Vermessung des MIMO-Übertragungskanals in nur 380 ms. Eine Übersicht über weitere bei 28 GHz arbeitende Kanalmesssysteme ist in [143] gegeben.

3.2 MIMO-Kanalmesssystem

Im Gegensatz zu den zuvor präsentierten Systemen ist die Ermittlung der komplexen MIMO-Kanalmatrix in sehr kurzer Zeit Ziel des in dieser Arbeit entwickelten Kanalmesssystems. Dies erlaubt die Annahme eines näherungsweise konstanten Übertragungskanals während der einzelnen gemessenen Momentaufnahmen der MIMO-Kanalmatrix. Die gemessenen MIMO-Kanalmatrizen können nach einer Messkampagne innerhalb numerischer Simulationen eingelesen und zur Untersuchung verschiedener hybrider Beamformingarchitekturen und Kanalschätzungsverfahren verwendet werden. Zur direkten Schätzung der vollständigen Kanalmatrix besitzt das entwickelte MIMO-Kanalmesssystem eine voll-digitale Architektur. Hierbei ist also jede Sendeantenne mit einem eigenen DAC und jede Empfangsantenne mit einem eigenen ADC verbunden. Damit lassen sich die parallelen Sende- und Empfangskanäle auf der Signalebene trennen, was eine direkte Bestimmung der MIMO-Kanalmatrix ermöglicht. Der modulare Aufbau des Systems und die heterodyne Systemarchitektur ermöglichen eine flexible MIMO-Konfiguration. In diesem Abschnitt werden das entwickelte System und die verwendete Technik zur Schätzung der Kanalmatrix im Detail vorgestellt. Die Beschreibung des Kanalmesssystems beschränkt sich hierbei auf das in den später prä-

sentierten Kanalmessungen eingesetzte MIMO-System, bestehend aus 4 Sende- und 16 Empfangsantennen.

3.2.1 Systemaufbau

Das entwickelte Kanalmesssystem emuliert eine Kommunikationsverbindung zwischen einem mobilen Sendesystem mit 4 Antennen und einer Mobilfunkbasisstation mit 16 Empfangsantennen. Das Blockdiagramm des heterodynen Systemaufbaus ist in Abbildung 3.1 gezeigt.

Mobiles Sendesystem

Das Sendesystem besteht aus zwei parallelisierten *Software Defined Radios* (SDRs), einem HF-*Frontend* und einem Antennensystem. Diese drei Einheiten sind über geeignete möglichst phasengleiche HF-Kabel miteinander verbunden. Die SDRs übernehmen am Sender die Aufgaben der Digital-zu-Analog Wandlung sowie die Umsetzung auf die ausgewählte Zwischenfrequenz (engl. *Intermediate Frequency* (IF)) im Bereich von $f_{IF} = 400 \text{ MHz} - 3,5 \text{ GHz}$. Ebenso findet eine Filterung und Verstärkung der Signale bei der ausgewählten Zwischenfrequenz statt. Bei den SDRs wird auf die kommerziell verfügbare Lösung der Firma Ettus Research LLC vom Typ *Universal Software Radio Peripheral* (USRP) *X310* mit jeweils zwei enthaltenen *SBX-120-Daughterboards* zurückgegriffen. Diese besitzen jeweils zwei parallele Kanäle mit einer einstellbaren Verstärkung, Mischfrequenz und Abtastrate. Die Einstellung erfolgt über eine Gigabit-Ethernet-Schnittstelle zu einem Computer (PC), die ebenfalls die für die Kanalvermessung verwendeten und zuvor computergenerierte Trainingssignale an die SDRs übermittelt. An den Signalausgängen der SDRs werden zusätzlich Tiefpassfilter (TP) vom Typ *VLF-6700+* der Firma Mini-Circuits mit einer Grenzfrequenz von 6,7 GHz angebracht, um die SDRs vor den Residuen des LO-Signals zu schützen. Für die Frequenzumsetzung von der IF auf die gewünschte Trägerfrequenz im Bereich $f_c = 26,5 \text{ GHz} - 29,5 \text{ GHz}$ wurde ein HF-*Frontend* entwickelt. Dieses besitzt vier symmetrische Kanäle, das neben der Frequenzumsetzung auch eine Bandpassfilterung und Verstärkung des Hochfrequenzsignals realisiert. Die gemessene Ausgangsleistung eines jeden Sendekanals liegt bei 10 dBm. Für das HF-*Frontend* wurden kommerzielle monolithisch integrierte Mikrowellenschaltungen

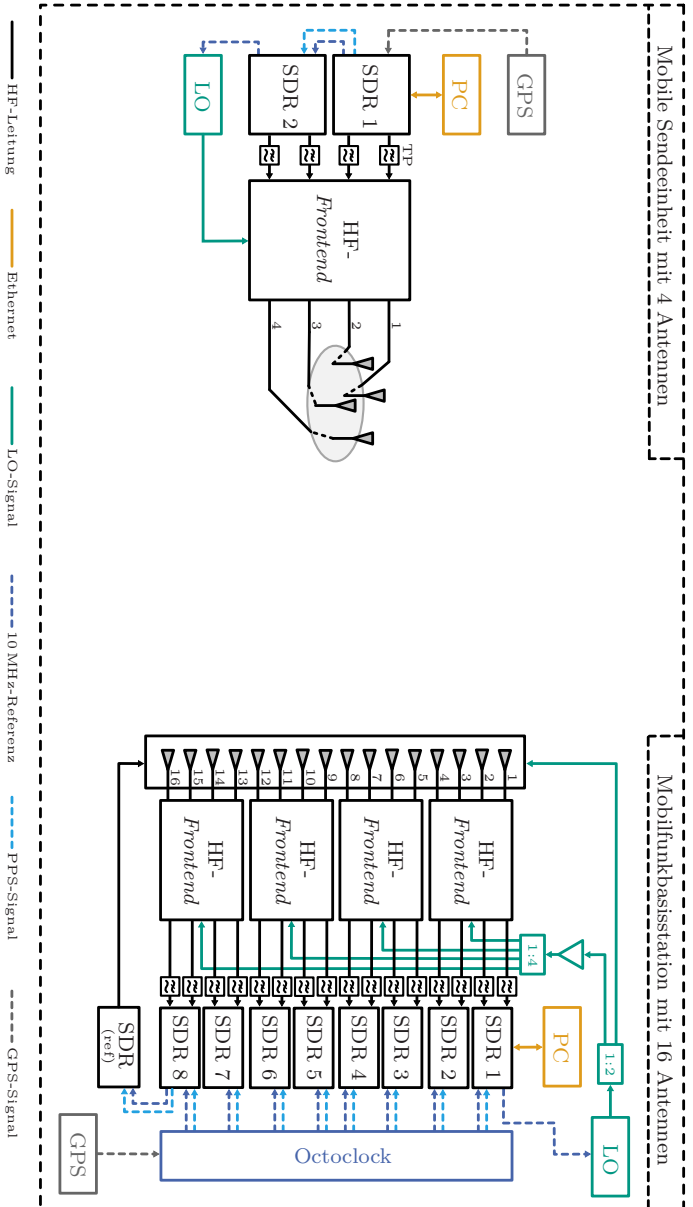


Abbildung 3.1: Blockdiagramm des MIMO-Kanalmesssystems bestehend aus 4 Sendern und 16 Empfängern nach [ETK+20] ©2020 IEEE.

(engl. *Monolithic Microwave Integrated Circuit* (MMICs)) verwendet, welche auf einer eigens entwickelten Leiterplatte (engl. *Printed Circuit Board* (PCB)) integriert wurden. Der zur Frequenzumsetzung eingesetzte subharmonische Mischer erlaubt eine Zuführung des Lokaloszillator (LO)-Signals bei der Hälfte der Mischfrequenz. Damit folgt für die Trägerfrequenz bei Verwendung des oberen Seitenbandes $f_c = 2f_{LO} + f_{IF}$. Ebenso fand eine Integration der PCBs in eigens entworfene metallische Gehäuse statt. Diese dienen der besseren Wärmeabfuhr und als Schutz vor elektromagnetischer Ein- bzw. Abstrahlung. Eine detailliertere Beschreibung des HF-*Frontend*-Designs und der Gehäuseintegration findet sich in Anhang A.1. Der modulare Systemaufbau erlaubt die flexible Erweiterung des Systems wie auch einen einfachen Austausch der einzelnen Baugruppen. So ermöglicht beispielsweise der Austausch des Antennensystems den messtechnischen Vergleich verschiedener Antennenkonzepte. Des Weiteren lassen sich die entwickelten HF-*Frontends* mittels gängiger Hochfrequenzmesstechnik im Labor charakterisieren, ohne aufwändige Freiraummessungen durchführen zu müssen. Dies beschleunigt den Entwicklungs- und Fehlersuchprozess.

Der Senderaufbau soll in den folgenden *Outdoor*-Messungen einen Mobilfunknutzer emulieren. Dafür wurden vier Monopolantennen an den Ecken eines Quadrats angeordnet. Die Anordnung der Monopole wurde zum Erreichen einer möglichst omnidirektionalen Richtcharakteristik im Azimut optimiert. Der Abstand der benachbarten Monopolantennen ergibt sich zu $0,55 \cdot \lambda$ mit $\lambda = 10,7 \text{ mm}$, wobei λ der Wellenlänge eines Signals bei 28 GHz entspricht. Die Monopolantennen besitzen eine Höhe von $\lambda/4$, um eine breite Abstrahlcharakteristik in Elevation zu ermöglichen. Durch die Limitierung der Trägermassefläche der Monopolantennen wird die Hauptstrahlrichtung in Elevation bezogen auf die Azimut-Ebene um einen Winkel von $20,5^\circ$ aufwärts geneigt. Dies verbessert die Empfangsleistung, da die Basisstation in Mobilfunkszenarien aufgrund der verbesserten Abdeckung in erhöhter Position installiert wird. Die gemessene HPBW in Elevation liegt bei 26° . Die Messung des maximalen Antennengewinns ergibt einen Wert von 1,5 dBi. Dieser Wert enthält die Verluste durch die Zuführungsleitung auf dem PCB zur Speisung der Monopolantennen sowie der verwendeten Stecker und deren Übergänge.

Um einen Frequenzversatz zwischen dem Sender und Empfänger zu vermeiden, wird ein GPS-disziplinierter temperaturgesteuerter Quarzoszil-

lator (engl. *GPS-disciplined, Oven Controlled Crystal Oscillator* (GPS-DO)) vom Type *LC_XO OCXO* der Firma Jackson Labs Technologies Inc. auf beiden Seiten eingesetzt. Die GPSDOs liefern eine hochpräzise 10 MHz-Referenz und ein PPS-Signal, um eine synchrone Abtastung zwischen den SDRs zu gewährleisten. Die Abkürzung PPS steht dabei für Puls pro Sekunde. Am Sender ist der GPSDO innerhalb eines SDRs integriert und erhält das *Global Positioning System* (GPS)-Signal über eine angeschlossene Antenne. Die 10 MHz-Referenz sowie das PPS-Signal werden anschließend via *Daisy-Chaining* an das zweite SDR weitergeleitet. Ebenso erhält der Signalgenerator zur Erzeugung des für das HF-*Frontend* notwendige LO-Signals die 10 MHz-Referenz.

Empfangssystem - Mobilfunkbasisstation

Das Empfangssystem emuliert eine Mobilfunkbasisstation und besteht wie auch das Sendesystem aus drei Grundeinheiten: Einem Antennensystem, vier parallelen HF-*Frontends* zur rauscharmen Verstärkung und dem Heruntermischen des Empfangssignals auf die Zwischenfrequenz sowie insgesamt acht SDRs zur Zwischenfrequenz- und Basisbandsignalverarbeitung.

Für den Empfänger wurde ein lineares Antennensystem bestehend aus 16 Antennenelementen entwickelt. Der Elementabstand von 5,35 mm entspricht einer Länge von $\lambda/2$ bei 28 GHz. Als Antennenelemente werden Patchantennen (engl. *microstrip patch antennas*) verwendet, wobei zur Erhöhung des Antennengewinns in Elevation zwei seriell gespeiste Patchantennen vertikal verbunden werden. Dies führt zu einer Reduktion der HPBW der Antennencharakteristik in Elevation auf $40,8^\circ$. In Azimut liegt die gemessene HPBW bei 86° . Der gemessene Antennengewinn eines Elements einschließlich der Zuleitungs- und Steckerverluste ergibt sich zu 4,1 dBi. Fotos des Empfangssystems mit dem Antennensystem sind in Abbildung 3.2 gezeigt. Der Neigungswinkel des Antennensystems in Elevation kann mechanisch über zwei Schrauben eingestellt werden. Die Speisung findet abwechselnd von der Ober- und der Unterseite der Antennenplatinen statt, um einen kompakten Aufbau zu realisieren sowie ein leichtes Kippen des Antennenhauptstrahls in Richtung der Speiseleitung auszugleichen. Für die eigens entwickelten HF-*Frontends* wurde auch hier auf kommerziell verfügbare MMICs zurückgegriffen, welche zunächst auf einer Leiterplatte und anschließend

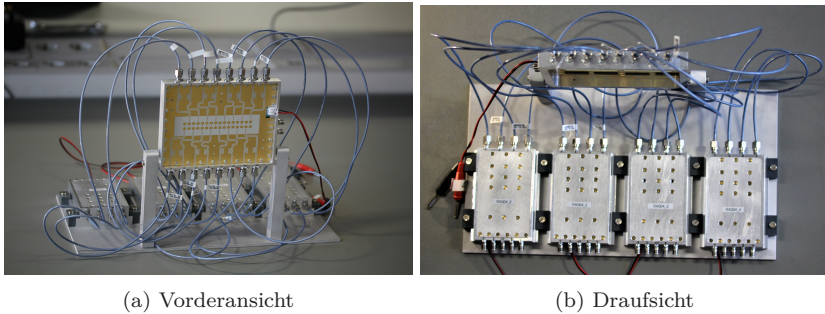


Abbildung 3.2: Fotos des volldigitalen Empfängeraufbaus.

gemeinsam damit in ein metallisches Gehäuse integriert wurden. Die vier symmetrischen Empfangszweige der entwickelten HF-*Frontends* bestehen aus jeweils einem rauscharmen Verstärker (engl. *Low Noise Amplifier* (LNA)) am Eingang, einem Bandpassfilter, einem zweiten LNA sowie einem zum Sender identischen sub-harmonischen Mischer. Das LO-Signal wird von einem Signalgenerator erzeugt und durch einen externen 1:4-Leistungsteiler auf die vier HF-*Frontends* verteilt. Nach dem Heruntermischen des Empfangssignals auf die Zwischenfrequenz findet die weitere Signalverarbeitung sowie die Analog-zu-Digitalwandlung mittels acht SDRs statt. Vor den Eingängen der SDRs werden, wie auch am Sender, Tiefpassfilter vom Typ *VL6700+* der Firma Mini-Circuits verwendet. Die Rauschzahl (engl. *Noise Figure* (NF)) des Empfängersystems kann anhand der Informationen aus den Datenblättern der MMICs zu $NF \approx 2,1$ dB abgeschätzt werden. Die von den SDRs empfangenen Daten werden direkt über eine Gigabit-Ethernet-Verbindung an einen Computer am Empfänger übertragen. Dort findet eine Echtzeitauswertung des Konstellationsdiagramms, des Empfangsspektrums und des Modulationsfehlerverhältnisses (engl. *Modulation Error Ratio* (MER)) einzelner Kanäle statt. Gleichzeitig werden alle Empfangsdaten aufgezeichnet, um diese *offline* zu einem späteren Zeitpunkt weiter zu untersuchen. Das MER entspricht näherungsweise dem SNR, falls Rauschen der einzige dominante Störfaktor bei der Datenübertragung ist. Es berechnet sich wie in Anhang A.4 beschrieben aus der Differenz zwi-

schen den Empfangssymbolen zu den tatsächlich gesendeten Symbolen im komplexen Basisband.

Am Empfänger wird identisch zum Sender ein GPSDO vom Typ *LC_XO OCXO* eingesetzt. Das GPSDO-Modul ist innerhalb eines Referenzverteilungsmoduls vom Typ *OctoClock CDA-2990* der Firma Ettus Research integriert und erhält über eine angeschlossene Antenne das GPS-Signal. Das Referenzverteilungsmodul besitzt acht PPS-Signalausgänge und acht 10 MHz-Referenzausgänge, die mit den acht SDRs der Empfänger verbunden sind. Ein zusätzliches für die Kalibration benötigtes SDR erhält das PPS-Signal und die 10 MHz-Referenz via *Daisy-Chaining* von einem der versorgten SDRs. Ebenso wird die 10 MHz-Referenz an den Signalgenerator weitergeleitet. Ein Überblick über die Signalaufteilung findet sich im Blockdiagramm in Abbildung 3.1.

3.2.2 Kanalschätzungsprinzip

Zur Kanalschätzung werden, wie in den meisten praktischen Kommunikationsprotokollen, dem Empfänger bekannte Trainingsdaten ausgesendet [196, 229, 230]. Aus den in Abschnitt 2.1.3 erläuterten Gründen wird OFDM als Wellenform verwendet. Dies ermöglicht die Trennung der verschiedenen Sendeantennen mittels exklusiver OFDM-Unterträger und ermöglicht die Schätzung der komplexen MIMO-Kanalmatrix bei mehreren Messpunkten im Frequenzbereich [231]. Durch die Trennung der an den Sendeantennen abgestrahlten Signale im Frequenzbereich können diese an den Empfängern voneinander unterschieden werden. Dadurch wird eine Schätzung der Kanalantwort zwischen jeder Sende- und Empfangsantenne ermöglicht. Infolgedessen lässt sich die komplexe MIMO-Kanalmatrix für jedes gesendete OFDM-Symbol bestimmen. Im Folgenden wird die Signalbandbreite kleiner als die Kohärenzbandbreite gewählt. Damit gilt der Übertragungskanal als frequenzflach [121].

Sei $\mathcal{C} \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$ eine Indexmenge zur Adressierung der N_c OFDM-Unterträger, so lässt sich diese in zwei disjunkte Untermengen \mathcal{C}_d und \mathcal{C}_0 unterteilen, wobei

$$\mathcal{C}_d + \mathcal{C}_0 = \mathcal{C} \quad (3.44)$$

gilt. Die Untermenge \mathcal{C}_d beinhaltet dabei die Indizes für die komplex modulierten Trainingssymbole zur Kanalschätzung. Die Untermenge \mathcal{C}_0

beinhaltet die Indizes aller unbelegten Unterträger. Diese Unterträger werden zum einen als Schutzträger zur Begrenzung des Signalspektrums eingesetzt und zum anderen um den Bereich um die Nullfrequenz (engl. *Direct Current* (DC)) auszusparen, da dieser aufgrund des Gleichspannungsoffsets nicht nutzbar ist [199]. Darüber hinaus werden $N_{\text{cal}} = |\mathcal{C}_{\text{cal}}|$ Unterträger für das Kalibrierungsverfahren am Empfänger freigehalten, adressiert durch die Indexmenge $\mathcal{C}_{\text{cal}} \subseteq \mathcal{C}_0$. Die Sendeantennen werden wie bereits beschrieben über exklusive Unterträger getrennt. Hierfür wird die Indexmenge \mathcal{C}_d in M_{ant} disjunkte Untermengen $\mathcal{C}_{d,m} \subseteq \mathcal{C}_d$ mit $m \in \{1, 2, \dots, M_{\text{ant}}\}$ unterteilt. Jede der Untermengen $\mathcal{C}_{d,m}$ beinhaltet dabei die $|\mathcal{C}_{d,m}|$ exklusiven Unterträger der m -ten Sendeantenne. Es gilt

$$\mathcal{C}_d = \sum_{m=1}^{M_{\text{ant}}} \mathcal{C}_{d,m} \quad (3.45)$$

und $N_{\text{ac}} = |\mathcal{C}_d|$. Zur Lockerung der Anforderungen an die Kohärenzbandbreite werden die aktiven OFDM-Unterträger abwechselnd auf die Sendeantennen aufgeteilt. Abbildung 3.3 zeigt beispielhaft die Aufteilung der Unterträger auf die hier verwendeten $M_{\text{ant}} = 4$ Sendeantennen, das Spektrum des Kalibrierungssignals sowie das resultierende Empfangsspektrum für alle N_{ant} Empfänger $\{\text{Rx}_1, \dots, \text{Rx}_{N_{\text{ant}}}\}$.

Basierend auf den definierten Indexmengen können die OFDM-Symbole im Frequenzbereich $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times N_c}$ konstruiert werden. Anknüpfend an die Beschreibung des OFDM-Sende- und Empfangssignals in Kapitel 2 Abschnitt 2.1.3, kann anhand des Empfangssignals aus Gleichung (2.31) und den bekannten Trainingsdaten

$$\mathbf{x}(c) = \sum_{m=0}^{M_{\text{ant}}-1} \mathbf{X}(m, c) \quad (3.46)$$

die Schätzung des Kanals erfolgen. Mit der Methode der kleinsten Quadrate (engl. *method of least squares*) ergibt sich [232]

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{f}}(n, c) = \mathbf{R}(n, c) \mathbf{x}(c)^{-1}, \quad (3.47)$$

wobei in der praktischen Implementierung die Moore-Penrose-Inverse der Trainingsdaten verwendet wird. Zur Bestimmung der komplexen

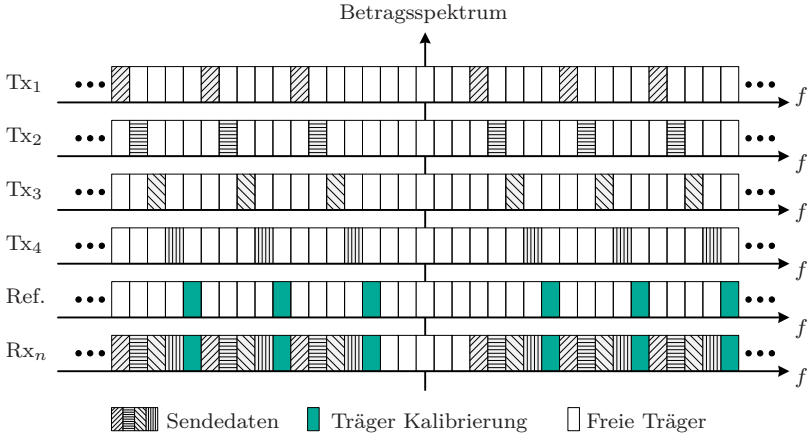


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung der Aufteilung der OFDM-Unterträger im Frequenzbereich auf die Sendeantennen $\{\text{Tx}_1, \text{Tx}_2, \text{Tx}_3, \text{Tx}_4\}$. Der n -te Empfänger Rx_n empfängt einen vollständigen OFDM-Rahmen, bei dem sich die Trainingsdaten der einzelnen Sendeantennen aufgrund der Orthogonalität der OFDM-Unterträger trennen lassen.

Kanalkoeffizienten zwischen jeder Sende- und Empfangsantenne wird das Ergebnis aus Gleichung (3.47) über die zuvor definierten exklusiven Unterträger $\mathcal{C}_{d,m}$ der m -ten Sendeantenne gemittelt. Daraus folgt für die Schätzung der komplexen MIMO-Kanalmatrix

$$\hat{\mathbf{H}}(n, m) = \frac{1}{|\mathcal{C}_{d,m}|} \sum_{c \in \mathcal{C}_{d,m}} \hat{\mathbf{H}}_f(n, c), \quad (3.48)$$

unter Annahme eines frequenzflachen Übertragungskanals über die gesamte Signalbandbreite $B_s = N_c \Delta f$.

3.2.3 Kalibrierungsprinzip und Validierung des Kanalmesssystems

Um tiefere Einblicke in die räumliche Verteilung der Ausbreitungspfade zu erhalten, besitzt das MIMO-Kanalmesssystem eine Kalibrierungsschnittstelle an der Basisstation. Diese ermöglicht einen Ausgleich

der praktisch bedingten Abweichungen beziehungsweise Nichtidealitäten der parallelen Empfangskanäle in Amplitude und Phase. Mögliche Ursachen der Amplituden- und Phasendifferenzen zwischen den Empfangskanälen sind Fertigungstoleranzen der Leiterplatten und MMICs, unterschiedliche Kabellängen und zufällig auftretende Phasenversätze der LO-Signale innerhalb der SDRs. Die implementierte Kalibrierungsschnittstelle ermöglicht eine Kompensation der Amplituden- und Phasendifferenzen bis zum Fußpunkt der Empfangsantennen. Unter dieser Voraussetzung können, wie im weiteren Verlauf beschrieben, die Einfallswinkel der Signalleistung am Empfänger geschätzt werden, was Aufschluss über die Pfadverteilung und Anzahl an räumlichen Ausbreitungspfaden gibt.

Zur Vermessung der Ungleichheiten der Empfangskanäle wird zunächst ein OFDM-Kalibrierungssignal am Empfänger erzeugt. Das Kalibrierungssignal besitzt ausschließlich Symbole auf den durch die Indexmenge C_{cal} definierten exklusiven OFDM-Unterträgern. Die Erzeugung des Kalibrierungssignals findet wie im Messaufbau aus Abbildung 3.1 gezeigt, über ein eigenes SDR am Empfänger statt und wird anschließend an das Antennensystem übertragen. Das Antennensystem besitzt auf der Rückseite einen Mischer, welcher das Kalibrierungssignal von der Zwischenfrequenz auf die Trägerfrequenz umsetzt sowie ein Verteilungsnetzwerk, welches das aufwärtsgemischte Signal symmetrisch auf alle 16 Empfangskanäle über *Wilkinson*-Teiler aufteilt. Anschließend wird das Referenzsignal über Durchkontaktierungen von der Rückseite des Antennensystems auf die Vorderseite übertragen und mittels Richtkopplern in die Empfangskanäle nach jedem Antennenelement eingespeist. Als Richtkoppler werden dabei sogenannte *Coupled Line Coupler* verwendet, die direkt über die Strukturierung der Mikrostreifenleitung platzsparend in das Design der Zuleitung zur Antenne integriert werden können. Der über den Abstand der Empfangssignal- und Einkopplungsleitung eingestellte Einkopplungsfaktor wurde abhängig von der zu erwartenden Empfangsleistung und der Leistung des Kalibrierungssignals festgelegt. Der gemessene Einkopplungsfaktor liegt bei -37 dB. Zur Angleichung der beiden Leistungen dient ein in den SDRs enthaltener variabler Verstärker mit einem Aussteuerbereich von 40 dB. Da das Empfangssignal und das Kalibrierungssignal im Frequenzbereich getrennt werden und eine Frequenzsynchronisation über die verwendeten GPSDOs gewährleistet wird, entstehen keine Interferenzen zwischen den

beiden Signalen. Durch Trennung der beiden Signale kann eine Kalibrierung in Echtzeit, d.h. für jedes empfangene OFDM-Symbol, während des regulären Empfangsbetriebs erfolgen. Identisch zu Gleichung (3.47) folgt

$$\hat{d}_n = \frac{1}{|C_{\text{cal}}|} \sum_{c \in C_{\text{cal}}} \tilde{\mathbf{R}}(n, c) \mathbf{x}(c)^{-1}, \quad (3.49)$$

wobei $\tilde{\mathbf{R}}$ das Empfangssignal im Basisband repräsentiert. Das Empfangssignal $\tilde{\mathbf{R}}$ enthält hierbei das eingespeiste Kalibrierungssignal. Die resultierende Kalibrierungsmatrix $\hat{\mathbf{D}} = \text{diag}\{\hat{d}_0, \dots, \hat{d}_{N_{\text{ant}}-1}\}$ betrachtet ausschließlich die OFDM-Unterträger des Referenzsignals, über die eine zusätzliche Mittlung im Frequenzbereich erfolgt. Abschließend folgt für die kalibrierte MIMO-Kanalmatrix

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{cal}} = \hat{\mathbf{D}}^{-1} \hat{\mathbf{H}}. \quad (3.50)$$

Basierend auf der kalibrierten MIMO-Kanalmatrix kann der Einfallswinkel mit der stärksten Empfangsleistung ψ_{max} geschätzt werden. Zur Bestimmung des Einfallswinkels wird zunächst die Beamformingmatrix am Empfänger nach Gleichung (2.18) berechnet. Der Einfallswinkel mit der stärksten Empfangsleistung ergibt sich bei Verwendung des ersten Beamformingvektors, d.h. der ersten Spalte von $\mathbf{Q} = \tilde{\mathbf{Q}}^H$ aus Gleichung (2.18). Infolgedessen kann bei Betrachtung der Richtcharakteristik eine Schätzung erfolgen. Aufgrund des 1D-Antennenarrays in horizontaler Ebene am Empfänger findet nur eine Berechnung der Richtcharakteristik über dem Azimutwinkel ψ statt. Es vereinfacht sich damit die Berechnung der Richtcharakteristik aus Gleichung (2.3) zu

$$\mathbf{C}_a(\psi) = \sum_{n=0}^{N_{\text{ant}}-1} \mathbf{q}_1(n) \mathbf{E}_n(\psi) e^{jn\beta(\lambda/2) \sin \psi}, \quad (3.51)$$

mit der n -ten Komponente $\mathbf{q}_1(n)$ des ersten Beamformingvektors \mathbf{q}_1 aus $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_{N_{\text{ant}}}]$. Basierend auf der berechneten Richtcharakteristik ergibt sich die Schätzung des Einfallswinkels mit der stärksten Empfangsleistung

$$\hat{\psi}_{\text{max}} = \arg \max_{\psi} \{|\mathbf{C}_a(\psi)|\} \quad (3.52)$$

durch einfache Suche nach dem Maximum. Darüber hinaus können bei Betrachtung der Richtcharakteristik unter Einbeziehung der gesamten Beamformingmatrix \mathbf{W} weitere vorhandene Ausbreitungspfade detektiert werden. Dies ist auch über eine räumliche Abtastung aller möglichen Raumrichtungen erreichbar, wie im späteren Verlauf der Arbeit präsentiert. Der hier gefundene Einfallswinkel $\hat{\psi}_{\max}$ kann mit dem physikalischen Azimutwinkel zwischen dem Empfänger und dem Sender verglichen werden, um zu überprüfen, ob es sich um ein LOS-Szenario handelt. Der physikalische Azimutwinkel ψ_{UB} kann für das beschriebene Kanalmesssystem aus den GPS-Koordinaten der GPSDO-Module an Sender und Empfänger sowie unter Kenntnis der Blickrichtung des Empfängers berechnet werden. Die Berechnung ist im Detail in Anhang A.2 beschrieben. Der Betrag der Winkeldifferenz

$$\Delta\psi = \psi_{\text{UB}} - \hat{\psi}_{\max} \quad (3.53)$$

ergibt sich zu Null für den Fall einer LOS-Verbindung und kann für den Fall keiner direkten Sichtverbindung einen zufälligen Wert von größer Null bis 2π annehmen.

Zur Validierung der Kalibrierung und Winkelschätzung am Empfänger wird das Kanalmesssystem innerhalb einer reflexionsarmen Messkammer getestet. Für die Validierung werden in der Antennenmesskammer wohldefinierte Ausbreitungsszenarien aufgebaut. Sender und Empfänger sind in einem Abstand von 6,7 m positioniert. Am Sender wird dabei anstelle der quadratisch angeordneten Monopolantennen ein lineares Antennenarray aus Monopolen mit einem gleichmäßigem Antennenabstand von λ verwendet. Ebenso muss innerhalb der Messungen auf die Frequenzsynchronisation via GPSDOs verzichtet werden. Zur Vermeidung eines Frequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger wurde eine Echtzeit-Frequenzsynchronisation realisiert [233]. Diese verändert die interne Mischfrequenz zur Konvertierung des Signals in das Basisband der SDRs am Empfänger samt der Mischfrequenz des Referenzsenders, falls der Frequenzversatz zwischen Sender und Empfänger zu groß wird. Ansonsten entspricht der Messaufbau dem in Abbildung 3.1 dargestellten Blockdiagramm. Zur Detektion mehrerer Einfallswinkel am Empfänger wird ein Mehrwegeszenario mittels metallischer planarer Reflektoren der Größe 53 cm \times 76 cm erzeugt. Die präzise Ausrichtung der Reflektoren erfolgt mittels eines Laserpointers.

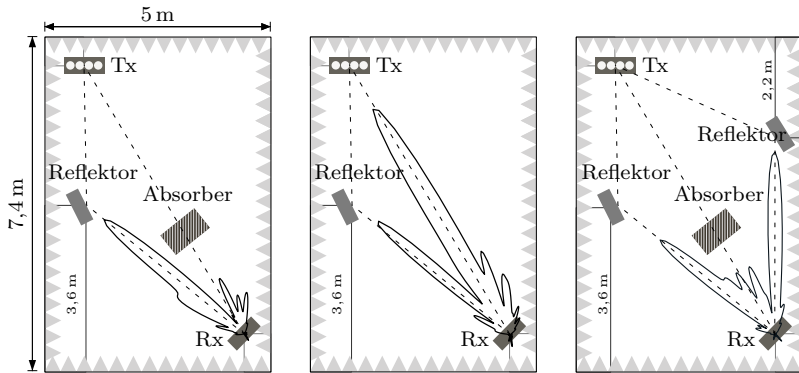


Abbildung 3.4: Verifikationsmessungen des MIMO-Empfangssystems in drei unterschiedlichen Mehrwegeszenarien.

In Abbildung 3.4 ist die berechnete Richtcharakteristik für drei verschiedene Szenarien in den Aufbau innerhalb der reflexionsarmen Messkammer eingezeichnet. Die Richtcharakteristik ist hierbei eine Momentaufnahme der Überlagerung aller vier Beamformingvektoren die sich aus der SVD der kalibrierten Kanalmatrix ergeben. Die Verifikationsmessungen zeigen, dass sich in allen drei Szenarien die aus den kalibrierten Empfangsdaten berechneten Richtcharakteristiken mit den physikalischen Ausbreitungspfaden decken. Dies bedeutet, dass eine Bestimmung der dominanten Ausbreitungspfade basierend auf der Richtcharakteristik möglich ist.

3.3 Ergebnisse der Kanalmesskampagnen

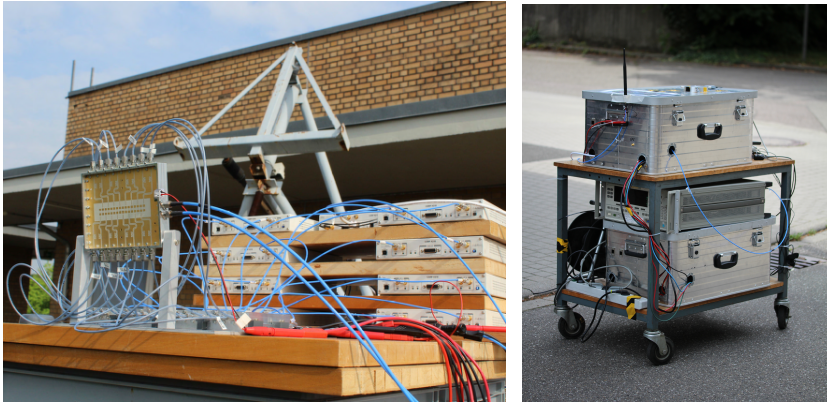
Mit dem entwickelten MIMO-Kanalmesssystem soll nun im Folgenden der Übertragungskanal bei 28 GHz untersucht werden. Zunächst findet eine Beschreibung der drei unterschiedlichen *Small Cell*-Messszenarien statt. Anschließend werden die Ergebnisse der Kanalanalyse präsentiert.

Tabelle 3.1: Übersicht über die drei *Small Cell*-Messszenarien.

Szenario	I	II	III
Höhe der Basisstation	13 m	17 m	35 m
Neigungswinkel in Elevation	12°	15°	28°
Anzahl an Messungen	49	62	48
Minimale Distanz	28 m	22 m	49 m
Maximale Distanz	99 m	124 m	162 m
Größter Azimutwinkel (Betrag)	64,5°	92,1°	61,4°

3.3.1 Messszenarien

Für die Messkampagnen wurden drei typische *Small Cell*-Szenarien auf dem Campus Süd des KIT ausgewählt. Die Messszenarien unterscheiden sich dabei in der Höhe der Basisstation, der Konstellation an Gebäuden, dem Bewuchs mit Bäumen und der Häufigkeit von LOS-Verbindungen. Innerhalb jedes Szenarios ist die Basisstation in einer erhöhten Position mit einer festen Blickrichtung in Azimut und einem festen Neigungswinkel in Elevation positioniert. Für jedes betrachtete Szenario wurde die Blickrichtung der Basisstation in Azimut und Elevation so eingestellt, dass der gewünschte räumliche Messbereich bestmöglich abgedeckt ist. Die Position des mobilen Senders wird innerhalb eines vordefinierten räumlichen Messbereichs abhängig von der Blickrichtung der Basisstation variiert. Insgesamt wurden 162 Messpositionen ausgewählt. Für jede feste Messposition werden kontinuierlich Trainingsdaten gesendet und eine Aufzeichnung von ungefähr 20 s erzeugt. Anhand dieser Messdaten kann eine Analyse des zeitlichen Verhaltens des drahtlosen Übertragungskanals erfolgen. Ein wesentlicher Vorteil des Systems ist, dass aufgrund des vollen digitalen Aufbaus die Analyse des Kanals innerhalb der digitalen Nachverarbeitung erfolgen kann. Somit können verschiedene Algorithmen miteinander verglichen werden ohne diese zunächst echtzeitfähig zu implementieren. Die hier beschriebenen Messungen wurden verteilt an mehreren Tagen von Mai bis Juli durchgeführt. Die Szenarien wiesen also einen starken Blattbewuchs der Pflanzen innerhalb des Messbereichs auf. Während der Messungen war das Wetter sonnig bis teilweise bewölkt und trocken. Die wichtigsten Kenndaten der Szenarien sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst. Hierbei beschreibt die letzte Zei-



(a) Basisstation

(b) Mobile Sendeeinheit

Abbildung 3.5: Fotos der aufgebauten Basisstation und der mobilen Sendeeinheit.

le der Tabelle den Betrag des größten aufgetretenen Azimutwinkels in den einzelnen Szenarien. Eine detailliertere Beschreibung der einzelnen Messszenarien findet sich in Anhang A.3.

Für die Emulation eines realistischen Mobilfunkszenarios sind die Antennen der mobilen Sendeeinheit, wie im Foto in Abbildung 3.5b gezeigt, auf einer Höhe von 115 cm auf einem Rollwagen integriert. Dies entspricht der typischen Traghöhe eines Mobiltelefons. Auf dem Rollwagen sind des Weiteren alle notwendigen Sendekomponenten wie bspw. das HF-*Frontend*, zwei SDRs, ein Signalgenerator sowie die Stromversorgung untergebracht. Bei der Wahl der Höhe der Basisstation wurden die 3GPP-Richtlinien aus [209] für urbane Micro- und Makrozellen mit hoher Nutzerdichte berücksichtigt. Aufgrund des atmosphärischen Fensters bei 28 GHz und der maximalen Messdistanz zwischen Sender und Empfänger von 162 m müssen wie in Abschnitt 2.2.2 beschrieben keine zusätzlichen atmosphärischen Verluste berücksichtigt werden.

3.3.2 Analyse des 28 GHz-Übertragungskanals

Im folgenden Abschnitt werden die Ergebnisse der Messkampagnen präsentiert. Die für alle Messungen verwendeten Parameter sind in Tabelle 3.2 aufgelistet. Als Trainingsdaten wurden mittels einer Qua-

Tabelle 3.2: Messparameter

Bezeichnung	Symbol	Wert
MIMO-Kanaldimension	$N_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}$	16×4
HF-Trägerfrequenz	f_c	27,8 GHz
Sendeleistung	P_{Tx}	10 dBm
Elementgewinn am Sender	G_{Tx}	1,5 dBi
Elementgewinn am Empfänger	G_{Rx}	4,1 dBi
Geschätzte Rauschzahl	NF	2,1 dB
Abtastrate	f_s	1 MSps
OFDM-Rahmengröße	L_f	10
Anzahl der OFDM-Unterträger	N_c	128
OFDM-Unterträgerabstand	$\Delta f = f_s/N_c$	7,8125 kHz
Anzahl aktiver Unterträger	N_{ac}	80
Anzahl Referenzträger	N_{cal}	10
Anzahl DC-Nullträger		5
Trägeranzahl Schutzband		33
OFDM-Symboldauer	T_o	128 μs
Modulationsverfahren		QPSK

draturphasenumtastung (engl. *Quadrature Phase-Shift Keying* (QPSK)) modulierte zufällige Bitsequenzen verwendet. Zur Gewährleistung eines frequenzflachen Übertragungskanals wurde die Signalbandbreite auf 1 MHz begrenzt.

Wie in Abschnitt 3.3.1 beschrieben, wurde die in Abbildung 3.5a gezeigte Basisstation an drei verschiedenen Positionen auf dem Campus Süd des KIT platziert. Die Positionen der Basisstation sind mit B_1 , B_2 und B_3 im Satellitenbild in Abbildung 3.6 markiert. Ebenso ist die Blickrichtung der Basisstation sowie der 120° -Öffnungswinkel der einzelnen Positionen eingezeichnet. Für jede der Positionen der Basisstation wurde anschließend der mobile Sender an mehreren innerhalb des Abdeckungsereichs verteilten Positionen aufgestellt. Das über die gesamte Aufzeichnungsdauer gemittelte MER der insgesamt 159 Messpunkte ist farblich codiert innerhalb des Satellitenbilds markiert. Die Berechnung des MER findet nach dem in Anhang A.4 beschriebenen Verfahren statt. Für die Berechnung des MERs wurde dabei eine Entzerrerrlänge von

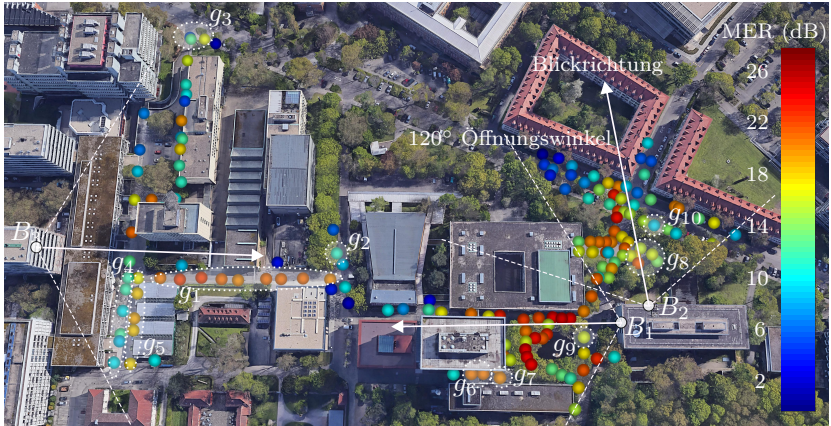


Abbildung 3.6: Satellitenbild der Messszenarien auf dem Campus Süd des KIT [ETK+20] ©2020 IEEE. Quelle Satellitenbild: Google Earth 2019 GeoBasis-DE/BKG.

$L_f = 10$ verwendet. Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass das in Abbildung 3.6 dargestellte Satellitenbild nicht hundertprozentig das tatsächliche Szenario widerspiegelt, da sich beispielsweise die Positionen von Kraftfahrzeugen und der Bewuchs durch Bäume und Sträucher im Gegensatz zur gezeigten Darstellung verändern könnten. An den abgebildeten Gebäuden hat sich in Bezug auf den Zeitpunkt der Durchführung der Messkampagnen nichts verändert.

Das Ergebnis in Abbildung 3.6 zeigt, dass das MER abhängig der Senderposition stark variiert. Dies liegt vor allem daran, wie weit Sender und Empfänger voneinander entfernt positioniert sind, ob eine direkte Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger vorliegt und wie stark die räumlichen Ausbreitungspfade durch Laubwerk beeinflusst werden. Eine Analyse der Ergebnisse zeigt, dass insbesondere Laubwerk, darunter Bäume, Hecken und Sträucher, die Empfangsleistung und damit das MER drastisch reduzieren. Ebenso führen die durch Wind verursachten schnellen Bewegungen der Blätter zu einer rapiden Veränderung der räumlichen Ausbreitungspfade. Nichtsdestotrotz konnten MER Werte von bis zu 26 dB erreicht werden. Das höchste MER wurde dabei, wie zu erwarten war, bei einer direkten Sichtverbindung und einer gerin-

gen Entfernung zwischen Sender und Empfänger gemessen. Diese hohen Werte entstanden dabei aufgrund des verwendeten Messprinzips ohne die Ausschöpfung eines Antennenarraygewinns. Dieser Beamforminggewinn am Empfänger kann bei Ausrichtung des gesamten Antennenarrays in eine entsprechende Raumrichtung in diesem Fall bis zu 12 dB betragen. Bei den durchgeführten Messungen lag das EIRP bei gerade einmal 11,5 dBm. Dies ist deutlich unterhalb der behördlichen Regulierungen, was vielversprechend für den Betrieb zukünftiger Mobilfunkkommunikationssystemen bei 28 GHz erscheint. Die mit g_1 markierte Messgruppe in Abbildung 3.6 zeigt Kommunikationsverbindungen mit direkter Sichtverbindung bei verschiedenen Entfernungen zwischen Sender und Empfänger. Die Entfernung beträgt dabei zwischen 64 m und 150 m, wodurch sich mit den gegebenen Höhen der Basisstation und des mobilen Senders ein Sichtwinkel des Senders in Elevation zwischen 33° und 13° ergibt. Bei Betrachtung der MER Werte über der Entfernung zeigt sich zunächst keine deutliche Verschlechterung. Das liegt an der Antennencharakteristik der Sendeantenne, die bei $20,5^\circ$ in Elevation ihren maximalen Gewinn erreicht. Vergleicht man den Messpunkt der größten Distanz aus der Messgruppe g_1 mit dem Messpunkt g_2 , so lässt sich der starke Einfluss des Laubwerks auf die Signalqualität beobachten. Bei einer nahezu gleichen Entfernung zwischen Sender und Empfänger ergibt sich ein um 9,5 dB reduziertes MER für den Messpunkt g_2 , dessen direkte Sichtverbindung durch Bäume mit starkem Bewuchs blockiert wurde. Messgruppe g_3 zeigt, dass auch an den Grenzen des Abdeckungsbereichs, d.h. für große Winkel in Azimut von bis zu 60° , eine Kommunikationsverbindung mit einem MER von bis zu 17 dB möglich ist. Der Einfluss einer Blockierung der direkten Sichtverbindung kann anhand der beiden Messgruppen g_4 und g_5 beobachtet werden. Das angrenzende Gebäude auf der linken Seite in Abbildung 3.6 schattet eine direkte Sichtverbindung der Messpunkte von g_4 ab, wodurch sich das MER um durchschnittlich 8,5 dB verschlechtert. Anhand des Messpunkts g_4 zeigt sich, dass in NLOS-Szenarien ohne sich als Reflektoren eignende Gebäude in der Umgebung eventuell keine Kommunikation möglich ist. Unter günstigen Reflexionsbedingungen kann auch in NLOS-Kommunikationsverbindungen das MER einer LOS-Verbindung erreicht werden, wie der Vergleich der Messpunkte g_6 und g_7 zeigt. Hierbei reduziert sich die Signalqualität um lediglich 0,2 dB, da die großen Gebäudefronten auf beiden Seiten eine gute Kanalisierung des Signals in

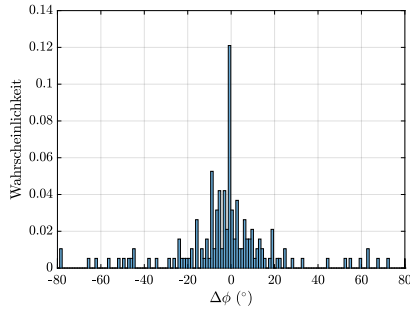


Abbildung 3.7: Auftretenswahrscheinlichkeit der Winkeldifferenz in Azimut $\Delta\phi$ des stärksten Einfallswinkels zum physikalischen Winkel zwischen Sender und Empfänger [ETK⁺20] ©2020 IEEE.

Richtung des Empfängers ermöglichen. Der starke Einfluss von Laubwerk auf die Signalqualität wird bei Betrachtung der Messgruppe g_8 deutlich. Bereits bei kleinen räumlichen Bewegungen des Senders variiert das MER hierbei in einem Bereich von 16 dB bis 22 dB. Ebenso zeigt sich in der später präsentierten detaillierten Analyse eine starke zeitliche Änderung der Signalqualität, herbeigeführt durch schnelle Bewegungen von Blättern und Ästen.

Basierend auf den gesamten Messdaten soll nun das Verhältnis zwischen den Messpunkten mit und ohne direkte Sichtverbindung analysiert werden. Hierfür wird die Winkeldifferenz in Azimut $\Delta\psi$ des stärksten Einfallswinkels zum physikalischen Winkel zwischen Sender und Empfänger basierend auf Gleichung (3.53) ermittelt. In Abbildung 3.7 ist das Histogramm der Winkeldifferenz über alle Messpunkte dargestellt. Ein deutlicher Anteil befindet sich dabei um $\Delta\psi = 0^\circ$, was eine LOS-Verbindung indiziert. Dies ist aufgrund der geringen Mobilfunkzellgröße und der stärkeren Dämpfung der durch Reflexion entstehenden Pfade nicht verwunderlich. Neben dem starken Anteil um 0° sind weitere Winkeldifferenzen über den gesamten Abdeckungsbereich erkennbar. Diese Anteile bei höheren zufälligen Winkeldifferenzen spiegeln NLOS-Verbindungen wieder, da hierbei keine direkte Korrelation zwischen dem stärksten Einfallswinkel des Signals und dem physikalischen Winkel besteht.

Weiterführend lohnt sich eine genauere Betrachtung der Eigenwerte des geschätzten Übertragungskanal, da anhand dieser die Anzahl an räum-

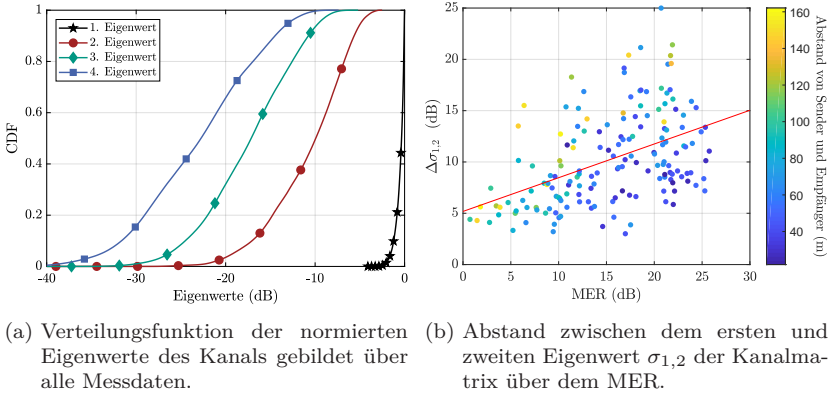
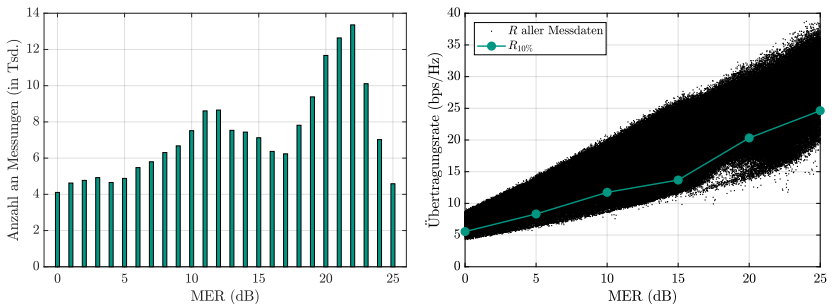


Abbildung 3.8: Statistische Analyse der Eigenwerte der gemessenen Kanalmatrizen [ETK+20] ©2020 IEEE.

lichen Ausbreitungspfaden bestimmt werden kann. Wie bereits in Kapitel 2 diskutiert, ist für die Anwendung von räumlichen Multiplexverfahren ein geringer Abstand der Eigenwerte des Kanals vorteilhaft. Bei Betrachtung aller Messdaten lässt sich die in Abbildung 3.8a dargestellte Verteilungsfunktion über die Eigenwerte des geschätzten Übertragungskanals bestimmen. Die Eigenwerte werden dabei für jede Messung auf den jeweils stärksten normiert, da der Eigenwertabstand hier im Fokus stehen soll. Das Ergebnis zeigt, dass im Mittel ein um 10 dB gedämpfter zweiter Eigenwert existiert. Des Weiteren ist in 10% der Fälle der schwächste Eigenwert geringer als 14 dB bezogen auf den stärksten Eigenwert gedämpft. Dies spricht für ein Szenario mit mehreren räumlichen Ausbreitungspfaden, die zur Steigerung der Übertragungsrates und zur Reduzierung der Ausfallrate genutzt werden können. Um ein tieferes Verständnis für die zu der Eigenwertverteilung gehörenden Szenarien zu erlangen, lässt sich der Abstand zwischen den ersten beiden Eigenwerten $\sigma_{1,2}$ für die einzelnen Messpunkte getrennt betrachten. Der Abstand der ersten beiden Eigenwerte $\sigma_{1,2}$ kann wie in Abbildung 3.8b dargestellt über dem ermittelten MER aufgetragen werden. Ebenso ist in Abbildung 3.8b farblich kodiert die Distanz zwischen Sender und Empfänger des jeweiligen Messpunkts eingetragen. Die Abbildung zeigt, dass für geringe MER-Werte der Eigenwertabstand niedrig ist. In Szenarien mit

einem geringen MER liegt meist keine LOS-Verbindung vor und die Entfernung zwischen Sender und Empfänger ist, wie die farblich kodierten Messpunkte zeigen, meist hoch. Mit steigendem MER erhöht sich tendenziell auch der Eigenwertabstand. Dies liegt am häufigeren Auftreten einer LOS-Verbindung, die einen dominanten Eigenwert besitzt. Besonders interessant für die Anwendung räumlicher Multiplexverfahren sind die Messpunkte mit einem hohen MER und einem geringen Eigenwertabstand. Für Messpunkte mit einem MER > 10 dB und einem Eigenwertabstand $\sigma_{1,2} < 10$ dB liegen die Distanzen zwischen Sender und Empfänger unterhalb von 100 m.

Fortführend wird die erreichbare spektrale Effizienz des Übertragungssystems bestimmt. Um eine statistische Aussage bezüglich der erreichbaren spektralen Effizienz in einem *Small Cell*-Szenario treffen zu können, müssen zunächst die Messungen abhängig vom MER gruppiert werden. Das Ergebnis bei Betrachtung aller Messungen ist in Abbildung 3.9a dargestellt. Für die Eingruppierung wird dabei eine Bereichsgröße von $0,3$ dB definiert, d.h. beispielsweise werden alle Messungen im Bereich $10 \pm 0,15$ dB der MER Gruppe für 10 dB zugeteilt. Zur Begrenzung der Auswertungsdauer findet aufgrund der ausreichenden Auflösungen eine Analyse in 1 dB-Schritten des MERs statt. Das Histogramm zeigt, dass für einen Bereich von 0 – 25 dB für jeden der gewählten MER Punkte mehr als 4000 Messwerte vorhanden sind. Dies erlaubt eine gute sta-



(a) Anzahl an Messwerten für jedes MER. (b) Maximale erreichbare Übertragungsrate aller Messpunkte über dem MER.

Abbildung 3.9: Statistische Auswertung aller Messpunkte.

tistische Auswertung der Daten. Ebenso zeigt das Diagramm, dass eine Vielzahl von Messungen ein hohes MER von über 20 dB erreichen. In Abbildung 3.9b ist die maximal erreichbare Datenrate für alle Messpunkte über dem MER aufgetragen. Wie sich bei der Analyse der maximal erreichbaren Übertragungsrate zeigt, erhöht sich die Streuung für steigende MERs. Der Grund hierfür ist, dass die erreichbare Übertragungsrate abhängig von den vorhandenen räumlichen Ausbreitungspfaden, d.h. der Eigenwertverteilung des Kanals, ist. Für sehr geringe MER muss mittels eines direktiven Beamformings der starke Pfadverlust des Szenarios überwunden werden. Daher ist die Anwendung räumlicher Multiplexverfahren in diesen Fällen nicht möglich. Für steigende MERs wächst auch die Wahrscheinlichkeit parallele räumliche Ausbreitungspfade nutzen zu können, wie bereits die Ergebnisse in Abbildung 3.8 zeigen. Nichtsdestotrotz ist der Abstand der Eigenwerte für die Performanz der räumlichen Multiplexverfahren entscheidend. So erreichen insbesondere Szenarien mit einer dominanten LOS-Verbindung auch bei hohen MERs nur eine begrenzte spektrale Effizienz. Als Tendenz für den Verlauf der maximal erreichbaren Übertragungsrate ist in Abbildung 3.9b die 10 %-Ausfallkapazität $R_{10\%}$ eingetragen. Diese berechnet sich aus der CDF der in Abbildung 3.9a dargestellten Messpunkte. Die CDF wird also jeweils über alle zu einem gewissen MER zugeordneten Messpunkte gebildet.

3.4 Zusammenfassung zu Kapitel 3

Dieses Kapitel präsentierte ein modulares Kanalmesssystem bei 28 GHz, das eine schnelle zeitliche Schätzung der MIMO-Kanalmatrix ermöglicht. Das entwickelte unidirektionale Kanalmesssystem besteht aus 4 Sende- und 16 Empfangsantennen. Der Sender repräsentiert dabei einen Mobilfunkteilnehmer, wohingegen der Empfänger die Mobilfunkbasisstation emuliert. Eine eingebaute Kalibrierungsschnittstelle und die OFDM-basierte Wellenform ermöglichen zudem eine Kalibrierung des Empfangssystems bis zum Fußpunkt der Antennenelemente. Dies ermöglicht eine Schätzung der Einfallwinkel am Empfänger und eine Analyse der LOS-Dominanz der Kommunikationsverbindung. Die Funktionsfähigkeit des MIMO-Kanalmesssystems wurde durch Messungen in einer reflexionsarmen Kammer verifiziert. Anschließend wurden insge-

samt 162 *Outdoor*-Kanalmessungen in typischen *Small Cell*-Szenarien durchgeführt. Für jede der Messpositionen zwischen Sender und Empfänger fand dabei eine Aufzeichnung der Empfangsdaten für circa 20 s statt. Die statistische Auswertung der aufgezeichneten Messdaten ermöglicht einen Einblick in die Eigenschaften des drahtlosen Übertragungskanals bei 28 GHz. Die hohen erreichten MER Werte selbst ohne die Ausnutzung eines Beamforminggewinns zeigen das Potential von Mobilfunkkommunikationssystemen bei 28 GHz. Innerhalb der in diesem Kapitel durchgeführten Analyse konnten mehrere räumliche Ausbreitungspfade zwischen Sender und Empfänger nachgewiesen werden. In 10 % der Messungen ist der vierte Eigenwert des drahtlosen Übertragungskanals nicht mehr als 14 dB bezogen auf den stärksten Eigenwert gedämpft. Somit können mehrere räumliche Ausbreitungspfade zur Steigerung der Übertragungsrate oder Ausfallsicherheit ausgenutzt werden. In den folgenden Kapiteln werden die aufgezeichneten Messdaten zur Untersuchung von hybriden Beamformingarchitekturen und Kanalschätzungsverfahren weiterverwendet. Demzufolge lässt sich die Leistungsfähigkeit der entwickelten Algorithmen und Verfahren anhand realer Übertragungskanäle analysieren.

4 Hybride Beamformingarchitekturen und -algorithmen

Ausgehend von den signaltheoretischen Beschreibung von Mehrantennensystemen wird in diesem Kapitel auf die architektonischen Eigenschaften von hybriden Beamformingsystemen eingegangen. Im Vordergrund stehen dabei eine einfache hardware-technische Implementierung sowie die Konstruktion angepasster hybrider Beamformingalgorithmen. Zunächst wird das hybride Beamformingkonzept eingeführt. Basierend darauf werden mehrere architektonische Realisierungen hybrider Beamformingsysteme mit niedriger Komplexität entworfen und an die architektonischen Limitierungen angepasste sowie optimierte Algorithmen zur Bestimmung der für die Strahlformung notwendigen Koeffizienten vorgestellt. Darüber hinaus findet in diesem Kapitel ein analytischer Vergleich der Energieeffizienz der einzelnen Architekturen statt. Abschließend werden die präsentierten Architekturen und Algorithmen anhand von numerischen Simulationen und mittels der im vorherigen Kapitel gewonnenen Kanalmessdaten analysiert und verglichen.

4.1 Grundlagen hybrider Beamformingsysteme

Hybride Beamformingsysteme stellen eine effiziente architektonische Lösung zur Realisierung von *massive* MIMO-Kommunikationssystemen dar. Dabei wird ein MIMO-System um ein analoges Beamformingnetzwerk bestehend aus Phasenschiebern erweitert. Hybrides Beamforming stellt also eine Kombination aus digitaler Signalverarbeitung und analoger Strahlformung dar. Das hybride Beamformingkonzept ist als Blockdiagramm schematisch in Abbildung 4.1 dargestellt. Die Dimension der MIMO-Kanalmatrix $\check{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{dig}} \times M_{\text{dig}}}$ ist dabei abhängig von der Anzahl an Digitalkanälen am Sender und Empfänger. Ein Digitalkanal besteht dabei aus einem DAC am Sender bzw. ADC am Empfänger,

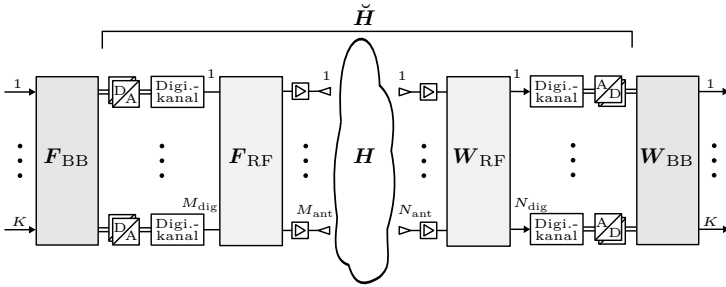


Abbildung 4.1: Blockdiagramm des hybriden Beamformingkonzepts für den Sender und Empfänger.

mindestens einer Mischerstufe und den zur Zwischenfrequenz- bzw. HF-Signalverarbeitung notwendigen Filtern und Verstärkern. Für die Dimension der Matrix des reinen Funkkanals $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}}$ ist die Anzahl an Sende- und Empfangsantennen ausschlaggebend. Durch die gezielte Einstellung der Phasenschieber innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks kann eine Erhöhung der Kanalkapazität durch eine Optimierung der MIMO-Kanalmatrix $\tilde{\mathbf{H}}$ erreicht werden. Anschaulich gesprochen werden mittels Strahlformung die Pfaddämpfungen der dominanten Ausbreitungspfade des Funkkanals reduziert und somit die Eigenwerte des Kanals aus Sicht des MIMO-Systems erhöht. Für hybride Beamformingsysteme gilt im Allgemeinen, dass die Anzahl an Digitalkanälen am Sender M_{dig} bzw. Empfänger N_{dig} deutlich kleiner als die Anzahl an Antennenelementen am Sender M_{ant} bzw. Empfänger N_{ant} ist, d.h. es gilt $M_{\text{dig}} \ll M_{\text{ant}}$ und $N_{\text{dig}} \ll N_{\text{ant}}$. Hybride Beamformingsysteme können sich bezüglich des analogen Beamformingnetzwerks stark unterscheiden, sodass sich verschiedene hybride Beamformingarchitekturen ergeben. Die Einstellungen der Phasenschieber innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks können im komplexen Basisband in Form einer sogenannten analogen Beamformingmatrix beschrieben werden. Die Verschaltung innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks sorgt dabei für unterschiedliche Einschränkungen, welche die Gestalt und Koeffizienten der analogen Beamformingmatrix beschränken. Abhängig von der ausgewählten Architektur sind beispielsweise nicht länger alle Digitalkanäle mit jedem Antennenelement verbunden, wodurch aus mathematischer Sicht die dazugehörigen Koeffizienten innerhalb der analogen Beamformingmatrix zu Null werden. Ebenso besitzen

die verwendeten Phasenschieber in der Praxis meist nur eine begrenzte Auflösung, was eine Quantisierung der möglichen Phasenwerte der Koeffizienten der analogen Beamformingmatrix zur Folge hat. Zur Verbesserung des analogen Beamformings können neben den Phasenschiebern zusätzlich variable Verstärker eingesetzt werden, um eine Amplitudengewichtung im Analogteil zu ermöglichen. Aufgrund der beschriebenen Einschränkungen muss für jede der hybriden Beamformingarchitekturen, d.h. für jede Realisierung des analogen Beamformingnetzwerks, der Algorithmus zur Bestimmung der Koeffizienten der analogen Beamformingmatrix angepasst werden. Ziel der hybriden Beamformingalgorithmen ist es, durch die geeignete Wahl der Beamformingmatrizen am Sender und Empfänger, die erreichbare Übertragungsrate zu maximieren und somit die maximal erreichbare Übertragungsrate gegenüber einem reinen $N_{\text{dig}} \times M_{\text{dig}}$ MIMO-System zu erhöhen. Dabei handelt es sich aufgrund der Einschränkungen innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks um ein nicht-konvexes Optimierungsproblem [106, 234–237]. Bei der Auslegung des analogen Beamformingnetzwerks muss grundsätzlich zwischen der maximal erreichbaren Übertragungsrate und der Systemkomplexität abgewogen werden. Als Systemkomplexität wird dabei der entstehende Verschaltungs-, Steuerungs- und Kostenaufwand aufgrund des analogen Beamformingnetzwerks bezeichnet.

Das Beamforming am Sender (engl. *precoding*) für eine hybride Beamformingarchitektur

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \quad (4.54)$$

lässt sich in eine Matrix zur digitalen Signalvorverarbeitung $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{M_{\text{dig}} \times K}$ und eine analoge Beamformingmatrix $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times M_{\text{dig}}}$ aufteilen. K legt fest wie viele parallele Datenströme übertragen werden sollen. Dies ist abhängig von dem vorhandenen Szenario, d.h. der Anzahl existierender räumlicher Ausbreitungspfade sowie dem SNR und muss daher individuell, wie in Kapitel 2 diskutiert, an die Situation angepasst werden. Für eine hybride Beamformingarchitektur am Empfänger ergibt sich analog zum Sender

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \quad (4.55)$$

mit der Matrix zur digitalen Signalnachverarbeitung $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{dig}} \times K}$ und der analogen Beamformingmatrix $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_{\text{dig}}}$ auf. Die ma-

Tabelle 4.1: Formeln zur Berechnung der maximalen Anzahl paralleler Datenströme abhängig von der Wahl der Architektur. VD: Volldigital. HB: Hybrides Beamforming.

Fall	Architektur		K_{\max}
	Sender	Empfänger	
1	VD	VD	$\min \{M_{\text{ant}}, N_{\text{ant}}\}$
2	HB	VD	$\min \{M_{\text{dig}}, N_{\text{ant}}\}$
3	VD	HB	$\min \{M_{\text{ant}}, N_{\text{dig}}\}$
4	HB	HB	$\min \{M_{\text{dig}}, N_{\text{dig}}\}$

ximale Anzahl paralleler Datenströme $K_{\max} \geq K$ ist durch die Wahl der Architektur am Sender und Empfänger bedingt. Die in Tabelle 4.1 gegebene Berechnung von K unterscheidet sich in vier Fälle abhängig von der Wahl der Architektur am Sender und Empfänger. Als voll-digitale Architektur wird im Folgenden eine Architektur ohne ein analoges Beamformingnetzwerk bezeichnet, d.h. ein klassisches MIMO-System bei welchem jede Sende- und Empfangsantenne mit einem eigenen DAC bzw. ADC verbunden ist. Um die allgemeine Leistungsbeschränkung zu erfüllen, gilt des Weiteren für die Frobenius-Norm des Produkts aus der Matrix zur Signalvorverarbeitung bzw. Signalnachverarbeitung und der entsprechenden analogen Beamformingmatrix $\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = K$ und $\|\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{BB}}\|_F^2 = K$.

Mit den eingeführten Beamformingmatrizen ergibt sich das Empfangssignal zu

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y} &= \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{u} + \mathbf{n} \\
 &= \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{u} + \mathbf{n},
 \end{aligned} \tag{4.56}$$

woraus sich die maximal erreichbare Übertragungsrate zu

$$R = \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_K + \frac{\gamma}{K} \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{W} \right| \right\} \tag{4.57}$$

ergibt, mit der normierten Funkkanalmatrix $\tilde{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}}$ in Anlehnung an Gleichung (2.16) in Abschnitt 2.1.2. Im Falle einer voll-digitalen Architektur am Sender und unter Annahme der vollständigen

Kanalkennntnis am Sender ergibt sich \mathbf{F} aus der Singulärwertzerlegung der Kanalmatrix nach Gleichung (2.18) zu

$$\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{W}}\mathbf{\Sigma}\mathbf{F}^H. \quad (4.58)$$

Die zur digitalen Signalvorverarbeitung am Sender eingesetzte Matrix \mathbf{F} ist somit unitär, das heißt es gilt $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{F}^H\mathbf{F} = \mathbf{I}$, womit sich Gleichung (4.57) für eine volldigitale Sendearchitektur zu

$$R_{\text{Rx}} = \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_K + \frac{\gamma}{K} \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{W} \right| \right\} \quad (4.59)$$

vereinfacht. Gleiches gilt für eine volldigitale Architektur am Empfänger, bei welchem die Matrix zur digitalen Signalnachverarbeitung $\mathbf{W} = \tilde{\mathbf{W}}^H$ ebenfalls nach Gleichung (4.58) gewählt wird. \mathbf{W} ist gleichermaßen unitär, wodurch sich die maximal erreichbare Übertragungsrate für eine volldigitale Empfängerarchitektur zu

$$R_{\text{Tx}} = \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \right| \right\} \quad (4.60)$$

reduziert.

In diesem Kapitel liegt der Fokus auf hybriden Beamformingarchitekturen mit einer niedrigen Komplexität, d.h. die untersuchten Architekturen zeichnen sich durch einen geringen Schaltungsaufwand innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks aus. Der Vorteil dieser Architekturen liegt in der einfachen hardware-technischen Realisierbarkeit verglichen mit anderen hybriden Architekturen, wie beispielsweise der vollständig verbundenen (engl. *fully-connected*) hybriden Beamformingarchitektur. Zwar lassen sich mit der vollständig verbundenen hybriden Beamformingarchitektur spektrale Effizienzen im Bereich volldigitaler MIMO-Systeme realisieren [72], allerdings ist der notwendige Schaltungsaufwand innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks enorm und sorgt für große Leistungsverluste durch die hohe Anzahl notwendiger Leistungsteiler und Phasenschieber [238–241]. Bei der vollständig verbundenen hybriden Beamformingarchitektur wird, wie in Abbildung 4.2 schematisch dargestellt, jeder Digitalkanal über einen Phasenschieber mit jeder Antenne verbunden. Dies führt bereits bei einem System mit $M_{\text{dig}} = 16$ Digitalkanälen und einem $M_{\text{ant}} = 64$ Antennenarray zu

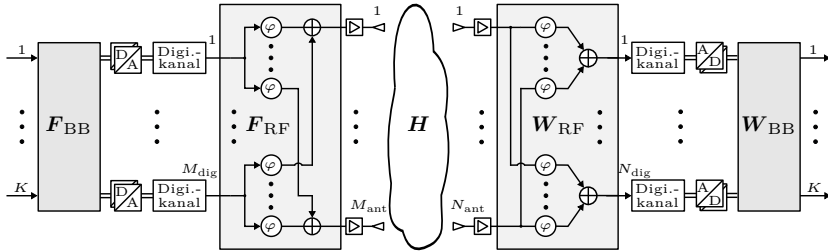


Abbildung 4.2: Blockdiagramm der vollständig verbundenen (engl. *fully-connected*) hybriden Beamformingarchitektur am Sender und Empfänger.

$M_{ps} = M_{dig}M_{ant} = 1024$ notwendigen Phasenschiebern. Hinzu kommen noch einmal genauso viele Leistussteiler und -kombinerer. Trotz dieser Problematik erfährt die vollständig verbundene hybride Beamformingarchitektur große Aufmerksamkeit innerhalb der Fachliteratur [242–247].

Mit Rücksichtnahme auf die hochfrequenztechnische Realisierbarkeit, die resultierende Schaltungskomplexität sowie unter Berücksichtigung von Verlusten innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks werden in diesem Kapitel verschiedene hybride Beamformingarchitekturen niedriger Komplexität diskutiert. Hierfür ist eine Anpassung des Beamformingalgorithmus an die entstehende Verschaltung innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks vorzunehmen. Anschließend werden die in diesem Kapitel vorgestellten Architekturen in numerischen Simulationen sowie anhand der aufgezeichneten Messdaten verglichen.

4.2 Hybride Beamformingarchitekturen niedriger Komplexität

Für die Realisierung von hybriden Beamformingsystemen niedriger Komplexität ist es von maßgeblicher Bedeutung, das analoge Beamformingnetzwerk einfach zu halten, um hohe Signalleistungsverluste und Energiekosten zu vermeiden. Da Leitungsverluste mit steigenden Frequenzen zunehmen, ist insbesondere an der Grenze des Millimeterwellenfrequenzbereichs auf ein Schaltungsdesign mit möglichst geringen Leitungslängen und Leitungskreuzungen zu achten. Es ist zu berücksich-

tigen, dass Leitungskreuzungen meist unter Verwendung zusätzlicher Leiterplattenlagen aufgelöst werden müssen, was zusätzliche Kosten, Verluste und gegebenenfalls Asymmetrien innerhalb des Schaltungsdesigns verursacht. Ebenso sollte die Anzahl an Leistungsteilern und -kombinierern aufgrund der zusätzlich entstehenden ohmschen Verluste auf ein Minimum reduziert werden. Zur Realisierung der Strahlformung innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks hat sich die Verwendung elektronisch steuerbarer Phasenschieber durchgesetzt. Hierbei entsteht ein zusätzlicher Implementierungs- und Betriebsaufwand zur Ansteuerung der Phasenschieber. Hinzu kommen Leistungsverluste und Kosten, die aufgrund der verwendeten Phasenschieber entstehen. Die resultierenden ohmschen Leitungsverluste innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks müssen zum einen durch zusätzliche Verstärker kompensiert werden und zum anderen müssen diese zusätzlichen Aufwendungen für einen fairen Vergleich mit einem volldigitalen MIMO-System berücksichtigt werden. Aus Effizienzgründen wird bei den im weiteren Verlauf des Kapitels diskutierten hybriden Beamformingarchitekturen auf den Einsatz von variablen Verstärkern zur Ermöglichung einer Amplitudengewichtung verzichtet.

4.2.1 Subarray-basierte hybride Beamformingsysteme

Die einfachste Realisierungsmöglichkeit des analogen Beamformingnetzwerks ist die Verbindung eines jeden Digitalkanals mit einem separaten Teil des Antennenarrays, einem sogenannten *Subarray* [248, 249]. Zur Strahlformung wird jeweils ein Phasenschieber vor jedem Antennenelement auf Seiten des Senders und nach jedem Antennenelement auf Seiten des Empfängers platziert. Jeder Digitalkanal ist also mit einem eigenen *Phased-Array* verbunden. Diese Architektur wird in der englischsprachigen Fachliteratur als *Subarray-based Hybrid Beamforming* (SBHB) bezeichnet. Ebenso sind darüber hinaus die Begriffe *Sub-connected Hybrid Beamforming* und *Partially-connected Hybrid Beamforming* geläufig [48, 250–252]. In Abbildung 4.3 ist schematisch die SBHB-Architektur an Sender und Empfänger gezeigt. Zur Realisierung der Architektur werden genauso viele Phasenschieber wie Antennenelemente benötigt. Die Anzahl an Antennenelementen pro *Subarray* resultiert am Empfänger zu $N_{\text{sub}} = N_{\text{ant}}/N_{\text{dig}}$ und am Sender zu $M_{\text{sub}} = M_{\text{ant}}/M_{\text{dig}}$. Die Größe des *Subarrays* kann also über die Anzahl

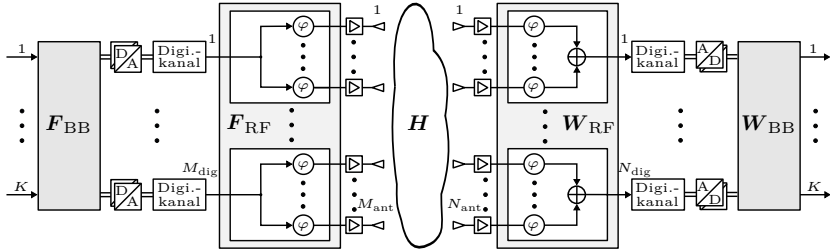


Abbildung 4.3: Blockdiagramm der SBHB-Architektur am Sender und Empfänger.

an Digitalkanälen sowie über die Gesamtantennenanzahl an die Anforderungen angepasst werden. Für die Wahl der Parameter ist die durch $K_{\max} = M_{\text{dig}}$ limitierte Anzahl parallel übertragbarer Datenströme sowie der geforderte Gesamtantennengewinn entscheidend.

Aufgrund der festen Zuordnung der Digitalkanäle zu separaten *Subarrays* besitzt die Beamformingmatrix eine block-diagonale Struktur. Für die Beamformingmatrix am Sender gilt $\mathbf{F} = \text{diag}\{\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_K\}$ und für den Empfänger $\mathbf{W} = \text{diag}\{\boldsymbol{\omega}_1, \dots, \boldsymbol{\omega}_K\}$ bestehend aus den K Vektoren $\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{\check{M}_{\text{sub},k} \times 1}$ und $\boldsymbol{\omega}_k \in \mathbb{C}^{\check{N}_{\text{sub},k} \times 1}$ für $k = \{1, 2, \dots, K\}$, d.h. die Matrizen haben die Form

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{v}_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{v}_K \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

und

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \boldsymbol{\omega}_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \boldsymbol{\omega}_K \end{bmatrix}. \quad (4.62)$$

Die Parameter $\check{M}_{\text{sub},k}$ und $\check{N}_{\text{sub},k}$ geben an wie viele Antennenelemente an der Übertragung des k -ten Datenstroms beteiligt sind. Es gilt

$$M_{\text{ant}} = \sum_{k=1}^K \check{M}_{\text{sub},k} = \sum_{k=1}^K L_{M,\text{sub},k} M_{\text{sub}} \quad (4.63)$$

und

$$N_{\text{ant}} = \sum_{k=1}^K \check{N}_{\text{sub},k} = \sum_{k=1}^K L_{N,\text{sub},k} N_{\text{sub}} , \quad (4.64)$$

wobei $L_{M,\text{sub},k}$ und $L_{N,\text{sub},k}$ die Anzahl beteiligter *Subarrays* an der Übertragung des k -ten Datenstroms am Sender bzw. Empfänger repräsentieren. Im einfachsten Fall wird jedes *Subarray* einem eigenen Datenstrom zugeordnet, d.h. es gilt $K = M_{\text{dig}}$ bzw. $K = N_{\text{dig}}$ und es resultiert $\check{M}_{\text{sub}} = M_{\text{sub}}$ und $\check{N}_{\text{sub}} = N_{\text{sub}}$. Allerdings können im Falle eines Szenarios mit weniger räumlichen Ausbreitungspfaden als vorhandenen Digitalkanälen mehrere *Subarrays* virtuell zusammengefasst werden. Dies ermöglicht eine Erhöhung der maximal erreichbaren Übertragungsrates und kann ähnlich zum *Waterfilling*-Prinzip zum Ausgleichen der einzelnen Pfaddämpfungen eingesetzt werden. Das damit verbundene Angeleichen der Eigenwerte des Übertragungskanal ist allerdings durch die Anzahl an *Subarrays* in seiner Auflösung begrenzt.

Die Matrix zur digitalen Signalvorverarbeitung sowie die analoge Beamformingmatrix besitzen ebenso eine block-diagonale Struktur. Für den Sender gilt

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \text{diag} \{ \mathbf{v}_{\text{RF},1}, \dots, \mathbf{v}_{\text{RF},M_{\text{dig}}} \} \text{ mit } \mathbf{v}_{\text{RF},k} \in \mathbb{C}^{M_{\text{dig}} \times 1}, \quad (4.65)$$

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \text{diag} \{ \mathbf{v}_{\text{BB},1}, \dots, \mathbf{v}_{\text{BB},K} \} \text{ mit } \mathbf{v}_{\text{BB},k} \in \mathbb{C}^{L_{M,\text{sub},k} \times 1} \quad (4.66)$$

und aus $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$ folgt

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\text{RF},1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{v}_{\text{RF},2} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{v}_{\text{RF},M_{\text{dig}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\text{BB},1} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \mathbf{v}_{\text{BB},K} \end{bmatrix} .$$

Nach gleichem Schema folgen für den Empfänger

$$\mathbf{W}_{\text{RF}} = \text{diag} \{ \boldsymbol{\omega}_{\text{RF},1}, \dots, \boldsymbol{\omega}_{\text{RF},N_{\text{dig}}} \} \text{ mit } \boldsymbol{\omega}_{\text{RF},k} \in \mathbb{C}^{N_{\text{dig}} \times 1}, \quad (4.67)$$

$$\mathbf{W}_{\text{BB}} = \text{diag} \{ \boldsymbol{\omega}_{\text{BB},1}, \dots, \boldsymbol{\omega}_{\text{BB},K} \} \text{ mit } \boldsymbol{\omega}_{\text{BB},k} \in \mathbb{C}^{L_{N,\text{sub},k} \times 1} \quad (4.68)$$

und mit $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$ folgt

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}_{\text{RF},1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \boldsymbol{\omega}_{\text{RF},2} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \boldsymbol{\omega}_{\text{RF},N_{\text{dig}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}_{\text{BB},1} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ 0 & & & \boldsymbol{\omega}_{\text{BB},K} \end{bmatrix}.$$

SIC-Algorithmus

Im Folgenden wird der von Gao et al. in [238] präsentierte Algorithmus basierend auf einer sukzessiven Interferenzunterdrückung (engl. *Successive Interference Cancellation* (SIC)) verwendet und erweitert. Für die Bestimmung der Beamformingmatrizen \mathbf{F} und \mathbf{W} werden Sender und Empfänger getrennt betrachtet. Ziel ist die Maximierung der erreichbaren Übertragungsrate, woraus sich für den Empfänger aus Gleichung (4.59) das Optimierungsproblem

$$R_{\text{Rx}}^{\text{opt}} = \max_{\mathbf{W}} \left\{ \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_K + \frac{\gamma}{K} \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{W} \right| \right\} \right\} \quad (4.69)$$

und für den Sender aus Gleichung (4.60) das Optimierungsproblem

$$R_{\text{Tx}}^{\text{opt}} = \max_{\mathbf{F}} \left\{ \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \right| \right\} \right\} \quad (4.70)$$

ergibt. Unter Annahme idealer Kanalkennntnis lassen sich diese beiden Optimierungsprobleme in eine Reihe von Teiloptimierungsproblemen zerlegen [238]. Jede Teiloptimierung kann für ein einzelnes *Subarray* erfolgen. Die Beamformingmatrix am Sender lässt sich umschreiben zu $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_{K-1} \ \mathbf{f}_K]$, wobei $\mathbf{F}_{K-1} \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times (K-1)}$ die ersten $K-1$ Spalten und $\mathbf{f}_K \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times 1}$ die letzte Spalte von \mathbf{F} enthält. Somit kann die maxi-

mal erreichbare Übertragungsrate aus Gleichung (4.60) umgeschrieben werden zu [238]

$$\begin{aligned}
 R_{\text{Tx}} &= \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \right| \right\} \\
 &= \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} [\mathbf{F}_{K-1} \mathbf{f}_K] [\mathbf{F}_{K-1} \mathbf{f}_K]^H \tilde{\mathbf{H}}^H \right| \right\} \\
 &= \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F}_{K-1} \mathbf{F}_{K-1}^H \tilde{\mathbf{H}}^H + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{f}_K \mathbf{f}_K^H \tilde{\mathbf{H}}^H \right| \right\} \\
 &\stackrel{(a)}{=} \log_2 \left\{ \left| \mathbf{T}_{K-1} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{f}_K \mathbf{f}_K^H \tilde{\mathbf{H}}^H \right| \right\} \\
 &= \log_2 \left\{ \left| \mathbf{T}_{K-1} \left(\mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \mathbf{T}_{K-1}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{f}_K \mathbf{f}_K^H \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \right| \right\} \\
 &\stackrel{(b)}{=} \log_2 \left\{ \left| \mathbf{T}_{K-1} \right| \right\} + \log_2 \left\{ \left| 1 + \frac{\gamma}{K} \mathbf{f}_K^H \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_{K-1}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{f}_K \right| \right\}, \tag{4.71}
 \end{aligned}$$

wobei in (a) der Term $\mathbf{T}_{K-1} = \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F}_{K-1} \mathbf{F}_{K-1}^H \tilde{\mathbf{H}}^H$ substituiert wird und in (b) die Umformung

$$|\mathbf{I} + \mathbf{X}\mathbf{Y}| = |\mathbf{I} + \mathbf{Y}\mathbf{X}| \tag{4.72}$$

mit $\mathbf{X} = \mathbf{T}_{K-1}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{f}_K$ und $\mathbf{Y} = \mathbf{f}_K^H \tilde{\mathbf{H}}^H$ verwendet wird. Nach dem gleichen Vorgehen lässt sich, durch das weitere Auftrennen von \mathbf{F}_{K-1} und dem Term $\log_2 \{|\mathbf{T}_{K-1}|\}$ aus Gleichung (4.71), das Optimierungsproblem weiter zerteilen. Somit ergibt sich für die in K Teiloptimierungsprobleme zerlegte maximal erreichbare Übertragungsrate [238]

$$R_{\text{Tx}}^{\text{opt}} = \sum_{k=1}^K \left[\max_{\mathbf{f}_k \in \mathcal{F}_{\mathbf{f}}} \left\{ \log_2 \left\{ 1 + \frac{\gamma}{K} \mathbf{f}_k^H \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_{k-1}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{f}_k \right\} \right\} \right] \tag{4.73}$$

mit der Substitutionsmatrix

$$\mathbf{T}_k = \begin{cases} \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H \tilde{\mathbf{H}}^H & , k \in \{1, \dots, K\} \\ \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} & , k = 0 \end{cases} \tag{4.74}$$

und der Menge möglicher Beamformingvektoren $\mathcal{F}_{\mathbf{f}}$ aus denen $\mathbf{f}_k \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times 1}$ ausgewählt wird. Für eine SBHB-Architektur am Empfänger kann zunächst die erreichbare Übertragungsrate mit (4.72) zu

$$\begin{aligned} R_{\text{Rx}} &= \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_K + \frac{\gamma}{K} \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{W} \right| \right\} \\ &= \log_2 \left\{ \left| \mathbf{I}_K + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{W} \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{H}} \right| \right\} \end{aligned} \quad (4.75)$$

umgeformt werden. Die Zerlegung erfolgt anschließend nach dem gleichen Prinzip wie in 4.71 für den Sender gezeigt, wobei $\tilde{\mathbf{H}}$ durch die adjungierte $\tilde{\mathbf{H}}^H$ ausgetauscht ist. Es resultiert für das zerlegte Optimierungsproblem der erreichbaren Übertragungsrate

$$R_{\text{Rx}}^{\text{opt}} = \sum_{k=1}^K \left[\max_{\mathbf{w}_k \in \mathcal{F}_{\mathbf{w}}} \left\{ \log_2 \left\{ 1 + \frac{\gamma}{K} \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{T}_{k-1}^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{w}_k \right\} \right\} \right] \quad (4.76)$$

mit der Substitutionsmatrix

$$\mathbf{T}_k = \begin{cases} \mathbf{I}_{M_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \tilde{\mathbf{H}} & , k \in \{1, \dots, K\} \\ \mathbf{I}_{M_{\text{ant}}} & , k = 0 \end{cases} \quad (4.77)$$

und der Menge möglicher Beamformingvektoren $\mathcal{F}_{\mathbf{w}}$ aus denen $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times 1}$ ausgewählt wird.

Anschließend wird nun eine Lösung der Teiloptimierungsprobleme nach [238] präsentiert. Aufgrund des identischen Vorgehens am Sender und Empfänger werden die weiteren Schritte des Algorithmus nur anhand einer SBHB-Architektur am Sender durchgeführt. Der optimale Beamformingvektor für das k -te *Subarray* zur Erzielung der maximal erreichbaren Übertragungsrate ergibt sich nach (4.73) zu [238]

$$\mathbf{f}_k^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{f}_k \in \mathcal{F}_{\mathbf{f}}} \left\{ \log_2 \left\{ 1 + \frac{\gamma}{K} \mathbf{f}_k^H \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_{k-1}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{f}_k \right\} \right\}. \quad (4.78)$$

Da der optimale k -te Beamformingvektor $\mathbf{f}_k^{\text{opt}}$ nur Einträge ungleich Null an den Positionsindizes von $\sum_{i=1}^{k-1} \check{M}_{\text{sub},i} + 1$ bis $\sum_{i=1}^k \check{M}_{\text{sub},i}$ besitzt,

kann das Optimierungsproblem zur Bestimmung von $\mathbf{v}_k^{\text{opt}} \in \mathbb{C}^{\check{M}_{\text{sub},k} \times 1}$ zu

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_k^{\text{opt}} &= \arg \max_{\mathbf{v}_k \in \mathcal{F}_v} \left\{ \log_2 \left\{ 1 + \frac{\gamma}{K} \mathbf{v}_k^H \mathbf{S}_k \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_{k-1}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{S}_k^H \mathbf{v}_k \right\} \right\} \\ &= \arg \max_{\mathbf{v}_k \in \mathcal{F}_v} \left\{ \log_2 \left\{ 1 + \frac{\gamma}{K} \mathbf{v}_k^H \mathbf{G}_{k-1} \mathbf{v}_k \right\} \right\} \end{aligned} \quad (4.79)$$

umgeschrieben werden, mit $\mathbf{G}_k = \mathbf{S}_k \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_k^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{S}_k^H$ und der Auswahlmatrix

$$\mathbf{S}_k = \left[\mathbf{0}_{\check{M}_{\text{sub},k} \times \check{M}_1} \quad I_{\check{M}_{\text{sub},k}} \quad \mathbf{0}_{\check{M}_{\text{sub},k} \times \check{M}_r} \right], \quad (4.80)$$

wobei $\check{M}_1 = \sum_{i=1}^{k-1} \check{M}_{\text{sub},i}$, $\check{M}_r = \sum_{i=k+1}^K \check{M}_{\text{sub},i}$ und $\mathbf{0}$ einer Nullmatrix entspricht. Die Menge möglicher Beamformingvektoren, aus denen $\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{\check{M}_{\text{sub},k} \times 1}$ ausgewählt wird, ist definiert als \mathcal{F}_v . Die Auswahlmatrix \mathbf{S}_k selektiert die für den k -ten Datenstrom aktiven *Subarrays* und verändert infolgedessen nicht das Optimierungsproblem. Das resultierende Optimierungsproblem aus Gleichung (4.79) entspricht nach [238] einer Minimierung der euklidischen Distanz zwischen den möglichen Beamformingvektoren $\mathbf{v}_k \in \mathcal{F}_v$ und dem ersten rechtsseitigen Singulärvektor von $\mathbf{G}_{k-1} = \mathbf{V}_k \boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{G},k-1} \mathbf{V}_k^H$, d.h. der ersten Spalte von

$$\mathbf{V}_k = [\mathbf{v}_{k,1} \quad \mathbf{V}_{k,K-1}]. \quad (4.81)$$

Zur Ausrichtung der *Subarrays* müssen die Hardwareeinschränkungen des analogen Beamformingnetzwerks berücksichtigt werden. Aufgrund der einfachen Ansteuerung wird in der Regel für das analoge Beamformingnetzwerk auf digitale Phasenschieber mit q Bit zurückgegriffen. Abhängig von der Anzahl an Phasenschieberzuständen $N_q = 2^q$ resultiert die minimale Phasenschieberauflösung zu $\varphi_\delta = 2\pi/N_q$. Der optimale k -te Beamformingvektor ergibt sich aus der ersten Spalte von \mathbf{V}_k zu [238]

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_k^{\text{opt}} &= \arg \min_{\mathbf{v}_k \in \mathcal{F}_v} \|\mathbf{v}_{k,1} - \mathbf{v}_k\|_2^2 \\ &= \frac{1}{\check{M}_{\text{sub}}} \|\mathbf{v}_{k,1}\|_1 e^{j\check{\varphi}_{k,1}} \end{aligned} \quad (4.82)$$

Tabelle 4.2: Beamformingalgorithmus für senderseitige SBHB-Systeme basierend auf sukzessiver Interferenzunterdrückung nach [238].

SIC-Algorithmus:	
1:	Eingangsdaten: $\tilde{\mathbf{H}}, \mathbf{S}, \tilde{\mathbf{M}}_{\text{sub}}, M_{\text{ant}}, M_{\text{dig}}, K$
2:	Initialisierung:
3:	$\mathbf{T}_0 = \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}}, \mathbf{G}_0 = \mathbf{S}_0 \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_0^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{S}_0^H$
4:	Für $k = 1, \dots, K$
5:	Ermittle $\mathbf{v}_{k,1}$ aus der SVD von \mathbf{G}_{k-1}
6:	Bestimme $\bar{\varphi}_{k,1}$ nach Gleichung (4.83)
7:	Berechne $\mathbf{v}_k^{\text{opt}} = \frac{1}{M_{\text{sub}}} \ \mathbf{v}_{k,1}\ _1 e^{j\bar{\varphi}_{k,1}}$
8:	$\mathbf{T}_k = \mathbf{I}_{N_{\text{ant}}} + \frac{\gamma}{K} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H \tilde{\mathbf{H}}^H$
9:	$\mathbf{G}_k = \mathbf{S}_k \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_k^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{S}_k^H$
10:	Ende
11:	Konstruiere \mathbf{F} aus $\mathbf{v}_k^{\text{opt}} \forall k$
12:	Ende
13:	Ausgabe: \mathbf{F}

mit der Summennorm $\|\mathbf{v}_{k,1}\|_1$ und der abhängig von der Phasenschieberauflösung resultierenden Winkeln

$$\bar{\varphi}_{k,1} = \varphi_\delta \cdot \text{round}\{\angle \mathbf{v}_{k,1} / \varphi_\delta\}, \quad (4.83)$$

wobei die Funktion $\text{round}\{\cdot\}$ den Wert auf die nächste ganze Zahl rundet. Abschließend wird der optimale k -te Beamformingvektor aus Gleichung (4.82) an die entsprechenden Stellen der analogen Beamformingmatrix \mathbf{F}_{RF} und Matrix zur digitalen Signalvorverarbeitung \mathbf{F}_{BB} einsortiert. Der Algorithmus ist noch einmal in Tabelle 4.2 zusammengefasst.

BA-Algorithmus

Der im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte SIC-Algorithmus benötigt zur Berechnung der Beamformingmatrizen die vollständige Kanalinfo-

formation in Form der komplexen Kanalmatrix \mathbf{H} als Eingangsparameter. Die komplexe Kanalmatrix ist allerdings aufgrund der Einschränkungen innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks nur schwer zu bestimmen. Daher beschränkt sich die Mehrheit der Kanalschätzungsalgorithmen für SBHB-Architekturen auf die Schätzung der dominanten Einfallswinkel- und Austrittswinkel. Den Verfahren zur Kanalschätzung für hybride Beamformingsysteme widmet sich Kapitel 5, weshalb an dieser Stelle auf eine ausführlichere Begründung verzichtet wird.

Der in dieser Arbeit vorgeschlagene *Beam Alignment* (BA)-Algorithmus basiert auf der Zuordnung und Ausrichtung der einzelnen *Subarrays* in jeweils eine der durch die Kanalschätzung identifizierten Raumrichtungen, gegeben durch die Austrittswinkel am Sender bzw. die Einfallswinkel am Empfänger. Analog zum SIC-Algorithmus findet in diesem Abschnitt ausschließlich o.B.d.A. eine Beschreibung des Verfahrens aus Sicht des Senders statt. Dabei wird davon ausgegangen, dass dem Sender durch die Kanalschätzung N_d Austrittswinkel bekannt sind. Für $N_d \geq N_{\text{dig}}$ werden die N_{dig} stärksten räumlichen Ausbreitungspfade ausgewählt, sodass für die Anzahl paralleler Datenströme unter Verwendung eines *spatial multiplexing* $K = N_{\text{dig}}$ folgt. Für den Fall $N_d < N_{\text{dig}}$ konnten weniger räumliche Ausbreitungspfade gefunden werden als Digitalkanäle vorhanden sind. Somit können mehrere *Subarrays* zu einem virtuellen größeren *Subarray* mit gesteigertem Antennengewinn zusammengefasst werden. Es folgt für die Anzahl paralleler Datenströme $K = N_d$. Die geschätzten Austrittswinkel können in Elevation mit $\hat{\boldsymbol{\theta}} = [\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_K]^T$ und in Azimut mit $\hat{\boldsymbol{\psi}} = [\hat{\psi}_1, \dots, \hat{\psi}_K]^T$ beschrieben werden. Dabei entspricht das Winkelpaar $\{\hat{\theta}_d, \hat{\psi}_d\}$ der gewünschten Strahlrichtung des d -ten *Subarrays*.

Zur Ausrichtung des Antennenarrays in eine gewünschte Raumrichtung können Azimut und Elevation getrennt betrachtet werden. Die zu einer Strahlformung in Azimut beitragenden Antennenelemente sind in y -Richtung (horizontaler Richtung) und die zu einer Strahlformung in Elevation beitragenden Antennenelemente sind in z -Richtung (vertikaler Richtung) des in Abschnitt 2.1.1, Abbildung 2.1 vorgestellten Koordinatensystems angeordnet. Eine Ausrichtung der *Subarrays* findet wie bei klassischen *Phased Array*-Systemen über die Einstellung einer konstanten Phasendifferenz zwischen den benachbarten Antennenelementen

in der gewünschten Ebene statt. Es ergibt sich nach [253] für die Phasendifferenz zwischen den benachbarten Antennenelementen

$$\Delta\varphi = \beta d_a \sin\{\phi\} \quad (4.84)$$

eine Auslenkung des Antennenarrays um ϕ von der Hauptstrahlrichtung bei phasengleicher Speisung. Dabei ist $\beta = 2\pi/\lambda$ die Wellenzahl und d_a der Abstand zwischen den Antennenelementen. Für die Bestimmung aller möglichen Strahlrichtungen wird zunächst der abzudeckende Winkelbereich in Azimut zu Φ und in Elevation zu Θ definiert. Dabei wird in Azimut und Elevation von einem symmetrischen Abdeckungsbereich um die Hauptstrahlrichtung bei phasengleicher Anregung der Antennenelemente ausgegangen. Ausgedrückt in Vielfachen der minimalen Phasenschieberauflösung ergeben sich die einstellbaren Strahlrichtungen in Azimut zu

$$\psi = \arcsin\left\{\frac{\mathbf{b}^{\text{az}}\varphi_\delta}{\beta d_a}\right\} \quad (4.85)$$

mit

$$\mathbf{b}^{\text{az}} = [-b_{\text{max}}^{\text{az}}, \dots, -1, 0, 1, \dots, b_{\text{max}}^{\text{az}}] \quad (4.86)$$

und

$$b_{\text{max}}^{\text{az}} = \left\lceil \beta d_a \sin\{|\Phi|\} \frac{2^q}{2\pi} \right\rceil. \quad (4.87)$$

Analog hierzu resultieren die einstellbaren Strahlrichtungen in Elevation zu

$$\theta = \arcsin\left\{\frac{\mathbf{b}^{\text{el}}\varphi_\delta}{\beta d_a}\right\} \quad (4.88)$$

mit

$$\mathbf{b}^{\text{el}} = [-b_{\text{max}}^{\text{el}}, \dots, -1, 0, 1, \dots, b_{\text{max}}^{\text{el}}] \quad (4.89)$$

und

$$b_{\text{max}}^{\text{el}} = \left\lceil \beta d_a \sin\{|\Theta|\} \frac{2^q}{2\pi} \right\rceil. \quad (4.90)$$

Die Gesamtanzahl an Strahlrichtungen in Azimut ergibt sich zu

$$N_b^{\text{az}} = 2b_{\text{max}}^{\text{az}} + 1 \quad (4.91)$$

und in Elevation zu

$$N_b^{\text{el}} = 2b_{\text{max}}^{\text{el}} + 1 \quad (4.92)$$

womit $\boldsymbol{\psi} \in \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_{N_b^{\text{az}}}\}$ und $\boldsymbol{\theta} \in \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{N_b^{\text{el}}}\}$ folgt.

Basierend auf den durch die Kanalschätzung ermittelten AoDs kann die optimale Strahlrichtung für jedes *Subarray* aus den einstellbaren Strahlrichtungen ausgewählt werden. Die Indexmenge der möglichen Phasenschieberdifferenzen ist definiert als $\mathcal{B}^{\text{az}} \in \{1, 2, \dots, N_b^{\text{az}}\}$ bzw. $\mathcal{B}^{\text{el}} \in \{1, 2, \dots, N_b^{\text{el}}\}$. Für das k -te virtuelle *Subarray* ergibt sich der optimale Index der Phasenschieberdifferenz in Azimut zu

$$i_{\psi,k} = \arg \min_{i \in \mathcal{B}^{\text{az}}} \left\{ \left| \hat{\psi}_k - \psi_i \right| \right\}, \quad (4.93)$$

womit sich ein Azimutwinkel der Strahlrichtung von

$$\psi_k^{\text{opt}} = \arcsin \left\{ \frac{b_{i_{\psi,k}}^{\text{az}} \varphi_{\delta}}{\beta d_a} \right\} \quad (4.94)$$

ergibt. Der optimale Index der Phasenschieberdifferenz in Elevation ergibt sich für das k -te virtuelle *Subarray* zu

$$i_{\theta,k} = \arg \min_{i \in \mathcal{B}^{\text{el}}} \left\{ \left| \hat{\theta}_k - \theta_i \right| \right\}, \quad (4.95)$$

woraus ein Elevationswinkel der Strahlrichtung von

$$\theta_k^{\text{opt}} = \arcsin \left\{ \frac{b_{i_{\theta,k}}^{\text{el}} \varphi_{\delta}}{\beta d_a} \right\} \quad (4.96)$$

resultiert. Anschließend kann für jedes *Subarray* basierend auf den optimalen Azimut- und Elevationswinkeln der Belegungsvektor berechnet werden. Hierfür ist die Kenntnis über die räumliche Position der einzelnen Antennenelemente der *Subarrays* notwendig. Die in Kapitel 2.1.1 eingeführte Matrix der Antennenpositionen $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{M_{\text{ant}} \times 3}$ wird zunächst in die einzelnen virtuellen *Subarrays* unterteilt. Es ergibt sich

$$\mathbf{A} = \left[\left(\mathbf{A}_1^{\text{sub}} \right)^T, \left(\mathbf{A}_2^{\text{sub}} \right)^T, \dots, \left(\mathbf{A}_K^{\text{sub}} \right)^T \right]^T \quad (4.97)$$

Tabelle 4.3: Beamformingalgorithmus für senderseitige SBHB-Systeme basierend auf der Ausrichtung virtueller *Subarrays*.

BA-Algorithmus:
1: Eingangsdaten: $\hat{\boldsymbol{\psi}}, \hat{\boldsymbol{\theta}}, \boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{b}^{\text{az}}, \mathbf{b}^{\text{el}}, K$
2: Für $k = 1, \dots, K$
3: Berechne $i_{\psi,k}$ und $i_{\theta,k}$ mit Gleichung (4.93) bzw. (4.95)
4: Bestimme ψ_k^{opt} und θ_k^{opt} mit Gleichung (4.94) bzw. (4.96)
5: Berechne $\mathbf{v}_k = e^{j\beta(\mathbf{a}_k^{\text{sub},y} \sin \theta_k^{\text{opt}} \sin \psi_k^{\text{opt}} + \mathbf{a}_k^{\text{sub},z} \cos \theta_k^{\text{opt}})}$
6: Ende
7: Konstruiere \mathbf{F} aus $\mathbf{v}_k \forall k$
8: Ausgabe: \mathbf{F}

und für das k -te *Subarray* erhält man

$$\mathbf{A}_k^{\text{sub}} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_k^{\text{sub},x} & \mathbf{a}_k^{\text{sub},y} & \mathbf{a}_k^{\text{sub},z} \end{bmatrix} \quad (4.98)$$

mit $\mathbf{a}_k^{\text{sub},x}, \mathbf{a}_k^{\text{sub},y}, \mathbf{a}_k^{\text{sub},z} \in \mathbb{R}^{\check{M}_{\text{sub},k} \times 1}$. Auf Grundlage der Antennenelementpositionen sowie des Azimut- und Elevationswinkels des k -ten *Subarrays* erhält man den Belegungsvektor

$$\mathbf{v}_k = e^{j\beta(\mathbf{a}_k^{\text{sub},y} \sin \theta_k^{\text{opt}} \sin \psi_k^{\text{opt}} + \mathbf{a}_k^{\text{sub},z} \cos \theta_k^{\text{opt}})} \quad (4.99)$$

der Form $\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{\check{M}_{\text{sub},k} \times 1}$. Aus den Belegungsvektoren ergibt sich nach Gleichung (4.61) die gesuchte Beamformingmatrix \mathbf{F} . Dies kann wie für den SIC-Algorithmus in die analoge Beamformingmatrix \mathbf{F}_{RF} und die Matrix zur digitalen Signalvorverarbeitung \mathbf{F}_{BB} aufgetrennt werden. Das Vorgehen des BA-Algorithmus ist nochmals in Algorithmus 4.3 aufgelistet.

Für lineare Antennenarrays (engl. *Uniform Linear Array* (ULA)) lässt sich die Antennenarraycharakteristik weiter optimieren, indem die Phasendifferenzen zwischen den angrenzenden Antennenelementen benachbarter *Subarrays* angepasst werden. Dies erfolgt über eine geeignete Auswahl der Koeffizienten der Matrix zur digitalen Signalvorverarbeitung \mathbf{F}_{BB} . Man beachte, dass ohne eine Anpassung eine zufällige Pha-

sendifferenz zwischen den angrenzenden Antennenelementen benachbarter *Subarrays* vorliegt und somit gegebenenfalls eine Unstetigkeit entsteht, welche die Richtcharakteristik negativ beeinflusst. Mit dem Belegungsvektor des k -ten *Subarrays* $\mathbf{v}_k = [\nu_{k,1}, \nu_{k,2}, \dots, \nu_{k, \check{M}_{\text{sub},k}}]^T$ folgt für den Belegungsvektor im Digitalteil

$$\mathbf{v}_{\text{BB},k} = \begin{cases} e^{\angle \nu_{k-1, \check{M}_{\text{sub},k-1}} + \Delta \nu_{k-1}} & , k \in \{2, \dots, K\} \\ 1 & , k = 1. \end{cases} \quad (4.100)$$

mit $\Delta \nu_{k-1} = \angle \nu_{k-1,2} - \angle \nu_{k-1,1}$. Es wird hierbei also zwischen zwei *Subarrays* die eingestellte Winkeldifferenz zwischen den Antennenelementen des vorherigen *Subarrays* $k - 1$ übernommen.

4.2.2 Subarray-basierte hybride Beamformingsysteme mit Schaltern

Die Auslastung einer Mobilfunkbasisstation hängt stark von der Tageszeit ab. Die Anzahl an innerhalb einer Mobilfunkzelle aktiven Personen variiert im Verlauf des Tages, wodurch Zeitspannen entstehen, in denen die Mobilfunkbasisstation nicht vollständig ausgelastet ist. Dies zieht eine Reduktion der Effizienz des Gesamtnetzes nach sich. Zur Kompensation dieser Effizienzreduktion kann in Zeiten einer geringen Mobilfunkzellauslastung eine Abschaltung von Teilen des Antennenarrays zur Verringerung des Energieverbrauchs erfolgen. Insbesondere die Abschaltung energiehungriger Leistungsverstärker auf der Senderseite kann den Energieverbrauch in Zeiten geringer Mobilfunkzellauslastung deutlich senken.

Basierend auf der SBHB-Architektur präsentiert dieser Abschnitt ein Verfahren zur intelligenten Abschaltung von Antennenelementen, welches die Abnahme der maximal erreichbaren Übertragungsrate minimiert. Hierfür muss zunächst eine Abschaltvorrichtung der einzelnen HF-Kanäle bereitgestellt werden. Falls keine ganzen *Subarrays* abgeschaltet werden sollen, ist eine Abschaltung über die Leistungsverstärker nach dem analogen Beamformingnetzwerk möglich. Hierbei muss allerdings berücksichtigt werden, dass die über Leistungsteiler innerhalb eines *Subarrays* aufgeteilte Signalleistung terminiert ist und somit verloren geht.

Modifizierter SIC-Algorithmus zur intelligenten Abschaltung

Eine intelligente Abschaltung von Antennenelementen kann über die Analyse der mit dem SIC-Algorithmus berechneten Amplitudengewichte der einzelnen Antennenelemente erfolgen [ELRL⁺19]. Das Vorgehen wird o.B.d.A. ausschließlich aus Sicht des Senders beschrieben. Der Abschaltalgorithmus schaltet die $\zeta_{\text{off}} \cdot 100\%$ der am geringsten zur Strahlformung beitragenden Antennenelemente ab. Aus dem festgelegten Prozentsatz $\zeta_{\text{off}} \cdot 100\%$ folgt für die Anzahl abzuschaltender Antennenelemente

$$M_{\text{off}} = \lceil M_{\text{ant}} \cdot \zeta_{\text{off}} \rceil, \quad (4.101)$$

wobei M_{ant} im Empfängerfall durch N_{ant} ersetzt werden muss. Aufgrund der notwendigen Rundung auf eine Ganzzahl ergibt sich der tatsächliche Prozentsatz abgeschalteter Antennenelemente zu $\tilde{\zeta}_{\text{off}} = M_{\text{off}}/M_{\text{ant}} \cdot 100\%$. Die Amplitudengewichtungen ergeben sich für das k -te *Subarray* aus dem Betrag des ersten rechten Singulärvektors $\mathbf{v}_{k,1}$ aus Gleichung (4.81)

$$\mathbf{l}_{1,k} = \sqrt{\text{diag} \left\{ \mathbf{v}_{k,1} (\mathbf{v}_{k,1})^H \right\}}, \quad (4.102)$$

womit sich der Vektor mit den Amplitudengewichten aller Antennenelemente zu

$$\mathbf{l} = [(\mathbf{l}_{1,1})^T, \dots, (\mathbf{l}_{1,K})^T]^T \quad (4.103)$$

ergibt. Anschließend werden aus $\mathbf{l} \in \mathbb{R}^{M_{\text{ant}} \times 1}$ die M_{off} kleinsten Elemente ausgewählt. Die Zeilenindizes der kleinsten Elemente von \mathbf{l} bilden eine echte Teilmenge $\mathcal{M}_{\text{off}} \subsetneq \mathcal{M}_{\text{ant}}$ der Mächtigkeit $|\mathcal{M}_{\text{off}}| = M_{\text{off}}$ der Menge aller Antennenindizes $\mathcal{M}_{\text{ant}} \in \{1, 2, \dots, M_{\text{ant}}\}$. Die durch \mathcal{M}_{off} indizierten Antennenelemente könnten im Folgenden direkt abgeschaltet werden. Allerdings würde dies die mit dem SIC-Algorithmus berechneten optimalen Beamformingvektoren verändern und somit die Gesamtcharakteristik verzerren. Deshalb wird der SIC-Algorithmus nochmals mit einer aktualisierten Auswahlmatrix $\tilde{\mathbf{S}}$ ausgeführt, welche die Abschaltung der in \mathcal{M}_{off} identifizierten Antennenelemente berücksichtigt. Dies

erfolgt, indem die durch \mathcal{M}_{off} indizierten Zeilen der Auswahlmatrix \mathbf{S}_k zu Null gesetzt werden. Die aktualisierte Auswahlmatrix lautet

$$\tilde{\mathbf{S}}_k(m, \cdot) = \begin{cases} \mathbf{S}_k(m, \cdot) & , m \in \mathcal{M}_{\text{ant}} \setminus \mathcal{M}_{\text{off}} \\ \mathbf{0}_{1 \times \check{M}_{\text{sub},k}} & , m \in \mathcal{M}_{\text{off}} \end{cases} \quad (4.104)$$

für alle $m \in \{1, \dots, M_{\text{ant}}\}$ und $k \in \{1, \dots, K\}$.

4.2.3 Subarray-basierte hybride Beamformingsysteme mit zusätzlichen Freiheitsgraden

Eine Steigerung der maximal erreichbaren Übertragungsrate von SBHB-Systemen ist durch das Einfügen zusätzlicher Freiheitsgrade in Form von Phasenschiebern innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks möglich [ERM⁺18, ERLMZ18, 254, 255]. Hierfür muss also nicht die Anzahl an Antennen oder die Anzahl an Digitalkanälen verändert werden. Die zusätzlichen Freiheitsgrade erhält man allerdings auf Kosten einer Erhöhung des Hardwareaufwandes und der Schaltungskomplexität innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks. Im Detail bedeutet dies, dass ausgehend von einer SBHB-Architektur Digitalkanäle nicht länger ausschließlich mit ihrem eigenen *Subarray* verbunden sind, sondern darüber hinaus über zusätzliche Phasenschieber Zugriff auf Antennenelemente anderer *Subarrays* bekommen. Hierbei spricht man von einem Überlappen der *Subarrays*, die im Folgenden, basierend auf der englischen Bezeichnung *Overlapped Subarray-based Hybrid Beamforming Architectures* (OSBHB) [256], OSBHB-Architekturen genannt werden. Das Prinzip der OSBHB-Architektur ist beispielhaft in Abbildung 4.4 für das einseitige Überlappen zweier *Subarrays* aufgezeigt. Weitere schaltungstechnisch einfach realisierbare Möglichkeiten zur Überlappung benachbarter *Subarrays* finden sich in [ERM⁺18]. Für eine einseitige Verknüpfung zweier benachbarter *Subarrays* ist also ein zusätzlicher Phasenschieber sowie ein zusätzlicher Leistungsteiler und -kombinierer notwendig. Für eine beidseitige Verknüpfung zweier benachbarter *Subarrays* werden dementsprechend zwei zusätzliche Phasenschieber sowie zwei zusätzliche Leistungsteiler und -kombinierer benötigt. Die Anzahl hinzugefügter Freiheitsgrade lässt sich bis zu einer vollständigen Verbindung aller Digitalkanäle mit allen Antennenelementen steigern. Das Ergebnis

entspricht der in Abbildung 4.2 dargestellten vollständig verbundenen hybriden Beamformingarchitektur. Wie die späteren Untersuchungen zeigen, lässt sich über das Einfügen zusätzlicher Freiheitsgrade zwischen der maximal erreichbaren Datenrate und der Komplexität des analogen Beamformingnetzwerks abwägen.

Erweiterter OSA-Algorithmus

Für die Berechnung der Beamformingmatrizen wird der von Song et al. in [256] präsentierte *Uniform Low Rank Sparse Recovery* Algorithmus auf zweidimensionale Antennenarrays erweitert. Dieser wird im weiteren Verlauf als OSA-Algorithmus bezeichnet. Der OSA-Algorithmus folgt einer koordinierten Beamformingprozedur zwischen Sender und Empfänger, mit dem Ziel der Maximierung des gesamten effektiven Antennenarraygewinns basierend auf der *Greedy Truncated Power (GTP)*-Methode. Für die Ausführung des Algorithmus wird die vollständige Kenntnis über die komplexe MIMO-Kanalmatrix \mathbf{H} vorausgesetzt. Des Weiteren wird ausschließlich die Bestimmung der analogen Beamformingmatrizen betrachtet, da diese ausschlaggebend für die Ausbildung der Strahlformung sind. Das Maximierungsproblem besitzt nach [256] die Form

$$\max_{\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}} \left\{ \left\| \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \right\|_F \right\} \quad (4.105)$$

unter der Bedingung das $\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{I}_{M_{\text{dig}}}$ und $\mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} = \mathbf{I}_{N_{\text{dig}}}$ erfüllt werden. Im Folgenden wird wie in den vorherigen Abschnitten o.B.d.A. eine hybride Beamformingarchitektur ausschließlich am Sender

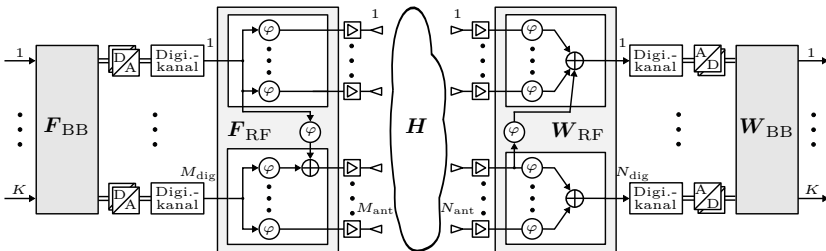


Abbildung 4.4: Blockdiagramm der OSBHB-Architektur mit einer einseitigen Überlappung zweier Subarrays am Sender und Empfänger.

angenommen. Am Empfänger wird von einer volldigitalen Architektur ausgegangen, d.h. es gilt $N_{\text{ant}} = N_{\text{dig}}$. Somit muss keine Optimierung der Beamformingmatrix am Empfänger erfolgen, da diese direkt, wie in Gleichung (2.18) in Abschnitt 2.1.2 beschrieben, anhand der Singulärwertzerlegung bestimmt werden kann. Für den Sender ergibt sich die analoge Beamformingmatrix zu $\mathbf{F}_{\text{RF}} = [\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_{M_{\text{dig}}}]$ mit den Vektoren $\mathbf{f}_d \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times 1}$ für $d \in \{1, \dots, M_{\text{dig}}\}$. Dabei besitzt der d -te Beamformingvektor \mathbf{f}_d genau $M_{\text{osub},d}$ Einträge ungleich Null an den Zeilenindizes $\mathcal{M}_{\text{osub},d}$. Diese Zeilenindizes repräsentieren die Indizes der Antennenelemente, mit denen der d -te Digitalkanal verbunden ist. Dadurch gilt $\mathcal{M}_{\text{osub},d} \subsetneq \mathcal{M}_{\text{ant}}$. Für die Repräsentation dieser Struktur wird die binäre Auswahlmatrix $\mathbf{O} \in \mathbb{B}^{M_{\text{ant}} \times M_{\text{dig}}}$ mit $\mathbb{B} \in \{0, 1\}$ zu

$$\mathbf{O} = \begin{bmatrix} o_{1,1} & o_{1,2} & \cdots & o_{1,M_{\text{dig}}} \\ o_{2,1} & o_{2,2} & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ o_{M_{\text{ant}},1} & & \cdots & o_{M_{\text{ant}},M_{\text{dig}}} \end{bmatrix} \quad (4.106)$$

definiert, mit den Einträgen $o_{m,d} \in \{0, 1\} \forall m, d$. Die Matrix besitzt, identisch zur analogen Beamformingmatrix \mathbf{F}_{RF} , nur Einträge ungleich Null an den Indizes $\mathcal{M}_{\text{osub},d} \forall d$. Zur Quantifizierung zusätzlich hinzugefügter Freiheitsgrade verglichen mit der SBHB-Architektur kann der sogenannte Überlappungsgrad [ERLMZ18]

$$\mathcal{O} = \left(\sum_{m=1}^{M_{\text{ant}}} \sum_{d=1}^{M_{\text{dig}}} o_{m,d} \right) - M_{\text{ant}} \quad (4.107)$$

definiert werden. Im Minimalfall findet keinerlei Überlappung der *Subarrays* statt, d.h. es ergibt sich eine SBHB-Architektur. Somit gilt in diesem Fall $\mathcal{O}_{\text{min}} = 0$. Das andere Extrem stellt die vollständig verbundene hybride Beamformingarchitektur dar. Es gilt dabei $\mathcal{O}_{\text{max}} = (M_{\text{dig}} - 1)M_{\text{ant}}$.

Das in Gleichung (4.105) beschriebene Maximierungsproblem ergibt sich aus Sicht des Senders zu [256]

$$\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathcal{F}_{\text{RF}}} \text{tr} \left\{ \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \right\}, \quad (4.108)$$

Tabelle 4.4: OSA-Algorithmus unter Verwendung der GTP-Methode nach Song et al. [256].

OSA-Algorithmus:	
1:	Eingangsdaten: $\mathbf{H}, \mathbf{O} = [\mathbf{o}_1, \dots, \mathbf{o}_{M_{\text{dig}}}]$
2:	Initialisierung: $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{0}_{M_{\text{ant}} \times M_{\text{dig}}}, \mathbf{P}_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$
3:	Für $d = 1, \dots, M_{\text{dig}}$
4:	Initialisiere $i = 1$ und $\tilde{\mathbf{f}}_{d,0} = \mathbf{o}_d$
5:	Tue
6:	$\tilde{\mathbf{f}}_{d,i} = \mathbf{P}_d \tilde{\mathbf{f}}_{d,i-1} / \ \mathbf{P}_d \tilde{\mathbf{f}}_{d,i-1}\ _2$
7:	$\tilde{\mathbf{f}}_{d,i} = \tilde{\mathbf{f}}_{d,i} \odot \mathbf{o}_d$
8:	$i = i + 1$
9:	Solange $\ \tilde{\mathbf{f}}_{d,i} - \tilde{\mathbf{f}}_{d,i-1}\ _2 > \Xi$ und $i < i_{\text{max}}$
10:	$\mathbf{f}_d = \bar{o}_d e^{j\angle \tilde{\mathbf{f}}_{d,i}} \odot \mathbf{o}_d$ mit $\bar{o}_d = 1 / \sqrt{\sum_m^{M_{\text{ant}}} o_{m,d}}$
11:	Ersetze die k -te Spalte von \mathbf{F}_{RF} mit \mathbf{f}_d
12:	$\mathbf{P}_{d+1} = \left(\mathbf{I}_{M_{\text{ant}}} - \tilde{\mathbf{f}}_{d,i} \tilde{\mathbf{f}}_{d,i}^H / \ \tilde{\mathbf{f}}_{d,i}\ _2^2 \right) \mathbf{P}_d$
13:	Ende
14:	Ausgabe: \mathbf{F}_{RF}

welches einem Eigenwertproblem mit spärlichen Einträgen (engl. *Sparse Eigenvalue Problem*) entspricht. Dieses kann wie in [257] gezeigt mittels der GTP-Methode gelöst werden. Dabei wird schrittweise ein genügend guter Beamformingvektor \mathbf{f}_d in einem iterativen Prozess ermittelt. Die GTP-Methode zur Bestimmung der analogen Beamformingmatrix am Sender ist in Tabelle 4.4 in Form eines Pseudocodes beschrieben. Ausgehend von einem Startvektor $\tilde{\mathbf{f}}_{d,0} = \mathbf{o}_d$ und $\mathbf{P}_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ wird schrittweise der d -te Beamformingvektor, mit den in den Zeilen 6 bis 7 gezeigten Berechnungsvorschriften $\tilde{\mathbf{f}}_{d,i} = \mathbf{P}_d \tilde{\mathbf{f}}_{d,i-1} / \|\mathbf{P}_d \tilde{\mathbf{f}}_{d,i-1}\|_2$ und $\tilde{\mathbf{f}}_{d,i} = \tilde{\mathbf{f}}_{d,i} \odot \mathbf{o}_d$, angepasst. Dabei entspricht $\mathbf{o}_d \in \mathbb{C}^{M_{\text{ant}} \times 1}$ dem k -ten Spaltenvektor der zuvor definierten Auswahlmatrix $\mathbf{O} = [\mathbf{o}_1, \dots, \mathbf{o}_{M_{\text{dig}}}]$. Dieser Auswahlvektor erzwingt somit die durch die Verschaltung innerhalb der analogen Beamformingmatrix vorgegebenen physikalischen Einschränkungen. Die Schleife wird abgebrochen sobald diese konvergiert, d.h. sich

der gefundene Beamformingvektor $\tilde{\mathbf{f}}_{d,i}$ mit weiteren Durchläufen nicht weiter maßgeblich ändert. Es gilt als Abbruchkriterium $\|\tilde{\mathbf{f}}_{d,i} - \tilde{\mathbf{f}}_{d,i-1}\|_2 < \Xi$, wobei ein genügend geringer Schwellwert $\Xi \in \mathbb{R}$ festgelegt wird [256]. Für den Fall, dass der Algorithmus nicht konvergiert, wird in der programmiertechnischen Umsetzung zusätzlich die maximale Anzahl an Iterationen auf einen festen Wert i_{\max} begrenzt. Nach Abbruch der Schleife werden nur die Phasenwerte des bestimmten Beamformingvektors $\tilde{\mathbf{f}}_{d,i}$ weiter verwendet, da von keiner Möglichkeit zur Amplitudengewichtung im analogen Beamformingnetzwerk ausgegangen wird. Es folgt [256]

$$\mathbf{f}_d = \bar{o}_d e^{j\angle \tilde{\mathbf{f}}_{d,i}} \odot \mathbf{o}_d \quad (4.109)$$

mit dem Faktor zur Leistungsnormierung

$$\bar{o}_d = \frac{1}{\sqrt{\sum_m^{M_{\text{ant}}} o_{m,d}}} . \quad (4.110)$$

Abschließend wird vor der Suche des $d+1$ -ten Beamformingvektors der Beitrag von $\tilde{\mathbf{f}}_{d,i}$ von der quadratischen Matrix

$$\mathbf{P}_{d+1} = \left(\mathbf{I}_{M_{\text{ant}}} - \tilde{\mathbf{f}}_{d,i} \tilde{\mathbf{f}}_{d,i}^H / \|\tilde{\mathbf{f}}_{d,i}\|_2^2 \right) \mathbf{P}_d \quad (4.111)$$

entfernt.

Modifizierter SIC-Algorithmus für OSBHB-Architekturen

Neben dem vorgestellten OSA-Algorithmus kann ebenfalls der in Abschnitt 4.2.1 vorgestellte SIC-Algorithmus angepasst werden. Hierfür wird die Auswahlmatrix \mathbf{S}_k aus Gleichung (4.80) an die Hardwareeinschränkungen bzw. die zusätzlich hinzugefügten Freiheitsgrade angepasst. Anschließend erfolgt die Konstruktion der Beamformingmatrix identisch zu Tabelle 4.2, unter Anpassung der Leistungsnormierung.

4.3 Energieeffizienz hybrider Beamformingarchitekturen

Die beiden wichtigsten Kriterien zur Bewertung verschiedener Beamformingarchitekturen stellen die maximal erreichbare Übertragungsrate und die Energieeffizienz dar. Die Energieeffizienz

$$E = R/P_{\text{ges}} \quad (4.112)$$

in Bit/J/Hz ergibt sich aus dem Verhältnis von der maximal erreichbaren Übertragungsrate R zu dem dafür benötigten Gesamtleistungsverbrauch P_{ges} . Darüber hinaus lässt sich unter Einbeziehung der Systembandbreite B_s der Energieaufwand pro übertragenem Bit

$$J = P_{\text{ges}}/(R \cdot B_s) \quad (4.113)$$

in J/Bit berechnen. Die nachfolgenden Beschreibungen werden o.B.d.A. aus Sicht eines Sendesystems aufgestellt. Der Gesamtleistungsverbrauch des Sendesystems lässt sich nach [85] in einen allgemeinen Leistungsverbrauch P_c , der für alle Architekturen identisch ist, und einen von der gewählten Architektur abhängigen Anteil P_v aufteilen. Es gilt somit $P_{\text{ges}} = P_c + P_v$. Der allgemeine Leistungsverbrauch P_c ergibt sich unter anderem aus der Summe der Sendeleistung und der benötigten Leistung zur Generierung des LO-Signals, die für alle Architekturen als identisch angenommen werden können. Der variable Leistungsverbrauch lässt sich weiter unterteilen in

$$P_v = M_{\text{dig}}P_{\text{dig}} + M_{\text{pa}}P_{\text{pa}} + M_{\text{ps}}P_{\text{ps}} + M_{\text{dc}}P_{\text{dc}}. \quad (4.114)$$

Dabei entsprechen M_{dig} und P_{dig} der Anzahl bzw. dem Leistungsverbrauch der Digitalkanäle, M_{ps} und P_{ps} der Anzahl bzw. dem Leistungsverbrauch der Phasenschieber, M_{pa} und P_{pa} der Anzahl bzw. dem Leistungsverbrauch der Verstärker innerhalb eines HF-Kanals nach dem analogen Beamformingnetzwerk sowie M_{dc} und P_{dc} der Anzahl bzw. dem Leistungsverbrauch der 1:2-Leistungsteiler und -kombinierer. Der Leistungsverbrauch der Phasenschieber, Leistungsteiler und -kombinierer muss insbesondere die zusätzlich benötigte Leistung berücksichtigen, die für einen weiteren Verstärker aufgebracht werden muss, um die hinzu-

gekommenen HF-Verluste der Komponenten zu kompensieren. Ebenso müssen aus Gründen der Fairness die gegebenenfalls zusätzlich entstandenen Leitungsverluste innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks im Vergleich zu einer volldigitalen Architektur berücksichtigt werden. Für die volldigitale Architektur als Referenz ergibt sich die Energieeffizienz zu

$$E_{VD} = \frac{R_{VD}}{P_c + M_{\text{ant}}(P_{\text{dig}} + P_{\text{pa}})}, \quad (4.115)$$

wobei die Anzahl an Digitalkanälen der Anzahl an Antennenelementen entspricht. Für die SBHB-Architektur resultiert die Energieeffizienz zu

$$E_{SB} = \frac{R_{SB}}{P_c + M_{\text{dig}}P_{\text{dig}} + M_{\text{dc}}P_{\text{dc}} + M_{\text{ant}}(P_{\text{ps}} + P_{\text{pa}})} \quad (4.116)$$

mit $M_{\text{dc}} = M_{\text{dig}}(M_{\text{sub}} - 1)$ Leistungsteilern sowie M_{ant} Phasenschiebern und Leistungsverstärkern. Wie bereits beschrieben, gilt für praktische Realisierungen $M_{\text{dig}} \ll M_{\text{ant}}$, sodass die Energieeffizienz im Vergleich zur volldigitalen Architektur erhöht wird. Hierfür dürfen allerdings in keinem Fall die Reduktion der erreichbaren Übertragungsrates durch die SBHB-Architektur $R_{VD} - R_{SB}$ und die zusätzlichen Verluste durch die benötigten Leistungsteiler und Phasenschieber $M_{\text{dc}}P_{\text{dc}} + M_{\text{ant}}P_{\text{ps}}$ die gewonnene Energieeinsparung überwiegen. Ob dies gelingt, hängt dabei maßgeblich vom Leistungsverbrauch eines einzelnen Digitalkanals, dem damit zusammenhängenden Leistungsverbrauch der Hardware zur digitalen Signalverarbeitung sowie der schaltungstechnischen Umsetzung der Phasenschieber und Leistungsteiler ab.

Unter Berücksichtigung von Schaltern innerhalb der SBHB-Architektur reduziert sich abhängig von dem gewählten Abschaltfaktor die Anzahl aktiver Phasenschieber und Leistungsverstärker um M_{off} . Somit kann in Zeiten geringer Mobilfunkzellauslastung, d.h. in Zeiten in denen nicht die maximal erreichbare Übertragungsrates benötigt wird, der Leistungsverbrauch reduziert werden. Hiermit kann bis zu einem gewissen Grad die Energieeffizienz erhöht werden. Für das Abschalten beliebiger Antennenelemente ergibt sich die Energieeffizienz zu

$$E_{SW} = \frac{R_{SW}}{P_c + M_{\text{dig}}P_{\text{dig}} + M_{\text{dc}}P_{\text{dc}} + M_{\text{ps}}(P_{\text{ps}} + P_{\text{pa}})} \quad (4.117)$$

mit $M_{dc} = M_{dig}(M_{sub} - 1)$ Leistungsteilern und $M_{ps} = M_{ant} - M_{off}$ Phasenschiebern und Leistungsverstärkern. Der Leistungsverbrauch reduziert sich demnach um $M_{off}(P_{ps} + P_{pa})$ im Gegensatz zur SBHB-Architektur. Gleichzeitig reduziert sich aber auch die maximal erreichbare Übertragungsrate R_{SW} im Gegensatz zu R_{SB} in Abhängigkeit des Abschaltfaktors.

Für die SBHB-Architektur mit überlappenden *Subarrays* müssen die zusätzlichen Phasenschieber, Leistungsteiler sowie Leistungskombinierer berücksichtigt werden. Es ergibt sich die Energieeffizienz zu

$$E_{OS} = \frac{R_{OS}}{P_c + M_{dig}P_{dig} + M_{dc}P_{dc} + (M_{ant} + \mathcal{O})P_{ps}} \quad (4.118)$$

mit der Gesamtanzahl an 1:2-Leistungsteilern und -kombinierern $M_{dc} = M_{dig}(M_{sub} - 1) + 2\mathcal{O}$. Dabei ist \mathcal{O} der in Gleichung (4.107) definierte Überlappungsgrad, der die zusätzliche Anzahl hinzugefügter Freiheitsgrade angibt. Der zusätzliche Leistungsverbrauch von $2\mathcal{O}P_{dc} + \mathcal{O}P_{ps}$ ermöglicht hierbei die Steigerung der erreichbaren maximalen Übertragungsrate um $R_{OS} - R_{SB}$. Aufgrund des erhöhten Hardwareaufwands und Leistungsverbrauchs reduziert diese architektonische Lösung womöglich die Energieeffizienz im Vergleich zur klassischen SBHB-Architektur.

Anhand der präsentierten Gleichungen kann die Energieeffizienz der einzelnen hybriden Beamformingarchitekturen verglichen werden. Diese wird maßgeblich durch die hardware-technische Realisierung und Verschaltung der einzelnen Komponenten beeinflusst. Als eine der wichtigsten Kenngrößen von Kommunikationssystemen ist die Steigerung der Energieeffizienz durch geeignete hybride Beamformingalgorithmen derzeit Gegenstand der Forschung [258–260].

4.4 Vergleich hybrider Beamformingarchitekturen

Zur Analyse und zum Vergleich der einzelnen hybriden Beamformingarchitekturen werden im Folgenden das in Abschnitt 2.2.4 vorgestellte pfadbasierte Kanalmodell sowie die in Kapitel 3 gewonnenen Kanalmessdaten verwendet. Als Bewertungskriterium für die Leistungsfähig-

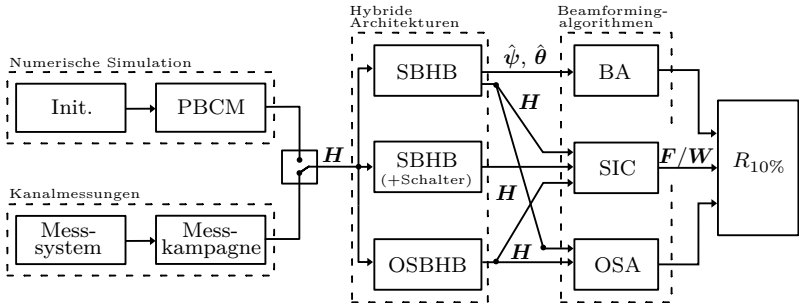


Abbildung 4.5: Blockdiagramm des Ablaufs der Analyse verschiedener hybrider Beamformingarchitekturen und -algorithmen.

keit dient die 10%-Ausfallkapazität. Aufgrund der Verknüpfung zwischen den einzelnen Algorithmen und der hybriden Beamformingarchitekturen sind die Hardwareeinschränkungen innerhalb des jeweiligen Algorithmus berücksichtigt. Eine Übersicht über den Ablauf der Analyse ist in Abbildung 4.5 gezeigt.

4.4.1 Numerische Analyse mittels PBCM

Für die numerische Analyse werden mittels des PBCM jeweils 1000 Kanalmatrizen mit gleichverteilten Einfallswinkel- und Austrittswinkel mit den in Tabelle 4.5 gegebenen Simulationsparametern erzeugt. Der Empfänger repräsentiert dabei eine Mobilfunkbasisstation mit der entsprechend gewählten hybriden Beamformingarchitektur und $N_{\text{ant}} = 16 \times 16$ Antennen. Der Einfallswinkelbereich wird in Azimut auf 120° und in Elevation auf 90° eingeschränkt. Als Elementcharakteristik wird das Simulationsergebnis der in Abschnitt 3.2.1 verwendeten Patchantenne verwendet. Die Anzahl an Digitalkanälen wird entweder auf $N_{\text{dig}} = 2 \times 2$ oder $N_{\text{dig}} = 4 \times 4$ festgelegt. Aus Gründen der Einfachheit wird eine an die Anzahl der Digitalkanäle am Empfänger angepasste voll-digitale Sendearchitektur eingesetzt. Die Anzahl an Antennen und Digitalkanälen am Sender ergibt sich somit zu $M_{\text{ant}} = M_{\text{dig}} = 2 \times 2$ bzw. $M_{\text{ant}} = M_{\text{dig}} = 4 \times 4$. Der Sender repräsentiert einen Mobilfunkteilnehmer, weshalb als Richtcharakteristik ein isotroper Kugelstrahler

angenommen wird. Der Winkelbereich der AoDs ist somit nicht eingeschränkt.

Zunächst soll die Leistungsfähigkeit der SBHB-Architektur analysiert werden. In Abbildung 4.6 ist dazu die 10%-Ausfallkapazität $R_{10\%}$ über dem SNR aufgetragen. Als obere Schranke der Leistungsfähigkeit dient die 10%-Ausfallkapazität einer volldigitalen Architektur (VD) am Empfänger mit $N_{\text{ant}} = N_{\text{dig}} = 16 \times 16$ Antennen und Digitalkanälen. Als untere Schranke der Leistungsfähigkeit dient zum einen eine volldigitale Architektur mit der Anzahl an Digitalkanälen der SBHB-

Tabelle 4.5: Simulationsparameter

Bezeichnung	Symbol	Wert
PBCM		
Anzahl der Kanalrealisierungen	N_{rel}	1000
Trägerfrequenz	f_c	28 GHz
Anzahl der Ausbreitungspfade	N_p	16
Sender - Mobilfunkteilnehmer		
Architektur	Volldigital	
Antennen	M_{ant}	$2 \times 2 / 4 \times 4$
Digitalkanäle	M_{dig}	$2 \times 2 / 4 \times 4$
Antennencharakteristik	Isotrop	
Elementgewinn	G_{Tx}	0 dBi
Elementabstand	$d_{a,\text{Tx}}$	$\lambda/2$
AoD-Bereich in Azimut	Φ_{Tx}	360°
AoD-Bereich in Elevation	Θ_{Tx}	180°
Empfänger - Mobilfunkbasisstation		
Architektur	Hybrid	
Antennen	N_{ant}	16×16
Digitalkanäle	N_{dig}	$2 \times 2 / 4 \times 4$
Auflösung Phasenschieber	q	6 Bit
Antennencharakteristik	Patchantenne	
Elementgewinn	G_{Rx}	4,1 dBi
Elementabstand	$d_{a,\text{Rx}}$	$\lambda/2$
AoA-Bereich in Azimut	Φ_{Rx}	120°
AoA-Bereich in Elevation	Θ_{Rx}	90°

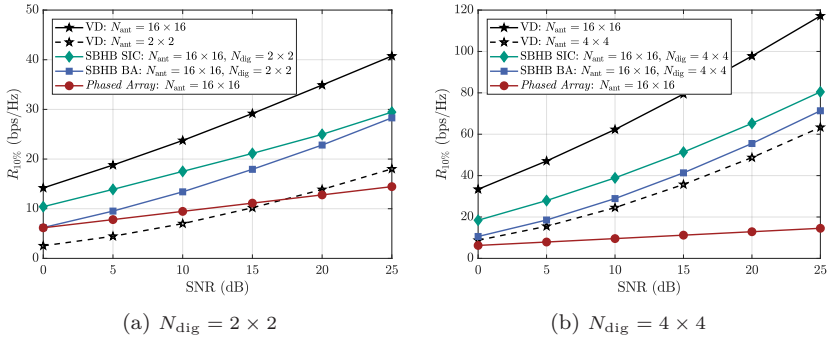


Abbildung 4.6: Vergleich der 10%-Ausfallkapazität über dem SNR der volldigitalen Architektur (VD), der SBHB-Architektur unter Verwendung des SIC- und BA-Algorithmus sowie eines *Phased Arrays*.

Architektur und zum anderen ein *Phased Array* mit $N_{\text{ant}} = 16 \times 16$ Antennen. Die Ergebnisse zeigen, dass die 10%-Ausfallkapazität der SBHB-Architektur für den SIC-Algorithmus und den BA-Algorithmus deutlich hinter der 10%-Ausfallkapazität des volldigitalen Systems mit $N_{\text{ant}} = N_{\text{dig}} = 16 \times 16$ zurückbleiben. Dies liegt an der diskutierten Reduktion an Freiheitsgraden der SBHB-Architektur und der nicht vorhandenen Möglichkeit einer Amplitudengewichtung. Nichtsdestotrotz zeigt sich ein deutlicher Gewinn an maximal erreichbarer Übertragungsrate gegenüber der volldigitalen Architektur mit reduzierter Größe sowie einer *Phased Array*-Architektur. Hierbei ist auch ersichtlich, dass aufgrund des räumlichen Multiplexverfahrens selbst die volldigitale Architektur mit reduzierter Größe das deutlich größere *Phased Array* bezüglich der maximal erreichbaren Übertragungsrate ab einem gewissen SNR schlägt. Dieser Effekt erhöht sich für $N_{\text{dig}} = 4 \times 4$. Beim Vergleich der beiden SBHB-Algorithmen zeigt der SIC-Algorithmus, insbesondere für ein niedriges SNR, eine deutlich höhere 10%-Ausfallkapazität im Vergleich zum BA-Algorithmus.

Wie in Abschnitt 4.2.2 vorgestellt, können in Zeiten geringer Zellauslastung einzelne Antennenelemente abgeschaltet werden, um so den Leistungsverbrauch der Mobilfunkbasisstation zu senken. Hierfür wurde ein Algorithmus zum intelligenten Abschalten der Antennenelemente mit dem geringsten Beitrag an der Strahlformung entworfen. Das

Ergebnis des Algorithmus im Vergleich zu einem zufälligen Abschalten von Antennenelementen ist in Abbildung 4.7 gezeigt. Dabei ist auf der vertikalen Achse die prozentuale Verschlechterung der 10 %-Ausfallkapazität $\Delta R_{10\%}$ bezogen auf die SBHB-Architektur dargestellt. Als untere Schranke ist die Leistungsfähigkeit der volldigitalen Architektur mit reduzierter Größe eingetragen, deren Antennenelemente nicht abgeschaltet werden. Wie erwartet verschlechtert sich die Ausfallkapazität bei Erhöhung des Abschaltfaktors. Des Weiteren ist die Reduktion der 10 %-Ausfallkapazität für das intelligente Abschalten bei weitem nicht so stark ausgeprägt wie dies für ein zufälliges Abschalten der Fall ist. Für einen Abschaltfaktor von 18,75 % (d.h. 48 abgeschalteten Elementen), $N_{\text{dig}} = 2 \times 2$ und einem SNR von 25 dB reduziert sich beispielsweise, bei Verwendung des intelligenten Abschaltalgorithmus, die 10 %-Ausfallkapazität um gerade einmal 3 % im Gegensatz zu einem zufälligen Abschalten, welches die 10 %-Ausfallkapazität um 9 % reduziert. An diesem Beispiel wird die Überlegenheit des präsentierten Algorithmus deutlich. Ebenso zeigt die durchgeführte Analyse, dass im Fall eines hohen SNRs des Kanals das Abschalten einzelner Antennenelemente einen deutlich geringeren Einfluss auf die erreichbare Übertragungsrate besitzt als für den Fall eines niedrigen SNRs. Der Vergleich von Abbildung 4.7a und 4.7b macht deutlich, dass speziell für eine geringere Anzahl an Digitalkanälen der intelligente Abschaltalgorithmus die maximal erreichbaren Übertragungsrate gegenüber einem zufälligen

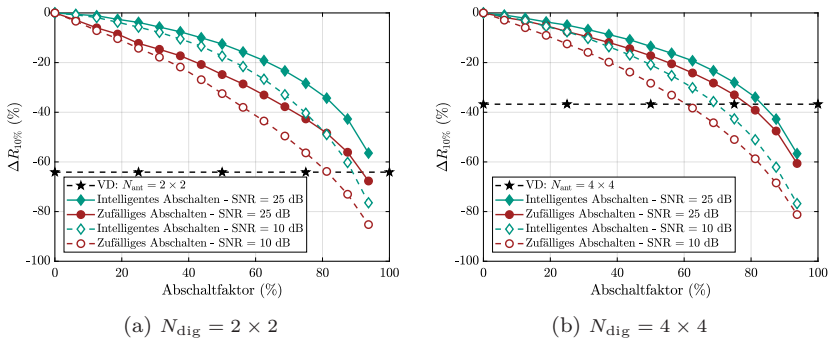


Abbildung 4.7: Prozentuale Verschlechterung der 10 %-Ausfallkapazität $\Delta R_{10\%}$ bezogen auf die SBHB-Architektur über dem Abschaltfaktor.

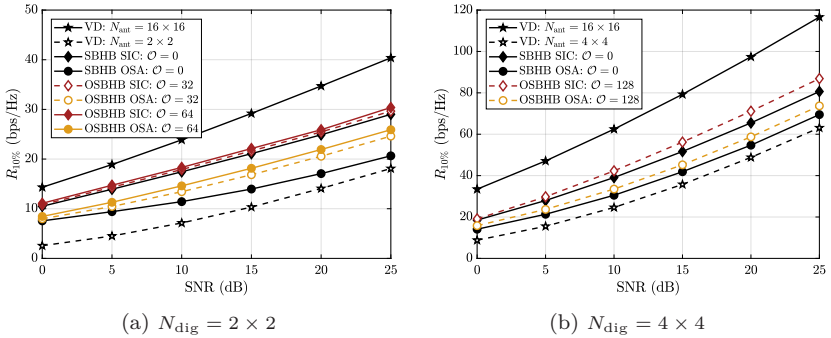


Abbildung 4.8: Vergleich der 10%-Ausfallkapazität über dem SNR für SBHB-Architektur mit Überlappung von Antennenelementen benachbarter Subarrays.

Abschalten erhöht. Zusätzlich liefert das Ergebnis einen Einblick in die Auswirkungen von defekten HF-Kanälen auf das Gesamtsystem. Bei *massive* MIMO-Systemen bestehend aus Hunderten von Antennenelementen ist die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalls einzelner Leistungsverstärker und damit gesamter HF-Kanäle nicht vernachlässigbar, womit eine Folgeabschätzung auf die Leistungsfähigkeit des Systems von Bedeutung ist.

Zur Steigerung der erreichbaren Übertragungsrate können, wie in Abschnitt 4.2.3 eingeführt, sogenannte Überlappungen zwischen den einzelnen Subarrays der SBHB-Architektur eingeführt werden. Somit erhöht sich durch das Hinzufügen zusätzlicher Phasenschieber die Anzahl an Freiheitsgraden und damit auch der Beamforming-Gewinn. Eine hardware-technisch günstige Möglichkeit stellt die Überlappung zweier Subarrays mit benachbarten Antennenelementen dar, da eine solche Verknüpfung die notwendigen Leitungslängen begrenzt und somit die entstehenden Leitungsverluste möglichst gering hält [ERM⁺18]. Zur Untersuchung der Leistungssteigerung werden für $N_{\text{dig}} = 2 \times 2$ und $N_{\text{dig}} = 4 \times 4$ die jeweils benachbarten Antennenelemente zweier Subarrays einseitig und beidseitig über Phasenschieber verknüpft. Bei der Betrachtung der 10%-Ausfallkapazität über dem SNR in Abbildung 4.8 lohnt sich zunächst ein Vergleich zwischen dem OSA- und SIC-Algorithmus ohne zusätzliche Freiheitsgrade $\mathcal{O} = 0$, d.h. für eine SBHB-

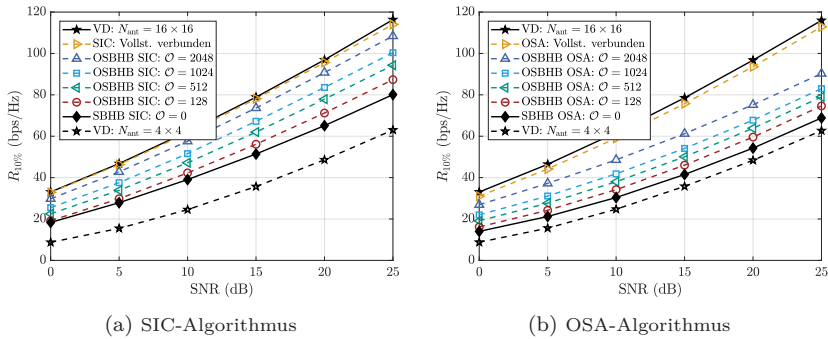


Abbildung 4.9: Vergleich der 10%-Ausfallkapazität über dem SNR für verschiedene Überlappungsgrade.

Architektur. Hierbei zeigt sich eine deutlich höhere maximal erreichbare Übertragungsrate des SIC-Algorithmus, der speziell auf die SBHB-Architektur optimiert ist. Ebenso zeigt das Ergebnis, dass durch das Hinzufügen zusätzlicher Freiheitsgrade die 10%-Ausfallkapazität wie erwartet verbessert werden kann. Der Vorsprung des SIC-Algorithmus verbleibt auch bei einem Hinzufügen von Freiheitsgraden, auch wenn sich die 10%-Ausfallkapazität des OSA-Algorithmus durch die zusätzlichen Freiheitsgrade bei $N_{\text{dig}} = 2 \times 2$ deutlich stärker steigert als dies für den SIC-Algorithmus der Fall ist.

Zur Analyse inwieweit sich die 10%-Ausfallkapazität durch das Hinzufügen von Freiheitsgraden steigern lässt, wird für das Ergebnis in Abbildung 4.9a der Überlappungsgrad schrittweise erhöht. Ausgangspunkt ist eine SBHB-Architektur mit $N_{\text{dig}} = 4 \times 4$. Die Positionen der Überlappungen, d.h. welcher Digitalkanal mit welchem Antennenelement eines anderen *Subarrays* über einen Phasenschieber verbunden ist, werden in diesem Fall zufällig ausgewählt. Dabei ist ebenfalls das Ergebnis einer vollständigen Überlappung eingetragen. Eine Analyse der Auswirkungen der räumlichen Position der hinzugefügten Freiheitsgrade anhand des OSA-Algorithmus findet sich in [ERLMZ18]. In Abbildung 4.9a ist die Entwicklung der 10%-Ausfallkapazität bei Erhöhung des Überlappungsgrades für den SIC-Algorithmus und in Abbildung 4.9b die Entwicklung der 10%-Ausfallkapazität bei Erhöhung des Überlappungsgrades für den OSA-Algorithmus gezeigt. Beide Algorithmen zeigen für

den Fall einer vollständigen Verknüpfung aller Digitalkanäle mit allen Antennenelementen beinahe die Leistungsfähigkeit einer volldigitalen Architektur. Der verbleibende Abstand ist vorwiegend auf die fehlende Amplitudengewichtung zurückzuführen. Das Resultat erlaubt zu sagen, dass über die Anzahl der Freiheitsgrade die erreichbare Übertragungsrate eingestellt werden kann. Es kann also, abhängig von den Anforderungen an das Kommunikationssystem und dem Szenario, ein Kompromiss zwischen den Systemkosten und der erzielbaren Übertragungsrate gefunden werden.

4.4.2 Untersuchung anhand gemessener Übertragungskanäle

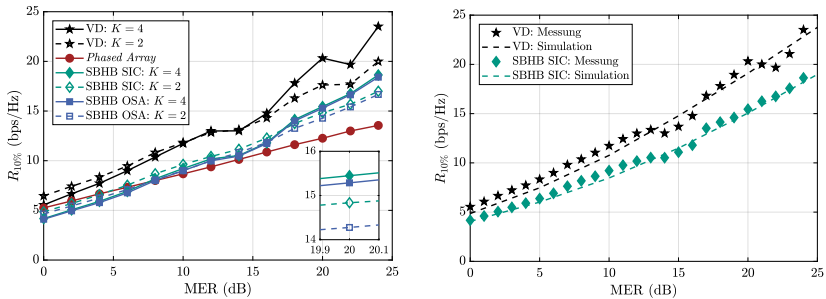
Zur Verifikation der durch das PBCM ermittelten Ergebnisse werden die in Kapitel 3 gewonnenen Kanalmessdaten ausgewertet. Die Messdaten bestehen aus den insgesamt 164 Messkonstellationen zwischen der Mobilfunkbasisstation bestehend aus 16 Antennen und der mobilen Sendeeinheit mit 4 Antennen. Für jede der Messkonstellationen wird circa eine halbe Sekunde der Aufzeichnung ausgewertet, was insgesamt 4000 Kanalmatrizen pro Messkonstellation entspricht. Insgesamt wird im Folgenden also eine Statistik über $N_{\text{rel}} = 164 \cdot 4000 = 656000$ Kanalmatrizen gebildet. Ebenso dient das berechnete MER jeder Kanalmatrix als Quasi-SNR für die folgende Berechnung der maximal erreichbaren Datenrate.

In Abbildung 4.10a ist die 10 %-Ausfallkapazität für die volldigitale Architektur, die SBHB-Architektur und die eines *Phased Arrays* über dem MER aufgetragen. Hierbei findet eine Auswertung für $N_{\text{dig}} = 4$ mit zwei und vier parallel übertragenen Datenströmen statt, d.h. $K = 2$ und $K = 4$. Vergleicht man für die volldigitale und SBHB-Architektur das Ergebnis für $K = 2$ mit dem für $K = 4$, so zeigt sich, dass für ein geringes SNR zunächst die erreichbare Übertragungsrate für $K = 2$ höher liegt als die für $K = 4$. Für ein geringes SNR ist es folglich sinnvoll, den Beamforming-Gewinn auf weniger Ausbreitungspfade aufzuteilen, da ansonsten ein Teil der Sendeleistung in Ausbreitungspfade investiert wird, die zu stark gedämpft sind und somit im Rauschen versinken. Aus dem selben Grund liefert die *Phased Array*-Architektur für sehr niedrige SNRs zunächst eine höhere 10 %-Ausfallkapazität als die SBHB-Architektur. Betrachtet man die SBHB-Architektur, so zeigt

der SIC-Algorithmus, wie bereits innerhalb der PBCM Simulationen nachgewiesen, eine höhere erreichbare Übertragungsrate als der OSA-Algorithmus.

Als nächstes wird in Abbildung 4.10b eine direkte Verbindung zwischen der Simulation mittels des PBCM und der Auswertung der aufgezeichneten Messdaten hergestellt. Hierfür werden die Simulationsparameter des PBCM an das Messzenario angepasst. Es verändert sich also zu den Simulationsparametern aus Tabelle 4.5 der Antennenabstand am Sender und die Richtcharakteristik. Als Elementcharakteristik am Sender wird das mittels der Software *CST Microwave Studios* erzielte Simulationsergebnis der Monopolantenne verwendet. Darüber hinaus werden die AoA auf 60° und die AoD auf 40° in Elevation reduziert. Der Winkelbereich in Azimut bleibt identisch zu den Simulationen. Das Ergebnis der Simulation für die voll-digitale Architektur und den SIC-Algorithmus mit $N_{\text{dig}} = 4$ zeigt eine sehr gute Übereinstimmung zwischen dem PBCM und den ausgewerteten Messdaten. Dies bedeutet, dass das PBCM eine gute erste Einschätzung über die maximal erreichbare Übertragungsrate liefert.

Die Resultate für das Abschalten einzelner Antennenelemente auf Seiten der Mobilfunkbasisstation sind in Abbildung 4.11 für $N_{\text{dig}} = 2$ und $N_{\text{dig}} = 4$ dargelegt. Das Ergebnis zeigt die deutliche Überlegenheit des intelligenten Abschaltalgorithmus gegenüber dem zufälligen Ab-



(a) Messtechnischer Vergleich der Architekturen und Algorithmen.

(b) Vergleich zwischen Simulation und Messungen.

Abbildung 4.10: 10%-Ausfallkapazität über dem MER für verschiedene Architekturen und Algorithmen.

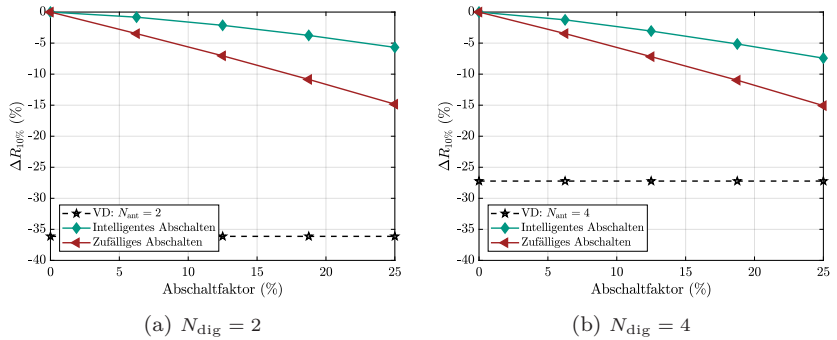


Abbildung 4.11: Prozentuale Verschlechterung der 10%-Ausfallkapazität $\Delta R_{10\%}$ bezogen auf die SBHB-Architektur über dem Abschaltfaktor unter Verwendung der gemessenen Kanalmatrizen.

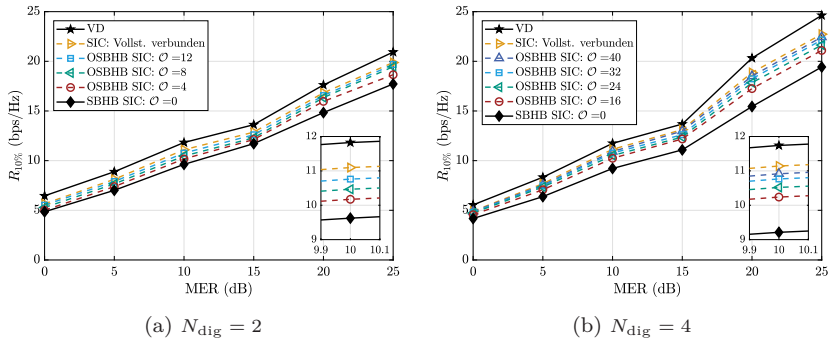


Abbildung 4.12: Vergleich der 10%-Ausfallkapazität über dem MER für unterschiedliche Überlappungsgrade.

schalten einzelner Empfangszweige. Hervorzuheben ist, dass sich für ein Abschalten von 12,5%, d.h. 2 der 16 Antennenelemente, die 10%-Ausfallkapazität um gerade einmal 2,2% für $N_{\text{dig}} = 2$ und 3,2% für $N_{\text{dig}} = 4$ verschlechtert. Im Gegensatz dazu liegt die Verringerung der 10%-Ausfallkapazität bei einem zufälligen Abschalten für einen Abschaltfaktor von 12,5% der Empfangszweige bei 7,2% für $N_{\text{dig}} = 2$ und $N_{\text{dig}} = 4$.

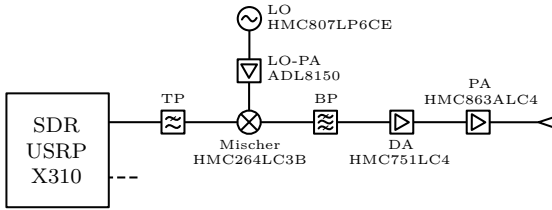
Zur Untersuchung der hybriden Architekturen mit überlappenden *Sub-arrays* werden wie für das PBCM in Abbildung 4.9 zufällig gewählte Freiheitsgrade eingefügt. Die Entwicklung der 10 %-Ausfallkapazität über dem MER ist in Abbildung 4.12a für $N_{\text{dig}} = 2$ und in Abbildung 4.12b für $N_{\text{dig}} = 4$ dargestellt. Die Ausfallkapazitäten ergeben sich in diesem Fall anhand der statistischen Auswertung aller Messdaten. Auch die Auswertung der Messdaten verifiziert die Steigerung der erreichbaren Übertragungsrate durch das Hinzufügen von Freiheitsgraden. Für eine vollständige Verknüpfung aller Digitalkanäle und allen Antennenelementen bleibt der SIC-Algorithmus, wie in der PBCM-Simulation, ein gutes Stück hinter der 10 %-Ausfallkapazität einer volldigitalen Architektur. Nichtsdestotrotz konnte hiermit auch anhand echter Kanalmessungen nachgewiesen werden, dass der Einsatz zusätzlicher Phasenschieber und somit Freiheitsgrade zu einer Verbesserung der 10 %-Ausfallkapazität führt.

4.4.3 Effizienzbetrachtung des MIMO-Demonstrators

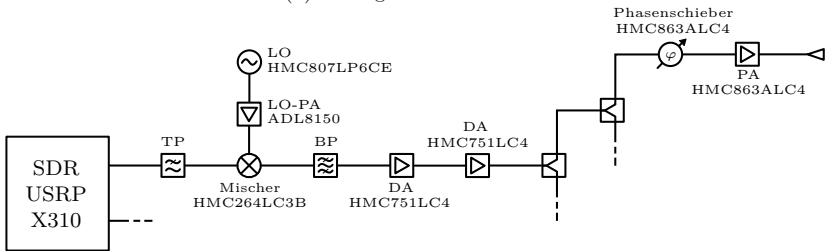
Abschließend wird die Energieeffizienz der Energieaufwand pro Bit der einzelnen Architekturen basierend auf den in Abschnitt 4.3 präsentierten Gleichungen betrachtet. Hierfür müssen zunächst geeignete Hardwarekomponenten ausgewählt werden. Als Grundlage dienen die kommerziell verfügbaren Komponenten des in Kapitel 3 vorgestellten MIMO-Kanalmesssystems. Die Systembandbreite liegt bei 100 MHz. Abbildung 4.13 zeigt hierzu das Blockdiagramm für einen Kanal einer volldigitalen Architektur und einer SBHB-Architektur. Eine Liste der ausgewählten Komponenten und ihren Leistungsverbrauch findet sich in Tabelle 4.6. Der allgemeine Leistungsverbrauch des Systems

$$P_c = P_{\text{pt}} + P_{\text{ku}} + P_{\text{vco}} = 16,1 \text{ W} \quad (4.119)$$

setzt sich zusammen aus dem Leistungsverbrauch zur Kühlung mittels einem Peltier-Elements $P_{\text{pt}} = 12,8 \text{ W}$ und Lüfter $P_{\text{ku}} = 2 \text{ W}$ zur Kühlung des HF-*Frontends* und dem Leistungsverbrauch zur Erzeugung des LO-Signals $P_{\text{vco}} = 1,3 \text{ W}$. Muss das LO-Signal auf mehrere Pfade aufgeteilt werden, so muss ein zusätzlicher Vorverstärker eingesetzt wer-



(a) Volldigitale Architektur.



(b) SBHB-Architektur.

Abbildung 4.13: Blockdiagramme der Architekturen mit den Bezeichnungen der verwendeten Bauteile. TP: Tiefpass, BP: Bandpass, DA: Treiberverstärker, PA: Leistungsverstärker.

den. Der zusätzliche Vorverstärker besitzt einen Leistungsverbrauch von $P_{\text{la}} = 375 \text{ mW}$ womit der allgemeine Leistungsverbrauch auf

$$\tilde{P}_c = P_{\text{pt}} + P_{\text{ku}} + P_{\text{vco}} + P_{\text{la}} = 16,5 \text{ W} \quad (4.120)$$

ansteigt. Der Leistungsverbrauch zur Analog-Digital-Wandlung, der digitalen Signalverarbeitung im Basisband und der Zwischenfrequenzverarbeitung wird anhand des verwendeten SDRs vom Typ USRP X310 abgeschätzt. Das SDR besteht aus zwei Kanälen und besitzt laut Hersteller einen Leistungsverbrauch 45 W , wodurch sich ein Leistungsverbrauch von $27,5 \text{ W}$ pro Digitalkanal ergibt. Pro Digitalkanal kommt der Leistungsverbrauch des Mischers $P_{\text{mix}} = 112 \text{ mW}$ sowie eines Treiberverstärkers $P_{\text{da}} = 292 \text{ mW}$ hinzu. Darüber hinaus wird vor jedem Antennenelement ein Leistungsverstärker mit einer Ausgangsleistung am 1 dB -Kompressionspunkt von $P_{\text{out}}^{\text{1dB}} = 27 \text{ dBm}$ verwendet, der einen

Tabelle 4.6: Liste der Komponenten und ihrem Leistungsverbrauch. AD: Analog Devices. ER: Ettus Research, a National Instruments Brand

Typ	Bezeichnung	Hersteller	Leistungsverbrauch	Ref.
Peltier-Element	TEC1-12706	AD	$P_{\text{pt}} = 12,8 \text{ W}$	[261]
Lüfter	Xilence A200	AD	$P_{\text{ku}} = 2 \text{ W}$	[262]
Lokaloszillator	HMC807LP6CE	AD	$P_{\text{vco}} = 1322 \text{ mW}$	[263]
LO-Verstärker	ADL8150	AD	$P_{\text{la}} = 375 \text{ mW}$	[264]
USRP	X310	ER	$P_{\text{usrp}} = 27,5 \text{ W}$	[265]
Mischer (ZF→HF)	HMC264LC3B	AD	$P_{\text{mix}} = 112 \text{ mW}$	[266]
Treiberverstärker	HMC751LC4	AD	$P_{\text{da}} = 292 \text{ mW}$	[267]
Leistungsverstärker	HMC863ALC4	AD	$P_{\text{pa}} = 1925 \text{ mW}$	[268]
Phasenschieber	TGP2100	Qorvo	$P_{\text{ps}} = 5 \text{ mW}$	[269]

Leistungsverbrauch von $P_{\text{pa}} = 1925 \text{ mW}$ aufweist. Der Leistungsverbrauch des für die SBHB-Architektur ausgewählten Phasenschiebers ist vernachlässigbar gering, allerdings muss der Transmissionsverlust des Verstärkers von 7 dB und die durch die Leistungsteiler entstehenden Verluste durch einen zusätzlichen Treiberverstärker vor jedem *Subarray* ausgeglichen werden. Für eine voll-digitale Architektur mit $M_{\text{ant}} = 16$ Antennen und Digitalkanälen ergibt sich ein Gesamtleistungsverbrauch von

$$P_{\text{VD}} = \tilde{P}_c + M_{\text{ant}}(P_{\text{usrp}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{da}} + P_{\text{pa}}) = 493,8 \text{ W} \quad (4.121)$$

der für eine SBHB-Architektur mit $M_{\text{dig}} = 4$ Digitalkanälen und $M_{\text{ant}} = 16$ Antennen auf circa ein Drittel reduziert werden kann

$$\begin{aligned} P_{\text{SB}} &= \tilde{P}_c + M_{\text{dig}}(P_{\text{usrp}} + P_{\text{mix}} + 2P_{\text{da}}) + M_{\text{ant}}(P_{\text{ps}} + P_{\text{pa}}) \\ &= 160,2 \text{ W}. \end{aligned} \quad (4.122)$$

Dabei entfallen nur 15 % des Gesamtleistungsverbrauchs auf das analoge Beamformingnetzwerk, was ein Vergleich mit einer voll-digitalen Archi-

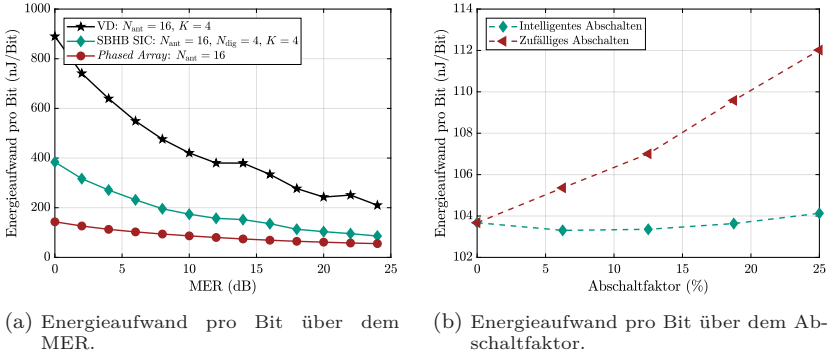


Abbildung 4.14: Untersuchung der Energieeffizienz.

tektur reduzierter Größe mit $M_{\text{dig}} = 4$ Antennen und Digitalkanälen zeigt

$$P_{\text{VD}}^{\text{red}} = \tilde{P}_c + M_{\text{dig}}(P_{\text{usrp}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{da}} + P_{\text{pa}}) = 135,8 \text{ W}. \quad (4.123)$$

Im Fall einer Abschaltung von M_{off} Antennen wird der Leistungsverbrauch im Vergleich zur SBHB-Architektur um den Faktor $M_{\text{off}}(P_{\text{ps}} + P_{\text{pa}})$ reduziert, wodurch sich die Formel zur Berechnung des Gesamtleistungsverbrauchs zu

$$P_{\text{SW}} = \tilde{P}_c + M_{\text{dig}}(P_{\text{usrp}} + P_{\text{mix}} + 2P_{\text{da}}) + (M_{\text{ant}} - M_{\text{off}})(P_{\text{ps}} + P_{\text{pa}}) \quad (4.124)$$

ergibt. Beruhend auf dem Leistungsverbrauch der einzelnen Komponenten, einer Systembandbreite von 100 MHz und der in diesem Abschnitt berechneten maximal erreichbaren Übertragungsrate erfolgt eine Abschätzung des Energieaufwands in Joule pro Bit. Abbildung 4.14a zeigt den Energieaufwand über dem MER für die voll-digitale Architektur, die SBHB-Architektur und ein *Phased Array*. Für das *Phased Array* kann dabei auf den LO-Vorverstärker verzichtet werden, wodurch der Gesamtleistungsverbrauch zu

$$P_{\text{PH}} = P_c + P_{\text{usrp}} + P_{\text{mix}} + 2P_{\text{da}} + M_{\text{ant}}(P_{\text{ps}} + P_{\text{pa}}) = 60,7 \text{ W} \quad (4.125)$$

resultiert. Hierbei werden die zwei Treiberverstärker vor dem Verteilungsnetzwerk als ausreichend angenommen. Für alle betrachteten Verfahren sinkt der Energieaufwand bzw. steigt die Energieeffizienz mit steigendem MER aufgrund der höheren maximal erreichbaren Übertragungsrate. Das *Phased Array* ist aufgrund der energiesparenden Phasenschieber am Energieeffizientesten. Ebenso ist die SBHB-Architektur der volldigitalen Architektur gegenüber überlegen. Der niedrigere Energieaufwand pro Bit ist hierbei auf die geringere Anzahl an Digitalkanälen zurückzuführen. Für die SBHB-Architektur wird als nächstes ein Vergleich des Energieaufwands über dem Abschaltfaktor zwischen dem intelligenten Abschaltalgorithmus und einem zufälligen Abschalten von Antennenelementen aufgestellt. Das Ergebnis in Abbildung 4.14b zeigt, dass für den intelligenten Abschaltalgorithmus der Energieaufwand pro Bit zunächst über dem Abschaltfaktor abnimmt bevor dieser wieder steigt. Die Einsparung an Energie überwiegt also zunächst den Verlust an Übertragungsrate. Für ein zufälliges Abschalten steigt der Energieaufwand pro Bit über dem Abschaltfaktor kontinuierlich.

Die erzielten Resultate geben einen ersten Hinweis auf die Energieeffizienz von hybriden Beamformingsystemen. Es ist zu beachten, dass die Energieeffizienz bzw. der Energieaufwand pro Bit maßgeblich von den ausgewählten Hardwarekomponenten abhängt und somit für jedes System individuell untersucht werden muss. Hierfür sind effiziente und energiesparende HF-Komponenten sowie ressourcenschonende Algorithmen zur digitalen Signalverarbeitung erforderlich.

4.5 Zusammenfassung zu Kapitel 4

Das hier präsentierte Kapitel beschreibt Realisierungsmöglichkeiten hybrider Beamformingarchitekturen mit einer niedrigen Komplexität und stellt entsprechend an die Architektur angepasste Algorithmen zur Strahlformung vor. Wie in diesem Kapitel diskutiert, stellt die SBHB-Architektur aufgrund ihrer geringeren Komplexität gegenüber einer volldigitalen Architektur eine besonders kosten- und energieeffiziente Möglichkeit zur Realisierung von *massive* MIMO-Systemen dar. Zur Strahlformung kann abhängig von den vorhandenen Kanalinformationen der SIC-Algorithmus oder der in dieser Arbeit entwickelte BA-Algorithmus dienen. Zwar verliert der BA-Algorithmus im Rennen

um die maximal erreichbare Übertragungsrate, benötigt aber im Gegensatz zum SIC-Algorithmus ausschließlich die dominanten Einfallswinkel am Empfänger bzw. Sender als Eingangsparameter. Die Kosten- und Energieersparnis der SBHB-Architektur durch den Einsatz eines analogen Beamformingnetzwerks wird auf Kosten einer reduzierten maximal erreichbaren Übertragungsrate gegenüber der volldigitalen Architektur realisiert. Als weiteres entscheidendes Bewertungskriterium der Architekturen können die aufgestellten analytischen Gleichungen der Energieeffizienz dienen. Anhand dieser kann bewertet werden, wie sinnvoll der Einsatz einer hybriden Beamformingarchitektur in dem gewünschten Einsatzszenario ist. Ebenso muss sich zeigen, wie schaltungstechnisch effizient bzw. verlustfrei das analoge Beamformingnetzwerk in zukünftigen Systemen realisiert werden kann. Des Weiteren zeigen die präsentierten Untersuchungen, dass durch das Hinzufügen von zusätzlichen Freiheitsgraden, die maximal erreichbare Übertragungsrate an den Bedarf des Einsatzszenarios angepasst werden kann. Die zusätzlichen Freiheitsgrade werden in der OSBHB-Architektur über Phasenschieber innerhalb des analogen Beamformingnetzwerks erreicht, welche die einzelnen Digitalkanäle mit Antennenelementen anderer *Subarrays* verknüpfen. Die numerischen sowie messtechnischen Ergebnisse beweisen, dass der in dieser Arbeit auf OSBHB-Architekturen angepasste SIC-Algorithmus die maximal erreichbare Übertragungsrate des OSA-Algorithmus übertrifft. Ebenso konnte für Zeiten geringer Mobilfunkzellauslastungen ein Algorithmus zur intelligenten Abschaltung einzelner Antennenelemente entwickelt werden. Der Algorithmus weist dabei eine deutlich geringere Reduktion der maximal erreichbaren Übertragungsrate durch eine intelligente Auswahl abzuschaltender Antennenelemente auf, als dies für ein zufälliges Abschalten der Fall ist.

5 Kanalschätzungsmethoden für hybride Beamformingssysteme

Während sich das vorangegangene Kapitel mit der Untersuchung hybrider Beamformingarchitekturen und -algorithmen beschäftigt hat, fokussiert sich dieses Kapitel auf die Schätzung der für die Beamformingalgorithmen notwendigen Kanalinformationen. Wie beschrieben werden abhängig von dem verwendeten Algorithmus entweder die vollständige komplexe Kanalmatrix oder die Einfallswinkel und Austrittswinkel der räumlichen Ausbreitungspfade am Sender bzw. Empfänger benötigt. Eine präzise Schätzung der Kanalinformation ist ausschlaggebend für die Maximierung der Übertragungsrate, da sich jeder Schätzfehler direkt in eine nicht optimale Strahlformung übersetzt [270]. Im Folgenden liegt der Fokus auf den in Kapitel 4 diskutierten hybriden Beamformingarchitekturen niedriger Komplexität, d.h. es können für alle Kanalschätzalgorithmen die hardwaretechnischen Einschränkungen der SBHB-Architektur vorausgesetzt werden.

In diesem Kapitel wird zu Beginn in Abschnitt 5.1 das Grundprinzip der Kanalschätzung für Mehrantennensystemen erläutert und über derzeitige Verfahren zur Kanalschätzung berichtet. Zur Lösung des Kanalschätzproblems für SBHB-Architekturen werden anschließend in Abschnitt 5.2 hierarchische Suchalgorithmen sowie in Abschnitt 5.3 Kanalschätzalgorithmen basierend auf dünnbesetzten Antennenarrays (engl. *sparse arrays*) vorgestellt. Ausgehend von der theoretischen Beschreibung der Kanalschätzalgorithmen werden in Abschnitt 5.4 die präsentierten Verfahren anhand ihrer Schätzdauer sowie ihrer Schätzgenauigkeit, in Form der anhand des Schätzergebnisses maximal erreichbaren Übertragungsrate, bewertet.

5.1 Aktuelle Forschung zu MIMO-Kanalschätzungsverfahren

In diesem Abschnitt soll an die Problemstellung der Kanalschätzung für hybride Beamformingsysteme herangeführt werden. Hierzu findet zunächst eine grundlegende Einführung sowie eine Einschränkung des Themengebiets statt. Anschließend beschreibt dieser Abschnitt den Stand der Forschung und verbleibende Herausforderungen.

5.1.1 Grundprinzipien der MIMO-Kanalschätzung

Die meisten standardisierten Verfahren zur drahtlosen Kommunikation basieren auf einer paketbasierten Datenübertragung, bei der die Schätzung der Kanalinformation durch dem Empfänger bekannte Trainingssequenzen erfolgt [196,229]. Aufgrund des sich zeitlich ändernden Übertragungskanals müssen die Kanalinformationen in regelmäßigen zeitlichen Abständen neu geschätzt werden. Ausschlaggebend für die Zeitdauer zwischen zwei Schätzungen ist dabei die Kohärenzzeit des zugrundeliegenden Übertragungskanals.

Die Herausforderung für Mehrantennensysteme besteht in der Trennung der Sendeantennen am Empfänger, um den drahtlosen Übertragungskanal zwischen jeder Sende- und Empfangsantenne getrennt schätzen zu können. Volldigitale MIMO-Systeme können diese Trennung erreichen, indem die über die Sendeantennen abgestrahlten Trainingssequenzen orthogonal zueinander gewählt werden. Ebenso besteht die Möglichkeit einer Trennung der Trainingssequenzen im Frequenz- oder Zeitbereich. Die Trennbarkeit ermöglicht eine direkte Schätzung der komplexen Kanalmatrix am Empfänger, d.h. die Bestimmung der komplexen Kanaloeffizienten zwischen jeder Sende- und Empfangsantenne. Die Trainingssequenzen können darüber hinaus für die Signaldetektion, Zeit- und Frequenzsynchronisation sowie zur Entzerrung des Übertragungskanals am Empfänger verwendet werden. Jedoch reduziert sich durch das Einfügen von Trainingssequenzen die Nettodatenrate abhängig von der für die Kanalschätzung notwendigen Messdauer beziehungsweise abhängig von der Länge der Trainingssequenz. Der Fokus an den hierfür verwendeten Verfahren liegt in der Verbesserung der Schätzgenauigkeit bei gleichzeitiger Reduktion der notwendigen Messdauer [271]. Es sei angemerkt, dass auch sogenannte blinde Kanalschätzverfahren existie-

ren [199, 272]. Bei diesen Verfahren werden keine Trainingsdaten verwendet, sondern es wird versucht die notwendigen Kanalinformationen basierend auf der Statistik des Sendesignals zu extrahieren [196]. Des Weiteren können nach einer ersten Akquisitionsphase der Kanalinformationen die dominanten Ausbreitungspfade in Echtzeit mittels sogenannter *Tracking*-Verfahren nachverfolgt werden [273–280]. Dies ist möglich, da sich die Nutzer zeitlich nur sehr langsam im Vergleich zur Paketdauer bewegen. Die nachfolgenden Betrachtungen beschränken sich allerdings auf die Akquisitionsphase basierend auf Trainingssequenzen.

5.1.2 Suchverfahren

Aufgrund der architektonischen Einschränkungen von SBHB-Systemen kann eine Trennung der Sendeantennen auf der Signalebene nicht stattfinden. Der Grund hierfür ist, dass in hybriden Beamformingarchitekturen nicht jede Sende- und Empfangsantenne über einen eigenen Digitalkanal verfügt. Somit können für die SBHB-Architektur ausschließlich die einzelnen *Subarrays* auf der Signalebene getrennt werden. Ebenso ist die Nutzung des Antennenarraygewinns bei der Kanalschätzung wünschenswert, da aufgrund der hohen Pfadverluste insbesondere im Millimeterwellenfrequenzbereich die Reichweite der Kommunikationssysteme begrenzt ist. Eine Möglichkeit zur Nutzung des Antennenarraygewinns sind Verfahren die mittels eines koordinierten Suchprotokolls zwischen dem Sender und Empfänger, die dominanten Einfalls- und Austrittswinkelpaare identifizieren. Die einfachste Realisierungsmöglichkeit stellt die vollständige Suche (engl. *Exhaustive Search* (EXH)) nach allen Ausbreitungspfaden innerhalb des vorgegebenen Winkelbereichs dar [281, 282]. Hierfür kann das gesamte Antennenarray in alle möglichen und durch die Phasenschieberauflösung quantisierten Raumrichtungen ausgerichtet werden. Während dieses Vorgangs wird die Empfangsleistung oder das SNR am Empfänger für jede der eingestellten Raumrichtungen beobachtet. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass der vollständige Antennenarraygewinn ausgeschöpft wird und durch das Absuchen des gesamten Winkelbereichs die tatsächlich besten Austritts- und Einfallswinkelpaare gefunden werden. Falls man auf der Sender- und Empfängerseite Antennenarrays verwendet, muss eine koordinierte Suche zwischen beiden Seiten erfolgen. Das Antennenarray am Sender wird zunächst in eine Raumrichtung ausgerichtet und anschließend kann am Empfänger

der gesamte Winkelbereich in Azimut bzw. Elevation abgesucht werden. Dieses Vorgehen wird anschließend für alle weiteren möglichen Abstrahlrichtungen am Sender durchgeführt, d.h. es muss eine Messung für jede Kombination aus Sende- und Empfangsstrahlrichtung erfolgen. Hierfür ist eine zeitliche Synchronisierung zwischen Sender und Empfänger notwendig, damit das Protokoll auf beiden Seiten den Suchvorgang gleichzeitig startet. Die Schätzdauer der vollständigen Suche wird, insbesondere für große Antennenarrays mit einer feinen Strahlbreite, unverhältnismäßig groß [281]. Nichtsdestotrotz kann dieses Verfahren als Referenz für andere Kanalschätzungsverfahren dienen, da die vollständige Suche theoretisch den kleinstmöglichen erreichbaren Winkelfehler, bezogen auf die tatsächlichen Winkelpaare des Kanals, erzielt.

Eine simple Möglichkeit die Suche zu beschleunigen ist die Definition eines Abbruchkriteriums [283]. So kann beispielsweise die Suche bei Erreichen einer akzeptablen Anzahl räumlicher Ausbreitungspfade und einer ausreichend geringen Paketfehlerrate unter Verwendung der bereits gefundenen Richtungen eingestellt werden. Es ist zu beachten, dass hierbei meist nicht die global besten Winkelpaare gefunden werden [283].

Zur Detektion der global besten Winkelpaare bei einer gleichzeitigen Reduktion der Schätzdauer können hierarchische Suchalgorithmen verwendet werden [281,284–295]. Zunächst besteht die Idee darin, eine grobe Winkelsuche durchzuführen und diese anschließend für vielversprechende Raumrichtungen in tieferen Hierarchieebenen weiter zu verfeinern. Hierfür wird der gesamte abzusuchende Winkelbereich in einzelne Sektoren unterteilt, welche nacheinander abgesucht werden. Der Sektor mit der höchsten Empfangsleistung wird für eine feinere Suche ausgewählt. Dieses Vorgehen endet, sobald die gewünschte Winkelgenauigkeit oder die maximal mögliche Winkelauflösung erreicht wurde. Die maximale Winkelauflösung ist durch die Phasenschieberauflösung begrenzt und somit identisch mit der vollständigen Suche. Das graphisch illustrierte Vorgehen in Abbildung 5.1 zeigt einen Mobilfunkteilnehmer (U) mit einer omnidirektionalen Richtcharakteristik sowie eine Basisstation (B), für die das hierarchische Suchverfahren mit zwei Hierarchieebenen durchgeführt wird. In Schritt eins findet die Sektorsuche und in Schritt zwei eine feinere Suche innerhalb des identifizierten Sektors statt. Abschließend wird im letzten Schritt die Antenne für die Datenübertragung auf die gefundene Richtung eingestellt. Als Freiheitsgrade der hierarchischen Suchalgorithmen stehen die Anzahl an Hierarchieebenen, die

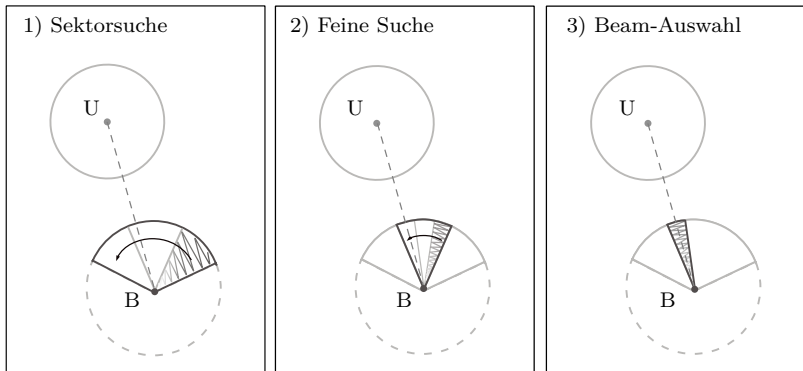


Abbildung 5.1: Ablaufprinzip der hierarchischen Suchalgorithmen zur Detektion eines Nutzers (U) aus Sicht der Mobilfunkbasisstation (B).

Sektorbreite und die gewünschte Winkelauflösung zur Verfügung. Die Auswahl der Parameter beeinflusst direkt die notwendige Suchdauer. Es muss also zwischen der benötigten Suchdauer und der erreichbaren Winkelauflösung abgewogen werden. Mit den ausgewählten Parametern kann abhängig von dem verwendeten Antennenarray ein Codebuch für jede Hierarchieebene erzeugt werden. Dieses beinhaltet als Codewörter die einzelnen Belegungsvektoren zur Abdeckung des vorgegebenen Winkelbereichs.

Das hierarchische Suchprinzip ist bereits innerhalb des IEEE 802.11ad *Wireless Gigabit* Standards für directionale Funkverbindungen [296] sowie dem IEEE 802.15.3c *High Rate Wireless Personal Area Networks* (WPANs) Standard [297, 298] festgeschrieben. Beide Standards zielen auf die Nutzarmachung des ISM-Bands (*Industrial, Scientific and Medical Band*) um 60 GHz ab. Der IEEE 802.15.3c WPAN Standard [297] definiert vier Hierarchieebenen und somit Richtcharakteristiken: Eine quasi omnidirektionale Richtcharakteristik auf der höchsten Ebene, eine Sektorebene, eine feine Richtcharakteristik sowie eine optionale hochauflösende Richtcharakteristik auf der tiefsten Hierarchieebene.

Eine große Herausforderung der hierarchischen Suchverfahren stellt die Erzeugung der gewünschten Richtcharakteristiken der einzelnen Hierarchieebenen dar. Diese decken im Idealfall den gesamten Winkelbereich

ab, ohne eine Lücke oder eine Überlappung zwischen den einzelnen Sektoren aufzuweisen [288]. Speziell eine Verbreiterung der Richtcharakteristik und die Unterdrückung der Nebenkeulen sind aus Sicht des Antennenarraydesigns eine große Herausforderung. Die Schwierigkeit der Erzeugung verbreiteter Richtcharakteristiken wird zudem durch die architektonischen Einschränkungen der hybriden Beamformingarchitekturen verstärkt. Große Sektorbreiten, d.h. Sektoren die einen möglichst großen Winkelbereich abdecken, gehen zudem mit einer Reduktion des Antennenarraygewinns einher. Damit sinkt die Empfangsleistung und somit auch das SNR am Empfänger. Zur Verbreiterung der Richtcharakteristik werden in [295] die einzelnen *Subarrays* in leicht unterschiedliche Hauptstrahlrichtungen ausgelenkt. Eine weitere Möglichkeit stellt die Abschaltung einzelner Antennenelemente oder gesamter *Subarrays* dar [281]. Aktuelle Veröffentlichungen [287, 288, 290, 291, 294, 295] bewerten ihre Verfahren in rein numerischen Simulationen anhand von eindimensionalen Antennenarrays mit meist idealisierten Elementcharakteristiken. Ebenso wird dabei der Verlust an Empfangsleistung auf der Sektorebene nicht weiter berücksichtigt.

Eine nicht beachtete Problematik hierarchischer Suchverfahren stellt zudem die Detektionsmöglichkeit mehrerer Winkelpaare dar. Für Anwendungen im Millimeterwellenfrequenzbereich über 50 GHz wird häufig von einem reinen LOS-dominanten Übertragungskanal ausgegangen, womit sich die Suche auf einen Ausbreitungspfad beschränkt [294, 295]. Um mehrere Winkelpaare zu finden, muss ein geeigneter Schwellwert für jede Hierarchieebene definiert werden. Dies bedeutet, dass für jeden Sektor einer Hierarchieebene entschieden wird, ob sich darin ein Ausbreitungspfad befindet oder nicht. Eine Möglichkeit, dieses Problem zu umgehen, stellt die sukzessive Suche der einzelnen Winkelpaare dar, wobei die Beiträge aller bereits gefundenen Winkelpaare für eine weitere Suche aus dem Ergebnis herausgerechnet werden [288]. Nichtsdestotrotz müssen hierbei mehrere Messungen auf Sektorebene erfolgen, was die Messdauer deutlich ansteigen lässt.

5.1.3 Ausnutzung gewonnener Kanalinformationen in niedrigeren Frequenzbereichen

Ein in der Praxis interessantes Kanalschätzungskonzept stellt die Nutzung von im sub-6 GHz-Frequenzbereich gewonnenen Kanalinformatio-

nen dar [299]. Mobilfunkbasisstationen der nächsten Generation werden auch weiterhin meist parallel die aktuellen Frequenzbänder im niedrigen Gigahertz-Bereich nutzen. Anhand der dort bereits implementierten ausgereiften Kanalschätzungsverfahren können die dominanten Einfall- und Austrittswinkelpaare extrahiert und an die im Millimeterwellenfrequenzbereich arbeitende Mobilfunkbasisstationseinheit übergeben werden. Durch diese Information reduziert sich in jedem Fall der Suchbereich und somit die notwendige Dauer der Kanalschätzung.

5.1.4 Suchoptimierung durch räumliche Positionsdaten

Eine sich grundlegend unterscheidende Herangehensweise ist die Nutzung der räumlichen Positionsdaten der Mobilfunknutzer zur Schätzung der dominanten Einfall- und Austrittswinkel. Hierzu wird in [282, 300] ein Online-Lernverfahren vorgestellt, bei dem die Mobilfunkbasisstation kontinuierlich Informationen über die räumlichen Positionen der Nutzer und deren durch die Schätzung bestimmte dominante Ausbreitungspfade erhält. Anhand einer statistischen Analyse kann anschließend für jede Position des Nutzers eine Auftretenswahrscheinlichkeit für alle möglichen Einfall- und Austrittswinkelpaare berechnet werden. Für zukünftige Kanalschätzungen können dann abhängig von der Position des Nutzers und der Statistik die wahrscheinlichsten Ausbreitungspfade getestet werden. Aus physikalischer Sicht sind Pfade mit einer hohen Auftretenswahrscheinlichkeit, beispielsweise durch eine direkte Sichtverbindung oder wenige Reflexionen über statische Objekte, wie zum Beispiel Gebäude, gegeben. In der Regel sollten diese Pfade existieren, solange sie nicht durch ein sich bewegendes Objekt, wie zum Beispiel ein Kraftfahrzeug, temporär blockiert werden. Die praktische Umsetzung des Verfahrens kann mittels eines neuronalen Netzwerks stattfinden, das während des Betriebs trainiert wird und sich somit an das Szenario adaptiert [301–303].

5.1.5 Komprimierte Erfassung dünnbesetzter Übertragungskanäle

Insbesondere im Millimeterwellenfrequenzbereich besteht der Übertragungskanal zwischen der Mobilfunkbasisstation und einem Nutzer, aufgrund der erhöhten Pfadverluste, aus einer geringen Anzahl an Aus-

breitungspfaden. Hierbei wird, wie in Abschnitt 2.2.2 erwähnt, von einem dünnbesetzten Übertragungskanal gesprochen. Es existieren also meist nur einige wenige Freiheitsgrade, wohingegen der zu untersuchende Parameterraum, d.h. die möglichen Koeffizienten der Beamformingmatrizen, exponentiell mit der Anzahl an Sende- und Empfangsantennen wächst. Eine Lösung für dieses Problem stellt die komprimierte Erfassung (engl. *Compressed Sensing*) der notwendigen Kanalinformation dar [196]. Bei diesem Ansatz werden sukzessive zufällig ausgewählte Beamformingvektoren am Sender und Empfänger angelegt, um den Suchbereich in möglichst wenigen Messungen abzutasten [75]. Handelt es sich um einen dünnbesetzten Übertragungskanal, ist die Rekonstruktion der dominanten Ausbreitungspfade in einer deutlich geringeren Anzahl an Messungen möglich, als dies für eine Prüfung aller Kombinationen an Beamformingvektoren am Sender und Empfänger der Fall wäre. Die Algorithmen zur komprimierten Erfassung unterscheiden sich einerseits in der Auswahl der Trainingssignale sowie andererseits im Ansatz zur Rekonstruktion der Kanalinformationen aus den durchgeführten Messungen [196]. In der Literatur wurden hierzu bereits eine Reihe verschiedener Algorithmen präsentiert [304, 304–316]. Zu beachten ist, dass für die zufällig erzeugten Richtcharakteristiken meist kein Strahlformungsgewinn erzielt wird. Dies könnte in Übertragungskanälen mit einem hohen Pfadverlust dazu führen, dass das Empfangssignal nicht mehr aus dem Rauschen rekonstruiert werden kann. Ebenso basiert die komprimierte Erfassung auf der Annahme eines dünnbesetzten Übertragungskanals. Alkhateeb et al. gehen in [306] beispielsweise von einem einzigen Ausbreitungspfad zwischen dem Sender und Empfänger aus, was zu einer deutlichen Vereinfachung des tatsächlichen Schätzproblems führt. Bisher wurden die in der Fachliteratur untersuchten Algorithmen ausschließlich in numerischen Simulationen untersucht und bedürfen damit zunächst einer praktischen Validierung. Aufgrund der Fokussierung dieser Arbeit auf das Frequenzband um 28 GHz und der damit verbundenen Präsenz mehrerer räumlicher Ausbreitungspfade findet im Rahmen dieser Arbeit keine weitere Untersuchung des Ansatzes der komprimierten Erfassung statt. Dennoch sollte dieser insbesondere für den Millimeterwellenfrequenzbereich vielversprechende Ansatz an dieser Stelle Beachtung finden.

5.2 Hierarchische Suchverfahren

Wie der aktuelle Stand der Forschung zeigt, stellen die in Abschnitt 5.1.2 eingeführten hierarchischen Suchverfahren eine vielversprechende Möglichkeit zur Reduzierung der Schätzdauer dar. Darunter befinden sich bereits Verfahren, welche die architektonischen Einschränkungen von SBHB-Systemen berücksichtigen [294, 295]. Die Untersuchungen von Lin et al. in [294] und Zhu et al. in [295] basieren allerdings auf reinen linearen Antennenarrays, berücksichtigen keine Antennenelementcharakteristiken und betrachten nur Kommunikationsszenarien mit einem dominanten direktionalen Ausbreitungspfad. Es findet somit keine Erweiterung auf Antennenarraysysteme statt. Aufgrund all dieser Vereinfachungen können in der Praxis nicht realisierbare Richtcharakteristiken der Sektorcodewörter entstehen, wie dies in [295] der Fall ist. Aufgrund der rein numerischen Untersuchungen wird in diesen Arbeiten bisher nicht auf die Problematik der Kalibrierung der HF-Kanäle eingegangen, welche als Voraussetzung für die Funktion der Verfahren gilt. Zudem findet aufgrund der Annahme eines LOS-dominanten Übertragungskanal bislang keine Diskussion über Möglichkeiten zur Identifikation mehrerer räumlicher Ausbreitungspfade zwischen der Basisstation und einem Nutzer statt. Es sei angemerkt, dass eine Identifikation mehrere Ausbreitungspfade das Suchproblem deutlich verkompliziert und geeignete Schwellwerte, beispielsweise zur Trennung der Pfade vom Rauschen, gefunden werden müssen. Gleichermaßen können Nebenkeulen der Richtcharakteristiken potentiell zu Fehldetektionen führen. Im folgenden Abschnitt soll ausgehend von den in der Literatur präsentierten Ansätzen ein zweistufiges hierarchisches Codebuch (engl. *Hierarchical Codebook* (HC)) definiert werden. Dieses Verfahren wird im weiteren Verlauf in numerischen Simulation und anhand von Messdaten analysiert. Des Weiteren findet in Kapitel 6 eine praktische Implementierung und Untersuchung verschiedener Variationen des hierarchischen Codebuchverfahrens anhand eines SBHB-Empfangssystems statt.

Das Codebuch wird zur Simplifizierung ausschließlich aus Sicht des Empfängers definiert. Für den Sendefall müssen lediglich die verwendeten Parameter, sprich die Anzahl an Antennen und Digitalkanäle des hybriden Beamformingsystems, angepasst werden. Zu Beginn wird die tiefste Hierarchieebene, d.h. das Codebuch mit der höchst möglichen Auflösung, definiert. Dieses Codebuch ist identisch mit dem der voll-

ständigen Suche $\mathbf{W}_{\text{exh}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_{\text{exh}}}$, welches als Codewörter die Belegungsvektoren aller N_{exh} möglichen Strahlrichtungen des Antennenarrays enthält. Der i_e -te Belegungsvektor $\mathbf{w}_{i_e} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times 1}$ mit

$$i_e = (i_\theta - 1)N_b^{\text{az}} + i_\psi : i_\theta \in \{1, 2, \dots, N_b^{\text{el}}\}, i_\psi \in \{1, 2, \dots, N_b^{\text{az}}\} \quad (5.126)$$

richtet das gesamte Antennenarray in eine der möglichen Raumrichtungen aus. Die Anzahl möglicher Raumrichtungen bzw. Belegungsvektoren ist abhängig von dem definierten Suchbereich in Azimut und Elevation sowie von der Auflösung der verwendeten Phasenschieber. Es ergibt sich mit der in Abschnitt 4.2.1 eingeführten Anzahl an Strahlrichtungen in Azimut N_b^{az} aus Gleichung (4.91) und der Anzahl an Strahlrichtungen in Elevation N_b^{el} aus Gleichung (4.92) die Anzahl an Strahlrichtungen des Codebuchs der vollständigen Suche zu $N_{\text{exh}} = N_b^{\text{az}} N_b^{\text{el}}$. Die Strahlrichtungen des Codebuchs in Azimut ψ und Elevation θ ergeben sich wie in Abschnitt 4.2.1 präsentiert nach Gleichung (4.85) bzw. (4.88). Der i_e -te Belegungsvektor des Codebuchs lautet demnach

$$\mathbf{w}_{i_e} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{ant}}}} e^{j\beta(\mathbf{a}^y \sin \theta_{i_\theta} \sin \psi_{i_\psi} + \mathbf{a}^z \cos \theta_{i_\theta})} \quad (5.127)$$

mit den Positionsvektoren der Antennenelemente $\mathbf{a}^y \in \mathbb{R}^{N_{\text{ant}} \times 1}$ und $\mathbf{a}^z \in \mathbb{R}^{N_{\text{ant}} \times 1}$ aus $\mathbf{A}^{\text{Rx}} = [\mathbf{a}^x, \mathbf{a}^y, \mathbf{a}^z]$, folgend der Beschreibung aus Abschnitt 2.1.1. Das Codebuch setzt sich schließlich zusammen zu $\mathbf{W}_{\text{exh}} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{N_{\text{exh}}}]$.

Für das Design der nächst höheren Hierarchieebene sind die gewünschte Anzahl an Sektoren sowie die Einschränkungen der vorhandenen Hardware, d.h. der Anzahl an Antennen und *Subarrays*, ausschlaggebend. Die Anzahl an Sektoren ergibt sich in Abhängigkeit von den Anforderungen an die Suchdauer und von dem minimal benötigten Antennengewinn, ist aber immer gebunden an die hardwaretechnische Realisierbarkeit. Zur Verbreiterung der Richtcharakteristik bei der Generierung der Sektoren können, wie in [281, 295] beschrieben, die Strahlrichtungen der einzelnen *Subarrays* leicht zueinander verschoben werden. Somit entsteht eine Aufweitung der Richtcharakteristik, die mit einer Reduzierung des Antennenarraygewinns einhergeht. Für dieses Verfahren müssen zunächst die möglichen Strahlrichtungen der *Subarrays* in Anlehnung an Gleichung

(5.127) definiert werden. Es gilt für die möglichen Belegungsvektoren des d -ten *Subarrays*

$$\boldsymbol{\omega}_{d,i_e} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{sub}}}} e^{j\beta(\mathbf{a}_d^{\text{sub},y} \sin \theta_{i_\theta} \sin \psi_{i_\psi} + \mathbf{a}_d^{\text{sub},z} \cos \theta_{i_\theta})} \quad (5.128)$$

mit den Positionsvektoren der Antennenelemente des d -ten *Subarrays* $\mathbf{a}_d^{\text{sub},y} \in \mathbb{R}^{M_{\text{sub}} \times 1}$ und $\mathbf{a}_d^{\text{sub},z} \in \mathbb{R}^{M_{\text{sub}} \times 1}$. Die Belegungsvektoren besitzen die Form $\boldsymbol{\omega}_{d,i_e} \in \mathbb{C}^{N_{\text{sub}} \times 1}$. Das i_h -te Codewort $\boldsymbol{\varpi}_{i_h} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times 1}$ ergibt sich zu

$$\boldsymbol{\varpi}_{i_h} = [\boldsymbol{\omega}_{1,d_{i_h,1}}^T, \boldsymbol{\omega}_{2,d_{i_h,2}}^T, \dots, \boldsymbol{\omega}_{N_{\text{dig}},d_{i_h,N_{\text{dig}}}}^T]^T, \quad (5.129)$$

womit das hierarchische Codebuch $\mathbf{W}_{\text{hie}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_{\text{sec}}}$ für alle $i_h = \{1, \dots, N_{\text{sec}}\}$ gebildet wird. Dabei repräsentiert N_{sec} die Anzahl an Sektoren des hierarchischen Codebuchs. Jedes *Subarray* kann auf eine mit $\mathbf{d}_{i_h} = [d_{i_h,1}, \dots, d_{i_h,N_{\text{dig}}}]$ indizierte Strahlrichtung ausgelenkt werden. Die Matrix $\mathbf{D}_{\text{sec}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{sec}} \times N_{\text{dig}}}$ beinhaltet alle Strahlrichtungsindizes der Codewörter des Codebuchs, d.h. $\mathbf{D}_{\text{sec}} = [\mathbf{d}_1^T, \mathbf{d}_2^T, \dots, \mathbf{d}_{N_{\text{sec}}}^T]^T$.

Für lineare Antennenarrays, d.h. Antennenarrays die beispielsweise nur eine Strahlformung in Azimut erlauben, werden im Folgenden verschiedene Sektorcodewörter definiert. Wie erwähnt wird die Richtcharakteristik verbreitert, indem jedes der N_{dig} *Subarrays* in eine leicht versetzte Strahlrichtung ausgelenkt wird. Aufgrund der quantisierten Strahlrichtungen sind die Möglichkeiten zur Gestaltung der Richtcharakteristik allerdings eingeschränkt. Liegen die Strahlrichtungen zu weit auseinander entsteht eine Welligkeit in der Richtcharakteristik. Daher werden im Folgenden unmittelbar benachbarte Strahlrichtung zur Bildung eines Sektorcodewortes verwendet. Eine Möglichkeit ist die einmalige Zuordnung einer Strahlrichtung zu einem *Subarray* eines Codewortes. Die Anzahl an Sektoren resultiert in diesem Fall zu

$$N_{\text{sec}}^{\text{NO,1D}} = \lfloor N_b^{\text{az}} / N_{\text{dig}} \rfloor, \quad (5.130)$$

wobei mittels $\lfloor \cdot \rfloor$ ein Abrunden des Ergebnisses auf die nächstgelegene ganze Zahl erfolgt. Eine weitere Herausforderung stellt die gleichmäßige Abdeckung des gewünschten Winkelbereichs dar. Die Bildung von unerwünschten Lücken zwischen den Richtcharakteristiken der Sektor-

codewörtern ist abhängig von der Anzahl an Antennen, der Anzahl an Digitalkanälen und der Auflösung der Phasenschieber. Falls die oben genannte Auswahl der Strahlrichtungen also zu Lücken zwischen den Sektoren führt, so kann die Strahlrichtung der äußeren *Subarrays* eines Sektorcodewortes für die des benachbarten Sektorcodewortes wiederholt werden. Die Anzahl an Sektoren für den eindimensionalen Fall in Azimut mit einer sogenannten Überlappung ergibt sich zu

$$N_{\text{sec}}^{\text{OL,1D}} = \lceil N_b^{\text{az}} / (N_{\text{dig}} - 1) \rceil - 1, \quad (5.131)$$

wobei mit $\lceil \cdot \rceil$ wird der eingeschlossene Wert auf die nächstgelegene ganze Zahl aufgerundet. Des Weiteren kann die Überlappung weiter erhöht werden, sollten sich weiterhin Lücken zwischen den benachbarten Sektoren bilden. Falls die Anzahl an Sektoren grundsätzlich erhöht werden soll, so können zwei benachbarte *Subarrays* zu einem gemeinsamen virtuellen *Subarray* zusammengefasst werden. Somit halbiert sich die Anzahl der Digitalkanäle. Die Anzahl an Sektoren ergibt sich zu

$$N_{\text{sec}}^{\text{MS,1D}} = \lfloor N_b^{\text{az}} / (N_{\text{dig}}/2) \rfloor. \quad (5.132)$$

Darüber hinaus existiert die Möglichkeit einer Verbreiterung der Sektoren, indem einzelne Antennenelemente abgeschaltet werden. Hierbei reduziert sich allerdings auch der maximal erreichbare Antennengewinn und somit die Effizienz, weshalb dieser Ansatz im folgenden Verlauf der Arbeit nicht weiter betrachtet wird. Die Konstruktion der Sektorcodebücher für den eindimensionalen Fall ist beispielhaft in Anhang B aufgeführt. Die vorgestellten Sektorcodebücher werden des Weiteren in Kapitel 6 praktisch untersucht.

5.3 Kanalschätzung mittels dünnbesetzter Antennenarrays

Die als nächstes präsentierte Klasse der Kanalschätzungsverfahren basiert im Gegensatz zu allen bisher existierenden Verfahren auf der Nutzung dünnbesetzter Antennenarrays. Die Idee besteht darin, dass für eine erste Schätzung nur eine Antenne pro *Subarray* aktiv ist. Damit entsteht ein dünnbesetztes Antennenarray. Die Abschaltmöglichkeit kann

dabei beispielsweise über die verwendeten Leistungsverstärker oder separate Schalter realisiert werden. Falls nur eine Antenne pro *Subarray* aktiv ist, entsteht ein volldigitales Mehrantennensystem mit reduzierter Antennenanzahl. Dies ermöglicht eine Trennung der einzelnen *Subarrays* im Frequenzbereich, Zeitbereich oder auf der Signalebene über orthogonale Trainingssequenzen. Eine Möglichkeit stellt die Trennung der *Subarrays* im Frequenzbereich über OFDM-Unterträger dar. Dieses Vorgehen ist in Einklang mit dem in Abschnitt 3.2.2 vorgestellten Kanalmessprinzip. Aufgrund der Trennung der *Subarrays* und der Deaktivierung eines Großteils des Antennenarrays wird bei diesem Verfahren also kein Antennenarraygewinn erzielt. Dieser muss gegebenenfalls, wie in Abschnitt 5.4.1 erläutert, über eine längere Messdauer kompensiert werden. Hierfür bietet sich beispielsweise das von Blumenstein et al. in [317] vorgestellte OFDM-basierte Signalspreizverfahren an.

Für die Kanalschätzung mittels dünnbesetzter Antennenarrays werden eingangs die benötigten Indexmengen definiert. Aus Gründen der Einfachheit wird auch hier das Verfahren o.B.d.A. ausschließlich aus Sicht des Empfängers eingeführt. Gegeben sei die Indexmenge zur Adressierung der N_{ant} Empfangsantennen $\mathcal{I} \in \{1, 2, \dots, N_{\text{ant}}\}$. Diese lässt sich in N_{dig} echte Teilmengen

$$\mathcal{I} = \sum_{d=1}^{N_{\text{dig}}} \mathcal{I}_d \quad (5.133)$$

gruppieren, wobei $\mathcal{I}_d \in \{(d-1)N_{\text{sub}} + 1, \dots, dN_{\text{sub}}\}$ alle Antennenindizes des d -ten *Subarrays* enthält. Jede dieser Teilmengen beinhaltet demnach $\{|\mathcal{I}_d| = N_{\text{sub}} : \forall d\}$ Indizes. Aus der Indexmenge \mathcal{I} lässt sich für die Kanalschätzung mittels eines dünnbesetzten Antennenarrays eine weitere echte Teilmenge $\mathcal{I}^{\text{spa}} \subseteq \mathcal{I}$ bilden, die jeweils genau ein Element der Teilmengen \mathcal{I}_d für alle möglichen d enthält. Es gilt somit $\{|\mathcal{I}^{\text{spa}} \cap \mathcal{I}_d| = 1 : \forall d\}$ und $|\mathcal{I}^{\text{spa}}| = N_{\text{dig}}$. Das Ergebnis der Kanalschätzung, mit den aktiven Antennenelementen indiziert durch \mathcal{I}^{spa} , ergibt sich in Anlehnung an Gleichung (3.48) zu $\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{dig}} \times M_{\text{ant}}}$. Basierend auf dem Konzept der dünnbesetzten Antennenarrays werden nun im Folgenden zwei Kanalschätzungsverfahren präsentiert.

5.3.1 SABA-Verfahren

Eine Möglichkeit zur Schätzung der dominanten Einfalls- und Austrittswinkelpaare stellt das *Sparse Array Beam Analysis* (SABA)-Verfahren dar [EKT⁺21]. Hierfür werden zunächst die mit \mathcal{I}^{spa} indizierten Antennen aktiviert und eine Schätzung der Kanalmatrix mit reduzierter Dimension $\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}}$ durchgeführt. Anschließend ergibt sich die ideale Beamformingmatrix reduzierter Ordnung am Empfänger zu $\mathbf{W}^{\text{spa}} = (\tilde{\mathbf{W}}^{\text{spa}})^H$, mit der Singulärwertzerlegung der Kanalmatrix $\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}} = \tilde{\mathbf{W}}^{\text{spa}} \boldsymbol{\Sigma}^{\text{spa}} (\mathbf{F}^{\text{spa}})^H$. Es gilt $\mathbf{W}^{\text{spa}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{dig}} \times N_{\text{dig}}}$ mit dem Element der s -ten Zeile und d -ten Spalte $w_{s,d}^{\text{spa}}$. Daraus lässt sich für den Empfänger die Richtcharakteristik

$$\mathbf{C}_s(\theta, \varphi) = \Upsilon_s \sum_{d=0}^{N_{\text{dig}}-1} \left| \sum_{s=0}^{N_{\text{dig}}-1} w_{s,d}^{\text{spa}} \mathbf{E}_s(\theta, \psi) e^{j\beta(a_s^y \sin \theta \sin \psi + a_s^z \cos \theta)} \right| \quad (5.134)$$

berechnen, wobei $\mathbf{E}_s(\theta, \psi)$ die Elementcharakteristiken und a_s^y und a_s^z die Positionen der über die Indexmenge \mathcal{I}^{spa} aus \mathbf{A}^{Rx} ausgewählten Antennenelemente beschreiben. Der Faktor

$$\Upsilon_s = 1 / \max_{\theta, \psi} \{|\mathbf{C}_s(\theta, \psi)|\} \quad (5.135)$$

dient der Normierung des Ergebnisses. Die Richtcharakteristik beschreibt, in welche Raumrichtungen das Antennenarray seine Leistung abstrahlen sollte, um die erreichbare Übertragungsrate zu maximieren. Es sei angemerkt, dass sich die Richtcharakteristik in Gleichung (5.134) nur sinnvoll berechnen lässt, wenn das System in Betrag und Phase kalibriert ist. Die Hauptstrahlrichtungen des Arrays zeigen dabei in Richtung der dominanten Ausbreitungspfade des Signals zwischen dem Sender und Empfänger. Allerdings führt die Kanalmessung mit der reduzierten Anzahl an Antennen zu Mehrdeutigkeiten. Wie stark sich diese bemerkbar machen, hängt vom Verhältnis zwischen der Anzahl an Digitalkanälen zur Anzahl räumlicher Ausbreitungspfade und der Anzahl verbleibender aktiver Antennen ab. In der Regel sollte insbesondere im Millimeterwellenfrequenzbereich die Anzahl der Digitalkanäle und die damit verbleibende Anzahl an Antennen deutlich größer als die Anzahl der räumlichen Ausbreitungspfade sein. Dass dies der Fall ist, wird

im weiteren Verlauf der Arbeit anhand von Messungen nachgewiesen. Auf der Grundlage der berechneten Richtcharakteristik $C_s(\theta, \varphi)$ können anschließend alle lokalen Maxima gesucht werden. Hierfür wird ein Schwellwert Γ definiert, den ein lokales Maximum mindestens erreichen muss, um detektiert zu werden. Das Ergebnis der Maximassuche wird in Form von Winkelpaaren in absteigender Höhe des Maximums in $\Lambda = \{\{\hat{\theta}_1, \hat{\psi}_1\}, \dots, \{\hat{\theta}_{N_d}, \hat{\psi}_{N_d}\}\}$ einsortiert. Die als N_d bezeichnete Länge von Λ entspricht der Anzahl gefundener lokaler Maxima und ist somit abhängig vom gewählten Schwellwert Γ . Falls der Schwellwert zu niedrig festgelegt wird, kann die Länge von Λ bzw. N_d in der praktischen Implementierung auf einen Maximalwert begrenzt werden.

Im zweiten Schritt des SABA-Verfahrens findet eine Überprüfung und Verfeinerung der gefundenen Winkelpaare statt. Hierfür wird das in Abschnitt 5.2 definierte Codebuch der vollständigen Suche verwendet. Zunächst wird ausgehend von den gefundenen Winkelpaaren in Λ schrittweise das nächstgelegene Winkelpaar aus dem Codebuch der vollständigen Suche ausgewählt. Für das i -te gefundene Winkelpaar $\{\hat{\theta}_i, \hat{\psi}_i\}$ gilt demnach

$$i_e^{\text{opt}} = \min_{i_e} \{ |(\theta_{i_e} - \hat{\theta}_i)^2 + (\psi_{i_e} - \hat{\psi}_i)^2| \} \quad (5.136)$$

für alle $i_e = \{1, \dots, N_{\text{exh}}\}$ Codewörter $\{\theta_{i_e}, \psi_{i_e}\}$ der vollständigen Suche aus Gleichung (5.126). Das nächstgelegene ausgewählte i -te Winkelpaar ist

$$\theta_i^{\text{opt}} = \boldsymbol{\theta}(i_e^{\text{opt}}) \quad \text{und} \quad (5.137)$$

$$\psi_i^{\text{opt}} = \boldsymbol{\psi}(i_e^{\text{opt}}). \quad (5.138)$$

Für jedes ausgewählte Winkelpaar können nun auch Gruppen von zusätzlich N_{adj} angrenzenden Codewörtern aus dem Codebuch der vollständigen Suche ausgewählt werden. Dies ermöglicht eine Untersuchung der angrenzenden Winkelumgebung eines jeden gefundenen Winkelpaares und erhöht damit die Wahrscheinlichkeit, die bestmögliche Strahlrichtung gefunden zu haben. Anschließend wird das Antennenarray über den berechneten Belegungsvektoren mit Gleichung (5.127) schrittweise auf die identifizierten Raumrichtungen ausgerichtet. Hierbei wird also der vollständige Antennenarraygewinn genutzt. Das Winkelpaar jeder Gruppe, welches die Empfangsleistung oder alternativ das SNR am Empfänger maximiert, wird ausgewählt und bezüglich des gleichen Pa-

Tabelle 5.1: SABA-Verfahren für ein SBHB-System auf der Empfängerseite.

SABA-Verfahren

1: **Eingangsdaten:** $\mathcal{I}^{\text{spa}}, \Gamma, N_{\text{adj}}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\psi}$

Schritt 1:

- 2: Messung von $\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}}$ mit den durch \mathcal{I}^{spa} indizierten Antennen
- 3: Bestimme \mathbf{W}^{spa} durch die Berechnung der SVD von $\hat{\mathbf{H}}^{\text{spa}}$
- 4: Berechne die Richtcharakteristik $\mathbf{C}_s(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi})$ mit Gleichung (5.134)
- 5: Finde alle N_d lokalen Maxima über dem Schwellwert Γ
- 6: Auswahl der zu den Maxima gehörenden Winkelpaaren $\boldsymbol{\Lambda}$

Schritt 2:

- 7: **Für** $i = 1, \dots, N_d$
- 8: Auswahl des nächstgelegenen Winkelpaars $\mapsto \{\theta_i^{\text{opt}}, \psi_i^{\text{opt}}\}$
- 9: Bestimmung der Belegungsvektoren mit Gleichung (5.127)
- 10: Ausrichtung des Antennenarrays mit dem Belegungsvektor
- 11: Messung der Empfangsleistung \mathbf{P}_i^{Rx}
- 12: **Falls** $N_{\text{adj}} > 0$
- 13: Auswahl der N_{adj} benachbarten Codewörter von $\{\theta_i^{\text{opt}}, \psi_i^{\text{opt}}\}$
- 14: Bestimmung der Belegungsvektoren mit Gleichung (5.127)
- 15: Schrittweise Ausrichtung des Arrays
- 16: Auswahl des Winkelpaars mit der höchsten Empfangsleistung
- 17: **ENDE**
- 18: **ENDE**
- 19: Auswahl der K Winkelpaare mit der höchsten Empfangsleistung
- 20: Ausführen des in Tabelle 4.3 beschriebenen BA-Algorithmus

- 21: **Ausgabe:** $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_{\text{dig}}}$

rameters mit allen N_d weiteren Ergebnissen verglichen. Die dominanten K Winkelpaare können dann als Eingangsparameter für den in Tabelle 4.3 vorgestellten BA-Algorithmus dienen. Der Schwellwert des SABA-Verfahrens Γ sollte zuvor also so eingestellt werden, dass $K \ll N_d$ gilt. Dies ermöglicht das Herausfiltern von Fehldetektionen, die aufgrund der Unterabtastung mittels des dünnbesetzten Antennenarrays entstehen können. Es ist hierbei zu beachten, dass mit N_d die Anzahl an Messungen und somit die Kanalschätzungsdauer steigt. Der Schwellwert Γ muss also abhängig vom Szenario mit Bedacht gewählt werden. Das SABA-Verfahren ist noch einmal in Form eines Pseudocodes in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

5.3.2 MSAM-Verfahren

Alle bisher vorgestellten Kanalschätzungsverfahren reduzieren das Problem der Kanalschätzung auf die Bestimmung der dominanten Einfallswinkel- und Austrittswinkelpaare. Anschließend findet basierend auf den identifizierten Winkelpaaren die Berechnung der Beamformingmatrizen, zum Beispiel mit dem vorgestellten BA-Algorithmus, statt. Dabei werden andere für die Strahlformung möglicherweise hilfreiche Kanalinformationen vernachlässigt. Um allerdings ausgeprägtere Beamformingalgorithmen, wie den in Abschnitt 4.2.1 präsentierten SIC-Algorithmus, nutzen zu können, muss eine Schätzung der komplexen MIMO-Kanalmatrix erfolgen. Hierfür kann das in [EMRZ18, EKT⁺21] vorgestellte *Multiple Sparse Array Measurements* (MSAM)-Verfahren verwendet werden. Das MSAM-Verfahren ermöglicht eine Schätzung der vollständigen komplexen Kanalmatrix, indem reduzierte Kanalmatrizen sequentiell mittels verschiedener dünnbesetzter Antennenarrays, d.h. zeitlich wechselnder Konstellationen an aktiven Antennenelementen, geschätzt werden. Das zeitliche Umschalten der aktiven Antennenelemente ermöglicht also eine Rekonstruktion der vollständigen komplexen MIMO-Kanalmatrix. Der Ablauf des Schätzverfahrens aus Sicht des Empfängers ist beispielhaft für $N_{\text{ant}} = 8$ und $N_{\text{sub}} = 4$ in Abbildung 5.2 illustriert. In den vier zeitlich aufeinanderfolgenden Messungen A, B, C und D ist dabei jeweils eine Antenne pro *Subarray* aktiviert. Somit füllen sich mit jeder Messung unterschiedliche Zeilen der MIMO Kanalmatrix.

Die Schätzung der vollständigen Kanalmatrix $\hat{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}}$ wird aus dem Schätzergebnis von N_{sub} aufeinanderfolgenden Messungen $\hat{\mathbf{H}}_s^{\text{spa}}$,

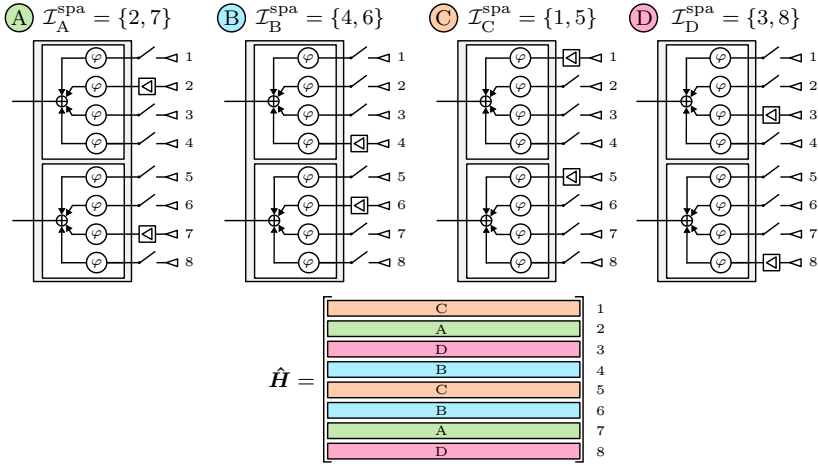


Abbildung 5.2: Beispiel des MSAM-Verfahrens aus Sicht eines Empfängers mit $N_{\text{ant}} = 8$, $N_{\text{dig}} = 2$ und $N_{\text{sub}} = 4$.

mit $s \in \{1, \dots, N_{\text{sub}}\}$, rekonstruiert. Für jede der Messungen mit einem dünnbesetzten Antennenarray ist jeweils ein anderes Antennenelement pro *Subarray* aktiv, womit

$$\mathcal{I} = \sum_{s=1}^{N_{\text{sub}}} \mathcal{I}_s^{\text{spa}} \tag{5.139}$$

und $\{|\mathcal{I}_s^{\text{spa}} \cap \mathcal{I}_d| = 1 : \forall s, d\}$ gelten, mit der Indexmenge der aktiven Antennenelemente der s -ten Messung $\mathcal{I}_s^{\text{spa}}$. Nach jeder Messung wird das Ergebnis an die durch $i \in \mathcal{I}_s^{\text{spa}}$ indizierten Zeilen der Kanalmatrix

$$\hat{\mathbf{H}}(i, \cdot) = \hat{\mathbf{H}}_s^{\text{spa}} \tag{5.140}$$

einsortiert, welche den Indizes der aktiven Antennen entsprechen. Beruhend auf der geschätzten vollständigen Kanalmatrix kann der in Abschnitt 4.2.1 vorgestellte SIC-Algorithmus zur Berechnung der Beamformingmatrizen verwendet werden. Das Vorgehen des Verfahrens ist noch einmal schrittweise in Form eines Pseudocodes in Tabelle 5.2 aufgeführt.

Tabelle 5.2: MSAM-Verfahren für ein SBHB-System auf der Empfängerseite.

MSAM-Verfahren:

-
- 1: **Eingangsdaten:** $\mathcal{I}_s^{\text{spa}}$ mit $s \in \{1, \dots, N_{\text{sub}}\}$

 - 2: **Für** $s = 1, \dots, N_{\text{sub}}$
 - 3: Messung von $\hat{\mathbf{H}}_s^{\text{spa}}$ mit den durch $\mathcal{I}_s^{\text{spa}}$ indizierten Antennen
 - 3: Einsortieren von $\hat{\mathbf{H}}_s^{\text{spa}}$ in $\hat{\mathbf{H}}$
 - 4: **ENDE**
 - 5: Ausführen des in Tabelle 4.2 beschriebenen SIC-Algorithmus

 - 6: **Ausgabe:** $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_{\text{dig}}}$

Eine Schwachstelle des MSAM-Verfahrens ist das aufgrund der Rekonstruktion der vollständigen MIMO-Kanalmatrix über mehrere zeitlich verzögerte Messungen Phasenänderungen innerhalb der Ausbreitungspfade einen direkten Einfluss auf die erreichbare Übertragungsrate besitzen. Diese können durch Bewegungen der Mobilfunkteilnehmer oder reflektierender Objekte während der Dauer der Kanalschätzung entstehen. Im Gegensatz dazu ändern sich die Ausbreitungspfade bzw. die dazugehörigen Einfallswinkel und Austrittswinkel verhältnismäßig langsam. Ob allerdings Phasenänderungen innerhalb der Ausbreitungspfade zu einer Verschlechterung der maximal erreichbaren Übertragungsrate führen, hängt stark von dem vorliegenden Übertragungskanal sowie der Kanalschätzungsdauer ab. Eine numerische Analyse zu dieser Problematik findet sich in Anhang B.2.

5.3.3 Rekonstruktion der MIMO-Kanalmatrix basierend auf zuschaltbaren Bandpassfiltern

Durch den Einsatz von zuschaltbaren Bandpassfiltern, kann die für das MSAM-Verfahren existierende Anfälligkeit gegenüber Phasenänderungen innerhalb der Ausbreitungspfade hardwaretechnisch umgangen werden. Hierfür wird das zeitliche Ein- und Ausschalten der Empfangszweige eines *Subarrays* umgangen. Wie in Abbildung 5.3 für einen SBHB Empfangssystem bestehend aus $N_{\text{sub}} = 4$ Antennen pro *Subarray* skizziert, kann in jedem Empfangszweig eines *Subarrays* ein eigenes schmal-

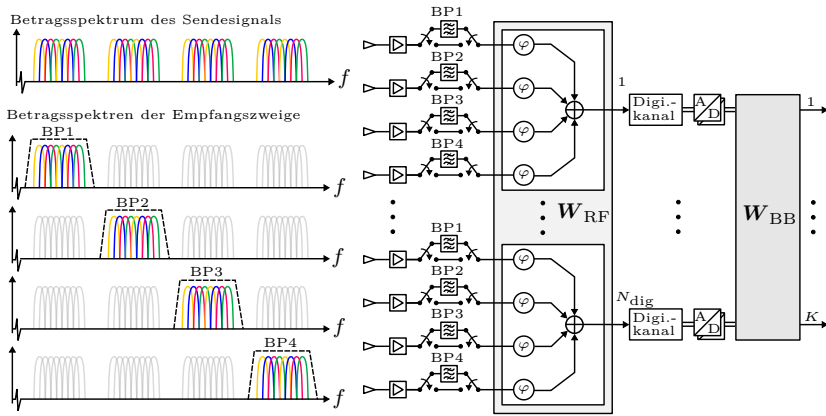


Abbildung 5.3: Prinzip der Trennung der Empfangszweige eines *Subarrays* mittels schmalbandiger Bandpassfilter.

bandiges Filter platziert werden, das während des Kanalschätzungsvorgangs hinzugeschaltet wird. Für die Auslegung der Filter wird zunächst das gesamte Frequenzband in N_{sub} Unterbänder unterteilt. Jeder der Empfangszweige eines *Subarrays* erhält ein dediziertes Unterband, welches über den Bandpassfilter ausgeschnitten wird. Damit lassen sich die Zweige auch innerhalb eines *Subarrays* bei gleichzeitigem Empfang unterscheiden. Das Prinzip ist in Abbildung 5.3 graphisch illustriert. Aufgrund der exklusiven Unterbänder innerhalb eines *Subarrays* können also die Empfangszweige unterschieden werden, wodurch eine direkte Bestimmung der Kanalmatrix erfolgen kann. Es ist darauf zu achten, dass der Übertragungskanal frequenzflach über die gesamte Bandbreite ist, da basierend auf der Schätzung des Unterbandes der Kanalkoeffizient über die gesamte Signalbandbreite abgeleitet wird.

Für die Schätzung der vollständigen MIMO-Kanalmatrix wird hierbei von einem volldigitalen MIMO-Sendesystem ausgegangen, das eine Trennung der Sendeantenne über OFDM-Unterträger, wie in Kapitel 3 Abschnitt 3.2.2 eingeführt, verwendet. Für die Schätzung der vollständigen MIMO-Kanalmatrix wird ebenfalls vorausgesetzt, dass jede der Sendeantennen OFDM-Unterträger innerhalb eines jeden Unterbandes besitzt. In Abbildung 5.3 ist dies für vier Sender illustriert in dem jede

Farbe eines Unterträgers einem Sender zugeordnet wird. Darüber hinaus werden am Sender Schutzbänder zwischen den Unterbändern eingeführt, um eine genügend hohe Selektion zu gewährleisten und damit ein Übersprechen zwischen den Empfangszweigen zu verhindern.

Das vorgestellte Kanalschätzungsprinzip erlaubt also eine gleichzeitige Bestimmung der MIMO-Kanalkoeffizienten, wodurch die Anfälligkeit gegenüber zeitlichen Phasenänderungen innerhalb der Ausbreitungspfade reduziert wird. Allerdings muss der Verlust an Signalbandbreite pro Empfangsantenne und die durch Schutzbänder verlorenen spektralen Anteile durch eine Erhöhung der Messdauer kompensiert werden.

5.3.4 Kombination des MSAM- und SABA-Verfahrens

Zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit des SABA-Verfahrens können mehrere aufeinanderfolgende Messungen mittels unterschiedlicher dünnbesetzter Antennenarrays durchgeführt werden, um somit die Bestimmung der Einfalls- bzw. Austrittswinkel zu verbessern. Die Anzahl der Messungen kann dabei zwischen $N_{\text{SA}} \in \{1, 2, \dots, N_{\text{sub}}\}$ eingestellt werden, wobei $N_{\text{SA}} = 1$ dem SABA-Verfahren und $N_{\text{SA}} = N_{\text{sub}}$ der vollständigen Rekonstruktion der MIMO-Kanalmatrix, identisch dem MSAM-Verfahren, entspricht. Der Freiheitsgrad N_{SA} ermöglicht eine Verbesserung des Schätzergebnisses durch Erhöhung der Messdauer und dient damit als weitere Stellschraube zum Ausbalancieren des Verfahrens.

5.4 Vergleich der Kanalschätzverfahren

Die vorgestellten Verfahren zur Kanalschätzung können zum einen anhand ihrer notwendigen Schätzdauer und zum anderen anhand der Qualität der Schätzung bewertet und verglichen werden. Die Bewertung der Qualität der Schätzung kann anhand der maximal erreichbaren Übertragungsrates in Form der 10 %-Ausfallkapazität nach der Strahlformung erfolgen. Die Untersuchungen können entweder numerisch oder anhand von den in Kapitel 3 gewonnenen Kanalmessdaten durchgeführt werden. Eine Übersicht über den Ablauf der Qualitätsanalyse ist in Abbildung 5.4 gegeben.

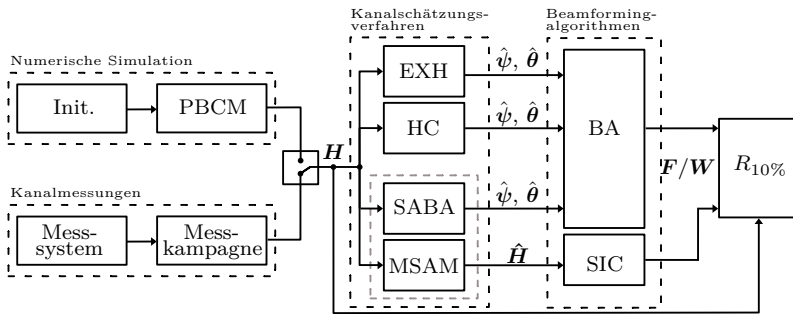


Abbildung 5.4: Übersicht zur Untersuchung der Kanalschätzungsverfahren.

5.4.1 Berechnung und Vergleich der Kanalschätzungsdauer

Wie bereits erwähnt, wird der Kanalschätzungsdauer eine besondere Bedeutung zuteil, da sich eine Erhöhung der Kanalschätzungsdauer proportional in einer Reduzierung der Nettodatenrate niederschlägt. Aufgrund dessen ist es für jedes Kommunikationssystem von größtem Interesse, diese Totzeit, während derer keine Daten übertragen werden können, zu minimieren. In diesem Abschnitt soll für die präsentierten Verfahren zur Kanalschätzung die jeweiligen Kanalschätzungsdauern analytisch hergeleitet werden.

Berechnung der Kanalschätzungsdauer

Die Kanalschätzungsdauer des vermeintlich zeitaufwändigsten Schätzverfahrens der vollständigen Suche ist abhängig von der Anzahl an Strahlformungsvektoren innerhalb des definierten Codebuchs. Diese ist zunächst unabhängig von der Größe des Antennenarrays. Stattdessen spielt die Phasenschieberauflösung die tragende Rolle, welche vorgibt, wie viele Strahlrichtungen innerhalb des vordefinierten Winkelbereichs angesteuert werden können. Diese Phasenschieberauflösung muss wiederum an die Größe des Antennenarrays angepasst werden. Falls nämlich eine zu geringe Phasenschieberauflösung gewählt wird, könnten große Winkelabstände zwischen den Strahlrichtungen entstehen. In diesem Fall ergeben sich durch die geringe Halbwertsbreite der einzelnen Richtcharakteristiken Lücken im Winkelabdeckungsbereich, die eine De-

tektion gewisser Einfallswinkel am Empfänger bzw. Austrittswinkel am Sender verhindern. Im eindimensionalen Fall mit einer Kanalschätzung in Azimut ergibt sich die Schätzdauer für den Abdeckungsbereich Φ sowie die Winkelauflösung ϕ_r zu

$$T_{e,\text{exh}}^{1\text{D}} = \left| \frac{\Phi}{\phi_r} \right| T_m = \left\lceil \frac{\Phi}{\arcsin \left\{ \frac{\lambda}{d_a \cdot 2^q} \right\}} \right\rceil T_m, \quad (5.141)$$

wobei T_m die Messdauer für eine einzelne Stahlrichtung, d.h. eines der ausgewählten Codewörter, repräsentiert. Diese Messdauer T_m beinhaltet auch die notwendigen Totzeiten, die für das Umschalten zwischen den Codewörtern notwendig sind. Für eine Erweiterung auf eine zweidimensionale räumliche Suche, d.h. in Azimut und Elevation, ergibt sich die Kanalschätzungsdauer zu

$$T_{e,\text{exh}} = \left\lceil \frac{\Phi}{\arcsin \left\{ \frac{\lambda}{d_a \cdot 2^q} \right\}} \right\rceil \left\lceil \frac{\Theta}{\arcsin \left\{ \frac{\lambda}{d_a \cdot 2^q} \right\}} \right\rceil T_m, \quad (5.142)$$

mit dem Abdeckungsbereich in Elevation Θ und der Annahme einer identischen Winkelauflösung in Azimut und Elevation.

Die Kanalschätzungsdauer der hierarchischen Codebuchverfahren ist stark abhängig von der konkreten Implementierung des Algorithmus. Eine Möglichkeit besteht in der Suche nach dem Maximum in jeder der N_{hier} Hierarchiestufen, wobei jede Hierarchiestufe eine unterschiedliche Anzahl an Sektoren $\mathbf{n}_{\text{sec}} \in \mathbb{N}^{N_{\text{hier}} \times 1}$ besitzen kann. Da durch die Aufweitung der Strahlcharakteristik durch die Sektorcodewörter der Antennengewinn reduziert wird, muss für einen fairen Vergleich die Messdauer abhängig von der Hierarchiestufe um $\mathbf{g}_{\text{sec}} \in \mathbb{N}^{N_{\text{hier}} \times 1}$ verlängert werden. Nachdem ein dominanter Einfalls- oder Austrittswinkel detektiert wurde, kann dieser für eine erneute Suche herausgerechnet werden und der Prozess wiederholt sich. Für dieses Vorgehen ergibt sich eine Kanalschätzungsdauer von

$$T_{e,\text{h1}} = K \left[\sum_{h=1}^{N_{\text{hier}}} \mathbf{n}_{\text{sec},h} \mathbf{g}_{\text{sec},h} \right] T_m, \quad (5.143)$$

wobei K in diesem Fall die Anzahl gesuchter Einfalls- bzw. Austrittswinkel symbolisiert. Die Anzahl an Sektoren pro Hierarchiestufe n_{sec} ist abhängig von dem gewünschten Gesamtabdeckungsbereich in Azimut und Elevation sowie maßgeblich von dem Codebuchdesign selbst. Sie kann somit flexibel an die Anforderungen angepasst werden. Falls bereits in der höchsten Hierarchieebene die stärksten K Einfalls- bzw. Austrittswinkel parallel detektiert werden sollen, ergibt sich die Kanalschätzungsdauer zu

$$T_{e,h2} = n_{\text{sec},1} \mathbf{g}_{\text{sec},1} + K \left[\sum_{h=2}^{N_{\text{hier}}} n_{\text{sec},h} \mathbf{g}_{\text{sec},h} \right] T_m. \quad (5.144)$$

Allerdings muss hierfür die erste Hierarchiestufe bereits über eine ausreichend hohe Anzahl an Sektoren verfügen, um eine Trennung der Einfalls- bzw. Austrittswinkel des Signals zu ermöglichen.

Für die Kanalschätzungsdauer des SABA-Verfahrens ist die Anzahl an im ersten Schritt des Verfahrens gefundenen Maxima N_{d} sowie die Anzahl an angrenzender untersuchter Raumrichtungen pro gefundenem Maximum N_{adj} von Bedeutung. Es ergibt sich eine Kanalschätzungsdauer von

$$T_{e,\text{SABA}} = (N_{\text{ant}} + N_{\text{d}} N_{\text{adj}}) \cdot T_m, \quad (5.145)$$

die abhängig von den gewählten Parametern ein Ausbalancieren zwischen der Schätzdauer und der Schätzgenauigkeit erlaubt. Es sei angemerkt, dass sich die Anzahl gefundener Maxima N_{d} mit dem Ausbreitungsszenario verändert und sich somit nur indirekt über den eingeführten Schwellwert Γ anpassen lässt. Für einen genügend geringen Schwellwert Γ , bei dem eine ausreichende Anzahl an Maxima detektiert werden, kann darüber hinaus die Anzahl N_{d} zur Limitierung der Kanalschätzungsdauer auf einen Maximalwert begrenzt werden. Allgemein lässt sich für das SABA-Verfahren sagen, dass eine Reduktion der Anzahl an Antennen pro *Subarray* die Schätzgenauigkeit erhöht, da eine höhere Anzahl an Antennen bei der Messung mittels des dünnbesetzten Antennenarrays aktiv ist.

Die Kanalschätzungsdauer des MSAM-Verfahrens ist abhängig von der Anzahl an Antennen pro *Subarray*, da dieser Wert die Anzahl notwen-

diger aufeinanderfolgender Messungen definiert. Ebenso muss aufgrund der Vergleichbarkeit zur vollständigen Suche die Messdauer erhöht werden, um den Verlust des Strahlformungsgewinns durch eine zeitliche Integration des Empfangssignals zu kompensieren. Der Faktor, um welchen die Messdauer erhöht werden muss, ist identisch zum Antennenarraygewinn, da für das MSAM-Verfahren nur der Antennenelementgewinn positiv zur Kompensation des Pfadverlusts beiträgt. Aus Sicht des Empfängers ist dieser Faktor also gleich der Anzahl an Empfangsantennen N_{ant} , sodass sich eine Messdauer für jede der Messungen mittels dünnbesetzter Antennenarrays von $T_{e,\text{sps}} = N_{\text{ant}} \cdot T_m$ ergibt. Insgesamt resultiert damit eine Kanalschätzungsdauer von

$$T_{e,\text{MSAM}} = N_{\text{ant}} \cdot N_{\text{sub}} \cdot T_m = (N_{\text{ant}}^2 / N_{\text{dig}}) \cdot T_m . \quad (5.146)$$

Für die Kanalschätzungsdauer des MSAM-Verfahrens ist also eine geringe Anzahl an Antennen pro *Subarray* N_{sub} vorteilhaft.

Für die Kombination aus MSAM- und SABA-Verfahren erweitert sich Gleichung (5.145) zu

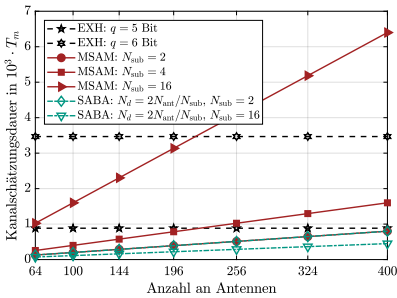
$$T_{e,\text{MSABA}} = (N_{\text{SA}} N_{\text{ant}} + N_{\text{d}} N_{\text{adj}}) \cdot T_m , \quad (5.147)$$

wobei N_{SA} die Anzahl an Messungen mittels dünnbesetzter Antennenarrays beschreibt.

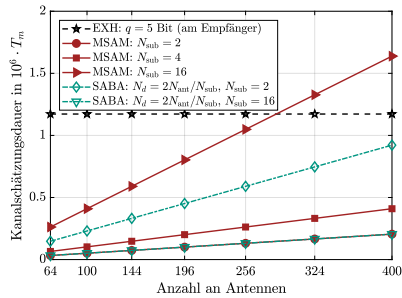
Vergleich der Kanalschätzungsdauer

Zum Vergleich der Kanalschätzungsdauer der einzelnen Verfahren können die definierten Gleichungen unter Annahme verschiedener Systemparameter untersucht werden. Hierfür wird von einer Mobilfunkbasisstation mit einer hybriden Beamformingarchitektur ausgegangen. Im Folgenden wird ein Abdeckungsbereich in Azimut von 120° und in Elevation von 90° angenommen. Zudem sei der Antennenelementabstand $d_a = \lambda/2$. Alle weiteren relevanten Parameter werden variiert. Alle Verfahren weisen eine starke Abhängigkeit von der Größe des Antennenarrays N_{ant} auf. Für die vollständige Suche ist darüber hinaus die Auflösung der Phasenschieber q für die Kanalschätzungsdauer sowie die Schätzgenauigkeit der Eintritts- bzw. Austrittswinkel von entscheidender Bedeutung. Für das MSAM-Verfahren hingegen ist, neben der Größe

des Antennenarrays, die Anzahl an Antennen pro *Subarray* N_{sub} maßgeblich. Für das SABA-Verfahren wird die Anzahl detektierter Pfade im ersten Schritt des Algorithmus N_d an die Anzahl an *Subarrays* gekoppelt. Hierbei wird davon ausgegangen, dass für den zweiten Schritt des SABA-Verfahrens doppelt so viele Pfade ausgewählt werden wie Digitalkanäle vorhanden sind. Es gilt somit $N_d = 2N_{\text{dig}} = 2N_{\text{ant}}/N_{\text{sub}}$. Abbildung 5.5a zeigt die Kanalschätzungsdauer über der Anzahl an Antennen. Die Kanalschätzungsdauer der vollständigen Suche ist dabei unabhängig von der Antennenanzahl. Allerdings ist dies nicht der Fall für die Qualität der Kanalschätzung mittels vollständiger Suche, wie im nächsten Abschnitt der Arbeit gezeigt wird. Eine Verringerung der Phasenschieberauflösung führt also zu einer Reduktion der Kanalschätzungsdauer, aber auch zu einer Reduktion der Auflösung geschätzter Einfallswinkel bzw. Austrittswinkel. Die Kanalschätzungsdauer des MSAM-Verfahrens steigt mit einer zunehmenden Anzahl an Antennen an. Je mehr Antennen pro *Subarray* vorhanden sind, umso drastischer ist dieser Anstieg. Das liegt an der damit verbundenen zunehmenden Anzahl an notwendigen Messungen mittels der dünnbesetzten Antennenarrays. Die geringste Kanalschätzungsdauer zeigt das SABA-Verfahren, bei dem für eine steigende Anzahl an Antennen die Kanalschätzungsdauer nur



(a) Vergleich der vollständigen Suche (EXH) sowie des MSAM- und SABA-Verfahrens auf einer Seite der Kommunikationsverbindung.



(b) Vergleich unter Berücksichtigung eines Übertragungsprotokolls zwischen einem volldigitalen Sender und einer hybriden Beamformingarchitektur am Empfänger.

Abbildung 5.5: Vergleich der Kanalschätzungsdauer über der Größe des Antennenarrays für verschiedene Verfahren.

langsam ansteigt. Zusammenfassend lässt sich schlussfolgern, dass sich das MSAM-Verfahren insbesondere für kleinere Antennenarrays mit einer geringen Anzahl an Antennen pro *Subarray* eignet, während das SABA-Verfahren auch für große Antennenarrays die geringste Kanalschätzungsdauer der verglichenen Verfahren aufweist.

Unter Annahme eines Mehrantennensystems auf beiden Seiten der Kommunikationsverbindung muss für alle Kanalschätzungsverfahren ein koordinierter Prozess zwischen Sender und Empfänger zur Ermittlung der Kanalinformationen etabliert werden. Dieser koordinierte Prozess wird in Form eines Übertragungsprotokolls definiert. Ziel ist es, auf der Sende- und Empfangsseite die relevanten Kanalinformationen zu bestimmen. Hierfür kann im Falle der vollständigen Suche ein koordiniertes Durchprobieren aller Kombinationen der Beamformingvektoren bzw. Codewörter am Sender und Empfänger erfolgen. Aus der Kombinatorik ergibt sich somit eine theoretische Gesamtschätzungsdauer von $T_{\text{tot,exh}} = T_{e,\text{exh}}^{\text{Tx}} \cdot T_{e,\text{exh}}^{\text{Rx}} / T_m$ unter Verwendung von Gleichung (5.142) zur Berechnung der Kanalschätzungsdauern am Sender $T_{e,\text{exh}}^{\text{Tx}}$ und Empfänger $T_{e,\text{exh}}^{\text{Rx}}$. Im Falle eines hybriden Beamformingsystems am Empfänger und eines volldigitalen Sendesystems können die Sendeantennen über OFDM-Unterträger im Frequenzbereich getrennt werden. Dies bedeutet für das MSAM- und SABA-Verfahren, dass der Verlust des Strahlformungsgewinns am Sender sowie der Diversitätsverlust durch eine geringere Messbandbreite gegenüber der vollständigen Suche kompensiert werden muss. Der auszugleichende Gesamtverlust liegt somit bei einem theoretisch maximalen Faktor von M_{ant}^2 . Es folgt für das MSAM-Verfahren $T_{\text{tot,MSAM}} = T_{e,\text{MSAM}} \cdot M_{\text{ant}}^2$ und für das SABA-Verfahren $T_{\text{tot,SABA}} = T_{e,\text{SABA}} \cdot M_{\text{ant}}^2$.

Wie zuvor sind die resultierenden Kanalschätzungsdauern über der Anzahl an Antennen am Empfänger in Abbildung 5.5b dargestellt. Hierbei besteht das volldigitale Sendesystem aus $M_{\text{ant}} = 16$ Antennen, einer kompletten Abdeckung des gesamten Winkelbereichs, einem Antennenelementabstand von $\lambda/2$ und einer Phasenschieberauflösung von $q = 4$ Bit. Das Ergebnis macht die Überlegenheit der Kanalschätzungsverfahren mittels dünnbesetzter Antennenarrays deutlich. Das SABA-Verfahren liefert wie zuvor die geringste Kanalschätzungsdauer. Ebenso liefert das MSAM-Verfahren für Antennenarrays mit 256 Antennen für

alle betrachteten Anzahlen an Antennen pro *Subarray* eine geringere Kanalschätzungsdauer als die vollständige Suche.

Über das hierarchische Verfahren wird an dieser Stelle aufgrund der Vielzahl an Freiheitsgraden kein Urteil getroffen. Zur Bewertung der Kanalschätzungsdauer des hierarchischen Verfahrens werden hierzu für die realisierten Verfahren im weiteren Verlauf der Arbeit Angaben gemacht.

5.4.2 Numerischer Vergleich mittels PBCM

Zur Untersuchung der Qualität der Kanalschätzung wird wie bereits in Kapitel 4 das PBCM mit den in Tabelle 4.5 spezifizierten Parametern verwendet. Hierfür beschränkt sich die Untersuchung auf eine SBHB-Architektur mit $N_{\text{dig}} = 4 \times 4$ Digitalkanälen. Als Qualitätsparameter dient dabei auch hier die maximal erreichbare Übertragungsrate in Form der 10%-Ausfallkapazität. Abhängig vom Kanalschätzungsverfahren wird der jeweilige Beamformingalgorithmus, wie in Abbildung 5.4 aufgezeigt, verwendet.

Zunächst wird die Auswirkung einer Reduktion der Phasenschieberauflösung auf die 10%-Ausfallkapazität der vollständigen Suche (EXH) analysiert. Das Ergebnis für $q = \{4, 5, 6\}$ Bit zeigt Abbildung 5.6a. Als obere Schranke für die Leistungsfähigkeit ist ein volldigitales System mit idealer Kanalkennntnis eingetragen sowie der BA-Algorithmus unter Kennntnis der idealen Einfallswinkel am Empfänger. Das Ergebnis zeigt, dass sich die Leistungsfähigkeit des BA-Algorithmus unwesentlich durch eine Reduktion der Phasenschieberauflösung von 6 Bit auf 4 Bit reduziert. Im Gegensatz dazu zeigt sich allerdings eine deutliche Verschlechterung der 10%-Ausfallkapazität für die vollständige Suche in Kombination mit dem BA-Algorithmus bei Reduktion der Phasenschieberauflösung. Somit ist diese Verschlechterung auf die Qualität der Schätzung der dominanten Einfallswinkel am Empfänger zurückzuführen, die für geringe Auflösungen nur sehr unpräzise detektierbar, beziehungsweise nicht mehr identifizierbar, sind. Bei Vergleich des BA-Algorithmus mit idealen Winkeln und den aus der vollständigen Suche geschätzten Winkeln sieht man, dass für 6 Bit die vollständige Suche die 10%-Ausfallkapazität der Referenz nahezu erreicht. Die Erhöhung der Phasenschieberauflösung steigert allerdings die Kanalschätzungsdauer

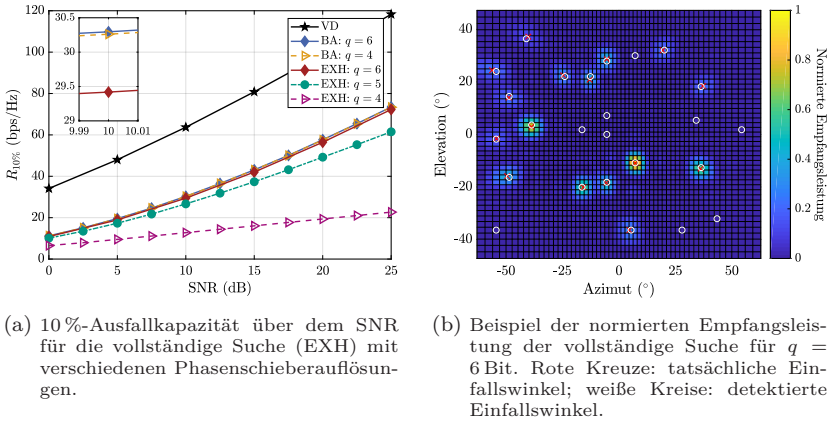


Abbildung 5.6: Untersuchung der vollständigen Suche (EXH).

deutlich. Für $q = \{4, 5, 6\}$ Bit ergeben sich Kanalschätzungsdauern von $\{195, 725, 2679\}T_m$.

In Abbildung 5.6b ist beispielhaft das normierte Empfangsleistungsergebnis der vollständigen Suche für eine exemplarische Kanalrealisierung gezeigt. Die innerhalb des PBCM festgelegten und somit tatsächlichen Einfallswinkel sind als rote Kreuze eingezeichnet. Zu erkennen ist, dass sich ein einzelner Einfallswinkel über mehrere Codewörter ausweitet, da die einzelnen Richtcharakteristiken der Codewörter physikalisch nicht perfekt getrennt werden können. Somit ist insbesondere die Trennung eng benachbarter Einfallswinkel schwierig. Als weiße Kreise ist das Schätzergebnis möglicher Einfallswinkel eingetragen. Hiervon werden im nächsten Schritt, unter Auswertung der Empfangsleistung, die K stärksten Einfallswinkel an den Beamformingalgorithmus übergeben. Wie Abbildung 5.6b zeigt, konnten alle der 16 zufällig ausgewählten Einfallswinkel korrekt detektiert werden. Insgesamt hat die vollständige Suche 25 mögliche Einfallswinkel detektiert.

Eine wichtige Frage, die es zu beantworten gilt, lautet: Wie viele Bit an Phasenschieberauflösung werden zur Erzielung der maximal erreichbaren Übertragungsrate benötigt? Diese Phasenschieberauflösung ist abhängig von der Antennenarraygröße und wird in Abbildung 5.7 für die vollständige Suche bei einem SNR von 10 dB analysiert. Je kleiner das

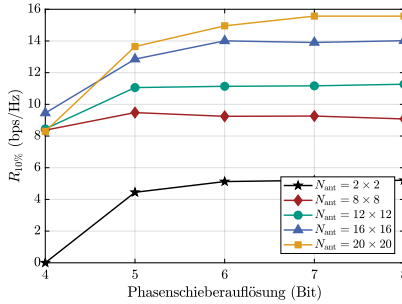
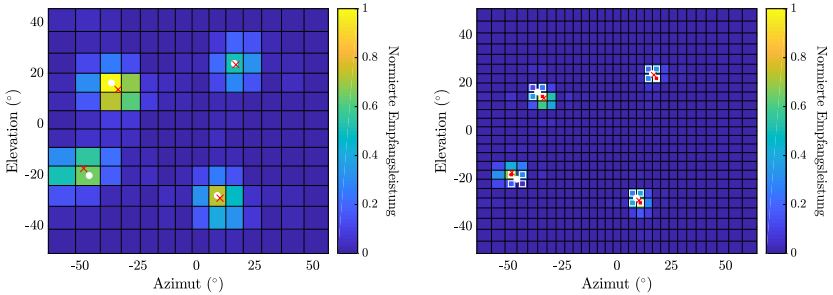


Abbildung 5.7: 10 %-Ausfallkapazität über der Phasenschieberauflösung für verschiedene Antennenarraygrößen bei Verwendung der vollständigen Suche und einem SNR von 10 dB.

Antennenarray, umso früher sättigt die 10 %-Ausfallkapazität bei Steigerung der Phasenschieberauflösung. Der Grund ist die geringe Richtwirkung beziehungsweise der geringe Antennengewinn bei kleinen Antennenarraygrößen. Für Antennenarrays der Größe 12×12 , 16×16 und 20×20 zeigt sich ab einer Phasenschieberauflösung von 5 Bit, 6 Bit bzw. 7 Bit keine weitere Verbesserung der 10 %-Ausfallkapazität. Eine weitere Steigerung der Phasenschieberauflösung führt also zu keiner weiteren Verbesserung der Leistungsfähigkeit.

Anhand der normierten Empfangsleistung lässt sich ebenso das Prinzip der hierarchischen Suche beschreiben. Aufgrund der Schwierigkeit der Detektion mehrerer Ausbreitungspfade mittels des hierarchischen Codebuchverfahrens wird die Anzahl räumlicher Pfade und Digitalkanäle auf vier beschränkt. Es gilt somit $N_{\text{dig}} = M_{\text{dig}} = 2 \times 2$. Hierfür wird zunächst ein Codebuch bestehend aus zwei Hierarchiestufen definiert. Angenommen wird eine Phasenschieberauflösung von 5 Bit. Die erste Hierarchiestufe besteht aus 168 Sektoren. Die zweite Hierarchiestufe entspricht dem Codebuch der vollständigen Suche mit 725 Codewörtern. Zur Aufweitung der Richtcharakteristik der Sektoren werden die *Subarrays*, wie in Abschnitt 5.2 beschrieben, mit leicht unterschiedlichen Phasendifferenzen zwischen den Antennenelementen beaufschlagt. Die entstehenden Richtcharakteristiken über dem Azimutwinkel der Sektorcodewörter im Vergleich zu den Richtcharakteristiken der vollständigen Suche finden sich in Anhang B.3. Abbildung 5.8a zeigt beispielhaft das normierte



(a) Normierte Empfangsleistung der Sektorsuche. Rote Kreuze: tatsächliche Einfallswinkel; weiße Punkte: detektierte Einfallswinkel.

(b) Normierte Empfangsleistung der vollständigen Suche mit dem untersuchten Bereich der Feinsuche des hierarchischen Codebuchverfahrens. Weiße Punkte: detektierte Einfallswinkel durch Sektorsuche; weiße Kästchen: untersuchte Raumrichtungen der Feinsuche; rote Rechtecke: final ausgewählte Einfallswinkel; rote Kreuze: tatsächliche Einfallswinkel.

Abbildung 5.8: Beispiel des Ablaufs des hierarchischen Codebuchverfahrens.

Empfangsleistungsergebnis der ersten Hierarchieebene. Als rote Kreuze sind die tatsächlichen Einfallswinkel eingezeichnet. Aufgrund der überlappenden Codewörter spreizt sich das Suchergebnis über mehrere Sektordcodewörter. Hierbei ist also eine klare Trennung der Einfallswinkel schwerer möglich als für die vollständige Suche. Die weißen Punkte markieren die ausgewählten Sektoren der ersten Hierarchieebene. Wie gezeigt, können in diesem Beispiel alle vorhandenen Einfallswinkel erkannt werden. In der zweiten Stufe des hierarchischen Codebuchverfahrens werden die in diesem Fall vier Codewörter der vollständigen Suche innerhalb des identifizierten Sektors untersucht. Abbildung 5.8b zeigt das normierte Empfangsleistungsergebnis der vollständigen Suche. Für das hierarchische Verfahren werden nur die als weiße Quadrate markierten Strahlrichtungen untersucht. Das rot gefüllte Quadrat gibt schlussendlich das Suchergebnis der hierarchischen Suche an, das für alle identifizierten Sektoren mit dem der vollständigen Suche übereinstimmt und sehr nahe am tatsächlichen Einfallswinkel liegt. In dem hier genannten Beispiel reduziert sich die Kanalschätzungsdauer im Vergleich zur vollständigen Suche von $725 T_m$ auf $184 T_m$. Berücksichtigt man den

Verlust des Beamforminggewinns in der ersten Hierarchieebene, indem die Messdauer entsprechend verlängert wird, ergibt sich eine Schätzdauer von ungefähr $251 T_m$. Der Faktor um welche die Messdauer der ersten Hierarchieebene verlängert wird liegt bei 1,4. Es ist also möglich, die Kanalschätzungsdauer des hierarchischen Codebuchverfahrens im Vergleich zur vollständigen Suche um ein Vielfaches zu reduzieren. Als nächstes kann das hierarchische Codebuchverfahren mit der vollständigen Suche bezüglich der erreichbaren 10 %-Ausfallkapazität über dem SNR verglichen werden. Das Ergebnis in Abbildung 5.9 beinhaltet hierbei eine Variation der Anzahl untersuchter Raumrichtungen N_{adj} in der zweiten Hierarchieebene. Diese wird in diesen Untersuchungen über den Abdeckungsbereich der einzelnen Sektoren hinaus vergrößert, um das Ergebnis weiter zu verbessern. Das Resultat ist wie zu erwarten eine Verbesserung der 10 %-Ausfallkapazität bei Steigerung der angrenzenden Suche. Diese kommt zum Preis einer erhöhten Schätzdauer, die für $K = 4$ im Mittel von $168 T_m$ ohne eine angrenzende Suche auf $232 T_m$ für $N_{\text{adj}} = 16$ ansteigt. Hierbei ist der Ausgleich des verlorenen Beamforminggewinns der ersten Hierarchieebene nicht berücksichtigt. Insgesamt kann das hierarchische Codebuchverfahren nicht die 10 %-Ausfallkapazität der vollständigen Suche erreichen. Der Grund ist das mehrere in einem Sektor vorhandene Ausbreitungspfade nicht aufgelöst werden können und es aufgrund der begrenzten Trennung der Sektoren auch zu Fehldetektionen kommen kann. Dieser Verlust an Ausfallkapazität kann möglicherweise durch ein optimiertes Design der Sektorco-

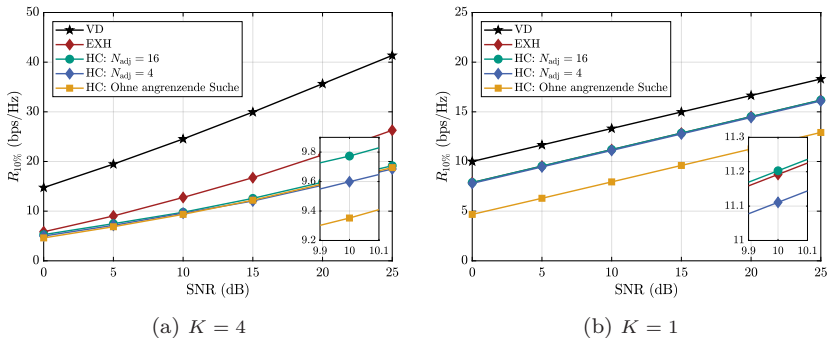


Abbildung 5.9: 10 %-Ausfallkapazität über dem SNR.

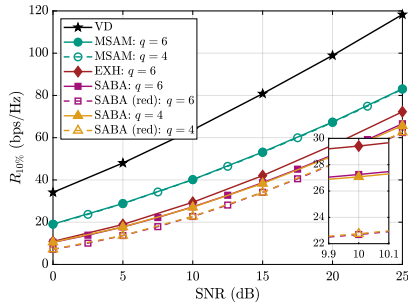


Abbildung 5.10: 10 %-Ausfallkapazität über dem SNR.

dewörter reduziert werden. Dass die Ausfallkapazität der vollständigen Suche erreicht werden kann, zeigt das Ergebnis in Abbildung 5.9b für $K = 1$. Dies entspricht einem Szenario mit einem dominanten Ausbreitungspfad zwischen Sender und Empfänger, dessen Wahrscheinlichkeit insbesondere mit steigenden Trägerfrequenzen zunimmt.

Als nächstes werden das MSAM-Verfahren und das SABA-Verfahren mit $\Gamma = 0,01$ für Phasenschieberauflösungen von 4 Bit und 6 Bit analysiert. Die Anzahl an Digitalkanälen am Sender und Empfänger liegt bei $M_{\text{dig}} = N_{\text{dig}} = 4 \times 4$. Somit können $K = 16$ parallele Datenströme übertragen werden. Als Referenz dient wieder das voll-digitale System (VD) mit idealer Kanalkenntnis sowie die vollständige Suche (EXH) mit einer Phasenschieberauflösung von 6 Bit. Das Ergebnis in Abbildung 5.10 zeigt die Überlegenheit des MSAM-Verfahrens gegenüber der vollständigen Suche. Diese Erhöhung der 10 %-Ausfallkapazität gegenüber der vollständigen Suche ist auf die Überlegenheit des SIC-Algorithmus gegenüber dem BA-Algorithmus zurückzuführen. Das SABA-Verfahren besitzt eine etwas geringere 10 %-Ausfallkapazität als die vollständige Suche, die in diesem Fall als obere Schranke der Leistungsfähigkeit angesehen werden kann. Zum Vergleich ist darüber hinaus die 10 %-Ausfallkapazität für das SABA-Verfahren dargestellt, welches auf den zweiten Schritt des Verfahrens, d.h. die Überprüfung der im ersten Schritt identifizierten Einfallswinkel mittels des Codebuchs der vollständigen Suche, verzichtet. Das Ergebnis dieses reduzierten SABA-Verfahrens ist mit der Abkürzung „red“ in der Legende von Abbildung 5.10 gekennzeichnet. Das Ergebnis lässt darüber hinaus erkennen, dass

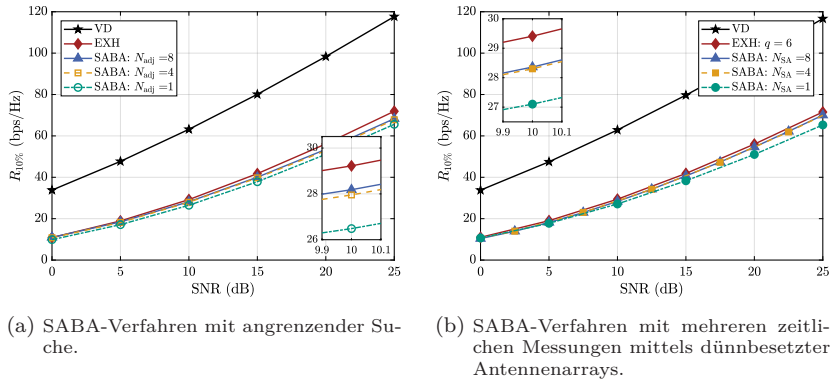


Abbildung 5.11: 10%-Ausfallkapazität über dem SNR für verschiedene Parameter des SABA-Verfahrens.

eine Reduzierung der Phasenschieberauflösungen von 6 Bit auf 4 Bit das Schätzergebnis des MSAM-Verfahrens nicht signifikant verschlechtert. Somit kann für dieses Verfahren auf kostengünstige Phasenschieber zurückgegriffen werden, die zudem auch noch eine Beschleunigung der Einstellungszeit der Phasenschieber ermöglichen. Für das SABA-Verfahren zeigt sich aufgrund der Winkelsuche im zweiten Schritt des Verfahrens eine Reduktion der 10%-Ausfallkapazität bei der Reduzierung der Phasenschieberauflösung. Das Verfahren der vollständigen Suche gilt dabei als obere Schranke der Leistungsfähigkeit, anhand dessen sich die Auswahl der Phasenschieberauflösung auch für das SABA-Verfahren orientieren kann.

Wie in Abschnitt 5.3.1 vorgestellt, kann im zweiten Schritt des SABA-Verfahrens eine zusätzlich Feinsuche um die zuvor detektierten Einfallswinkel erfolgen. Die Anzahl ausgewählter Codewörter aus dem Codebuch der vollständigen Suche wird in der numerischen Analyse in Abbildung 5.11a zu $N_{\text{adj}} = \{1, 4, 8\}$ gewählt. Für $N_{\text{adj}} = 1$ findet somit keine zusätzliche Feinsuche statt. Das Ergebnis in Abbildung 5.11a zeigt, dass durch eine angrenzende Suche die 10%-Ausfallkapazität verbessert werden kann. Allerdings sättigt sich die Steigerung der 10%-Ausfallkapazität bei einer weiteren Erhöhung der Anzahl an Codewörtern der angrenzenden Suche. Der verbleibende Abstand der 10%-Ausfallkapazität des SABA-Verfahrens bezogen auf die vollständige

Suche ist also auf den verbleibenden Fehler bei der Detektion der Einfallswinkel im ersten Schritt des SABA-Verfahrens zurückzuführen. Im Mittel über alle MIMO-Kanalrealisierungen werden gerundet $N_d = 16$ mögliche Einfallswinkel im ersten Schritt des SABA-Verfahrens detektiert. Mit dem Faktor der angrenzenden Suche $N_{\text{adj}} = \{1, 4, 8\}$ ergeben sich nach Gleichung (5.145) Kanalschätzdauern von $T_{e,\text{SABA}} = \{272, 321, 386\}T_m$. Diese liegen somit deutlich unterhalb der Kanalschätzdauer der vollständigen Suche mit $q = 6$ Bit von $2679 T_m$.

Alternativ zur angrenzenden Suche besteht, wie in Abschnitt 5.3.4 eingeführt, die Möglichkeit, die Schätzgenauigkeit der ersten Stufe des SABA-Verfahrens durch N_{SA} zeitlich aufeinanderfolgende durchgeführte Kanalmessungen mittels dünnbesetzter Antennenarrays zu verbessern. Die Auswirkungen auf die 10 %-Ausfallkapazität für $N_{\text{SA}} = \{1, 4, 8\}$ sind in Abbildung 5.11b dargestellt. Wie das Ergebnis zeigt, kann die 10 %-Ausfallkapazität für $N_{\text{SA}} = 4$ gegenüber dem klassischen SABA-Verfahren ohne mehrfach aufeinanderfolgende Messungen deutlich verbessert werden. Für $N_{\text{SA}} = 8$ zeigt sich gegenüber $N_{\text{SA}} = 4$ keine weitere sichtbare Verbesserung. Der Grund hierfür ist, dass eine Erhöhung der Anzahl an Messungen lediglich den ersten Schritt des SABA-Verfahrens verbessert, nicht aber die darauffolgende Feinsuche im zweiten Schritt des Verfahrens. Aufgrund der hohen Anzahl an Antennen erhöht sich die Anzahl notwendiger Messungen durch die mehrfachen Kanalmessungen deutlich. Für $N_{\text{SA}} = \{1, 4, 8\}$ ergeben sich nach Gleichung (5.147) Kanalschätzdauern von gerundet $T_{e,\text{SABA}} = \{272, 1065, 2096\}T_m$. Die Anzahl gefundener Einfallswinkel im ersten Schritt des SABA-Verfahrens verändert sich mit der Anzahl an Kanalmessungen und liegt für $N_{\text{SA}} = \{1, 4, 8\}$ bei gerundet $N_d = \{16, 41, 48\}$. Das SABA-Verfahren mit einer angrenzenden Suche benötigt also im Vergleich zu mehrfachen zeitlichen Messungen des MSABA-Verfahrens eine deutlich geringere Kanalschätzungsdauer bei einer vergleichbaren Steigerung der 10 %-Ausfallkapazität.

5.4.3 Untersuchung anhand gemessener Übertragungskanäle

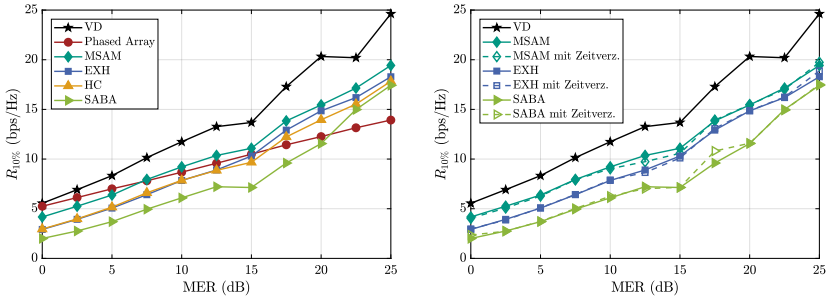
Zur Verifikation der numerischen Ergebnisse werden die Kanalschätzungsverfahren anhand der in Kapitel 3 gewonnenen Kanalmessdaten ausgewertet. Die Auswertung erfolgt dabei statistisch unter Einbezie-

Tabelle 5.3: Verwendete Indexmengen für die Auswahl der aktiven Antennenelemente des MSAM- und SABA-Verfahrens.

Algorithmus	Nummer	Symbol	Indexmenge
MSAM	1	$\mathcal{I}_1^{\text{spa}}$	{4, 5, 11, 15}
	2	$\mathcal{I}_2^{\text{spa}}$	{1, 8, 9, 16}
	3	$\mathcal{I}_3^{\text{spa}}$	{3, 7, 10, 13}
	4	$\mathcal{I}_4^{\text{spa}}$	{2, 6, 12, 14}
SABA		\mathcal{I}^{spa}	{1, 6, 10, 16}

hung aller Messpunkte. Da das Messsystem auf der Empfangsseite über 16 horizontal angeordnete Antennenelemente verfügt, findet die nachfolgende Schätzung der dominanten Einfallswinkel ausschließlich in Azimut statt. Hierbei wird neben den Referenzarchitekturen eine SBHB-Architektur am Empfänger angenommen mit $N_{\text{dig}} = 4$ Digitalkanälen, für die $K = 4$ parallele Datenströme übertragen werden sollen. Für das MSAM-Verfahren werden die Konstellationen aktiver Antennenelemente mit den in Tabelle 5.3 gelisteten Indexmengen festgelegt. Für das SABA-Verfahren wird die ebenfalls in Tabelle 5.3 eingetragene Indexmenge verwendet. Die Indizierung der Antennen folgt der Numerierung am Empfänger in Abbildung 3.1.

In Abbildung 5.12a ist ein Vergleich der Kanalschätzungsverfahren dargestellt. Als Referenz dient die voll-digitale Architektur sowie ein *Phased Array*. Wie das Ergebnis zeigt, dominiert für geringe MER das *Phased Array* die SBHB-Architekturen. In diesem Fall ist es aufgrund der geringen Kanalqualität also nicht vorteilhaft, den Strahlformungsgewinn auf mehrere räumliche Ausbreitungspfade aufzuteilen, sondern den Gewinn des gesamten Antennenarrays auf einen Ausbreitungspfad zu konzentrieren. Ab einem MER von 7,5 dB übertrifft zunächst das MSAM-Verfahren die 10%-Ausfallkapazität des *Phased Arrays*. Die 10%-Ausfallkapazität der vollständigen Suche (EXH) liegt etwas unterhalb des MSAM-Verfahrens, wie dies bereits innerhalb der numerischen Analyse mittels des PBCM gezeigt wurde. Als weiterer Vergleichsmaßstab dient ein zweistufiges hierarchisches Codebuchverfahren folgend den Beschreibungen in Abschnitt 5.2, ohne eine Mehrfachverwendung von Strahlrichtungen in benachbarten Sektorcodewörtern. Die



(a) Vergleich der Kanalschätzungsverfahren ohne Berücksichtigung der Schätzdauer.

(b) Vergleich der Kanalschätzungsverfahren mit Berücksichtigung der Schätzdauer.

Abbildung 5.12: Vergleich der 10%-Ausfallkapazität über dem MER für verschiedene Kanalschätzverfahren.

Anzahl an Sektoren ist in diesem Fall $N_{\text{sec}}^{\text{NO,1D}} = 14$. Aufgrund der geringen Anzahl an Antennen und der verhältnismäßig großen Anzahl zu detektierender Einfallswinkel ist die Kanalschätzungsdauer des hierarchischen Verfahrens mit $T_{e,h1} = 72 T_m$ (nach Gleichung (5.144)) sogar höher als die Kanalschätzungsdauer der vollständigen Suche mit $T_{e,exh} = 57 T_m$. Ein Vergleich der Leistungsfähigkeit zeigt, dass das hierarchische Codebuchverfahren nur für MER-Werte unterhalb von 12 dB die 10%-Ausfallkapazität der vollständigen Suche erreicht. Das SABA-Verfahren mit $\Gamma = 0,1$ und $N_{\text{adj}} = 1$ zeigt für die ausgewählten Parameter im Vergleich mit den anderen Verfahren die geringste maximal erreichbare Übertragungsrate, besitzt allerdings eine deutlich geringere Kanalschätzungsdauer von $T_{e,SABA} = 23 T_m$. Die Anzahl gefundener Maxima liegt für den gewählten Schwellwert im Mittel über allen Messdaten bei $N_d \approx 7$. Hinzuzufügen ist, dass für die Schätzung mittels des dünnbesetzten Antennenarrays gerade einmal vier Antennenelemente aktiv sind, wodurch die Betrachtung der Richtcharakteristik des SABA-Verfahrens zu vielen Mehrdeutigkeiten führt. Die Stärken des SABA-Verfahrens zeigen sich, wie in den numerischen Simulationen dargelegt, vor allem in Szenarien, bei denen die Anzahl an Digitalkanälen größer als die Anzahl an Ausbreitungspfaden ist. Die benötigten Schätzauern sowie die erreichbare 10%-Ausfallkapazität bei einem MER von 10 dB sind nochmals in Tabelle 5.4 zusammengefasst. Die

Tabelle 5.4: Vergleich der Kanalschätzungsdauer innerhalb der Messdatenanalyse. Die 10 %-Ausfallkapazität ergibt sich für ein MER von 10 dB.

Verfahren	EXH	HC	MSAM	SABA
10 %-Ausfallkapazität (bps/Hz)	7,8	7,8	9,2	6,1
Schätzdauer (in T_m)	57	72	64	23
Schätzdauer (in ms)	7,3	9,2	8,2	2,9

tatsächlichen Kanalschätzungsdauern ergeben sich basierend auf der Messdauer $T_m = 128 \mu\text{s}$, die in diesem Fall der OFDM-Symboldauer entspricht.

Im Gegensatz zu den vorangegangenen Analysen wird der Übertragungskanal während den Kanalschätzungsverfahren als nicht länger konstant angenommen. Es wird also die Kohärenzzeit des realen Übertragungskanals berücksichtigt. Für jede Messposition zwischen der Basisstation und der mobilen Sendeeinheit stehen hierfür eine zeitliche Sequenz von 4000 aufeinanderfolgenden MIMO-Kanalmatrizen zur Verfügung. Aufgrund der Auswertung jedes OFDM-Symbols besitzen die Messdaten eine zeitliche Auflösung von $128 \mu\text{s}$, die somit der Einzelmessdauer $T_m = 128 \mu\text{s}$ entspricht. Abhängig von den in Tabelle 5.4 ermittelten Schätzdauern arbeiten die einzelnen Kanalschätzungsverfahren mit einer unterschiedlichen Anzahl an aufeinanderfolgenden MIMO-Kanalmatrizen. Das Ergebnis der Analyse ist in Abbildung 5.12b gezeigt. Als Referenz ist für alle Verfahren die 10 %-Ausfallkapazität ohne Berücksichtigung der Schätzdauer, d.h. das Ergebnis aus Abbildung 5.12a, mit eingetragen. Der Vergleich zeigt, dass die notwendige Dauer der Schätzung für alle Verfahren die erreichbare 10 %-Ausfallkapazität nicht maßgeblich verschlechtert. Für Szenarien mit sich bewegendem Mobilfunkteilnehmern oder bewegten reflektierenden Objekten reduziert sich die Kohärenzzeit in Abhängigkeit von den auftretenden Geschwindigkeiten. Auf der anderen Seite kann über eine Reduktion der OFDM-Symboldauer bzw. des OFDM-Unterträgerabstands die damit verbundene Einzelmessdauer und somit die Kanalschätzdauer insgesamt reduziert werden.

Wie bereits in Abschnitt 5.3.1 diskutiert, spielt die Auswahl der Parameter des SABA-Verfahrens eine entscheidende Rolle, um zwischen der Schätzdauer und der Schätzgenauigkeit abzuwägen. Die Einflussmög-

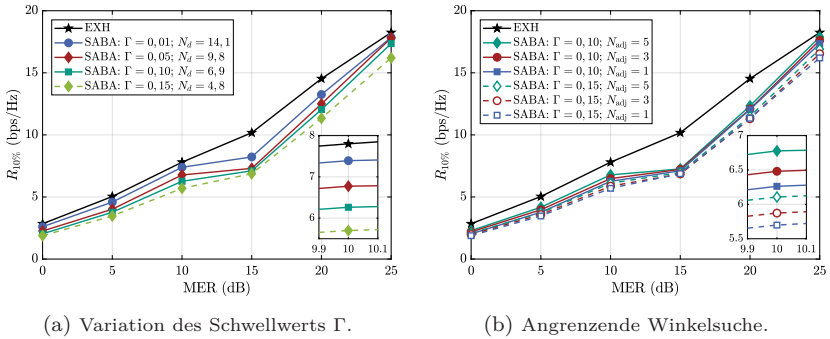


Abbildung 5.13: Vergleich der 10 %-Ausfallkapazität über dem MER für verschiedene Parameter des SABA-Verfahrens.

lichkeiten der Parameter sollen im Folgenden näher betrachtet werden. In Abbildung 5.13 ist hierzu das Ergebnis des SABA-Algorithmus für die verschiedenen Schwellwerte Γ aufgetragen. Es zeigt sich, dass für eine Reduzierung des Schwellwerts mehr Ziele detektiert werden, d.h. die Anzahl N_d steigt und somit werden mehr mögliche Einfallswinkel im zweiten Schritt des SABA-Verfahrens auf deren Eignung überprüft. Die 10 %-Ausfallkapazität kann somit zum Preis einer längeren Kanalschätzungsdauer erhöht werden. In Zahlen ausgedrückt kann die 10 %-Ausfallkapazität bei einem SNR von 10 dB von 5,7 bps/Hz für $\Gamma = 0,15$ um 1,7 bps/Hz auf 7,4 bps/Hz für $\Gamma = 0,01$ gesteigert werden. Allerdings steigt hiermit auch die Messdauer von im Mittel $20,8 T_m$ auf $30,1 T_m$ an. Neben der Veränderung des Schwellwerts besteht ebenfalls die Möglichkeit, die Schätzgenauigkeit über eine Suche in der Umgebung der durch die Messungen mittels des dünnbesetzten Antennenarrays identifizierten Einfallswinkel zu verbessern. Diese Untersuchung findet für $N_{ac} = 3$ und $N_{ac} = 5$ statt. Das Ergebnis lässt auch hier eine Steigerung der 10 %-Ausfallkapazität erkennen. Betrachtet man die 10 %-Ausfallkapazität bei einem SNR von 10 dB und $\Gamma = 0,1$ so ergibt sich von $N_{ac} = 1$ auf $N_{ac} = 5$ eine Steigerung um 0,5 bps/Hz bei einer gleichzeitigen Erhöhung der Kanalschätzungsdauer um $27,6 T_m$. Die aufgeführten Beispiele zeigen somit, dass zwischen der Kanalschätzungsdauer und der erreichbaren Übertragungsrate über eine geeignete Wahl der Parameter des SABA-Verfahrens abgewogen werden kann. Diese Flexibilität

ist ein weiterer Vorteil des SABA-Verfahrens gegenüber den bisher in der Fachliteratur präsentierten Ansätzen.

5.5 Zusammenfassung zu Kapitel 5

In diesem Kapitel wurden verschiedene Verfahren zur Schätzung der notwendigen Kanalinformationen für hybride Beamformingsysteme vorgestellt. Zunächst fand dabei eine Beschreibung der in der Fachliteratur präsentierten Lösungsansätze statt. Ein vielversprechender und in dieser Arbeit untersuchter Ansatz sind hierarchische Codebuchverfahren zur Bestimmung der dominanten Ausbreitungspfade des Kanals in Form der Austritts- und Einfallswinkel am Sender bzw. Empfänger. Ein solches hierarchisches Codebuchverfahren wurde in diesem Kapitel konstruiert und erstmals für zweidimensionale Antennenarrays analysiert. Die numerischen Ergebnisse zeigen, dass die Kanalschätzungsdauer deutlich gegenüber der vollständigen Suche reduziert werden kann, falls die Reduktion des Strahlformungsgewinns innerhalb der Sektorsuche nicht kompensiert werden muss. Im Gegensatz zum bisherigen Stand der Forschung konnte das Verfahren ebenfalls anhand der aufgezeichneten Kanalmessdaten validiert werden. Zur Steigerung der maximal erreichbaren Übertragungsrate sowie zur weiteren Reduktion der Kanalschätzungsdauer wurden zwei neue Kanalschätzungsverfahren basierend auf Messungen mittels dünnbesetzter Antennenarrays entwickelt. Das vorgestellte SABA-Verfahren zeichnet sich durch seine außergewöhnlich geringe Kanalschätzungsdauer und seine Anpassungsfähigkeit aufgrund der zahlreich verfügbaren Parameter aus. Darüber hinaus ermöglicht das präsentierte MSAM-Verfahren eine Rekonstruktion der vollständigen MIMO-Kanalmatrix. Aufgrund dessen lässt sich das MSAM-Verfahren mit dem SIC-Algorithmus zur Bestimmung der Beamformingmatrix kombinieren. Die Untersuchungen zeigen eine höhere 10%-Ausfallkapazität im Vergleich zur vollständigen Suche, bei einer gleichzeitig etwas geringeren Kanalschätzungsdauer. Eine architektonische Lösung liefert das Einfügen zuschaltbarer Bandpassfilter die eine Separation der Empfangsantennen eines Subarrays im Frequenzbereich erlauben. Dies ermöglicht somit ebenfalls eine direkte Schätzung der vollständigen MIMO-Kanalmatrix ohne zeitlich getrennte Schätzungen durchführen zu müssen. Zusammenfassend konnten in diesem Kapitel

neue Kanalschätzungsverfahren für hybride Beamformingsysteme entwickelt und deren Überlegenheit gegenüber der klassischen vollständigen Suche nachgewiesen werden.

6 Messtechnische Analyse eines Subarray-basierten hybriden Beamformingsystems

In den vorangegangenen Kapiteln wurden die hybriden Beamforming-Architekturen und -algorithmen sowie Verfahren zur Kanalschätzung anhand numerischer Simulationen und basierend auf Messdaten untersucht. Bis zu diesem Punkt wurde nicht auf die Möglichkeiten zur Realisierung von hybriden Beamformingsystemen niedriger Komplexität sowie auf Implementierungsaspekte, wie beispielsweise Nichtidealitäten der analogen Bauelemente, eingegangen. Diese Wissenslücke soll in diesem Kapitel geschlossen werden.

Die Betrachtungen fokussieren sich in diesem Kapitel auf die SBHB-Architektur. Zu Beginn wird in Abschnitt 6.1 das Systemkonzept und der Hardwareaufbau eines entworfenen SBHB-Empfangssystems vorgestellt. Für das SBHB-Empfangssystem wird anschließend ein *Over-the-Air* (OTA)-Kalibrierungsverfahren vorgestellt und messtechnisch validiert. Nach der erfolgreichen Kalibrierung des Systems behandelt Abschnitt 6.2 die Implementierung der in Kapitel 5 vorgestellten Kanalschätzungsverfahren. Abschließend werden die Verfahren anhand praktischer Messungen evaluiert.

6.1 Subarray-basierter hybrider Beamforming-Empfänger

Das hier präsentierte SBHB-System greift auf das in Kapitel 3 entwickelte MIMO-Kanalmesssystem zurück. Ausgehend von dem volldigitalen 16×4 -Kanalmesssystem werden die vier HF-Empfangsmodule durch ein einzelnes SBHB-Empfangsmodul ersetzt. Somit kann das identische Antennenmodul am Empfänger verwendet werden, was eine Vergleichbarkeit des SBHB-Empfängers mit dem aufgebauten volldigitalen Emp-

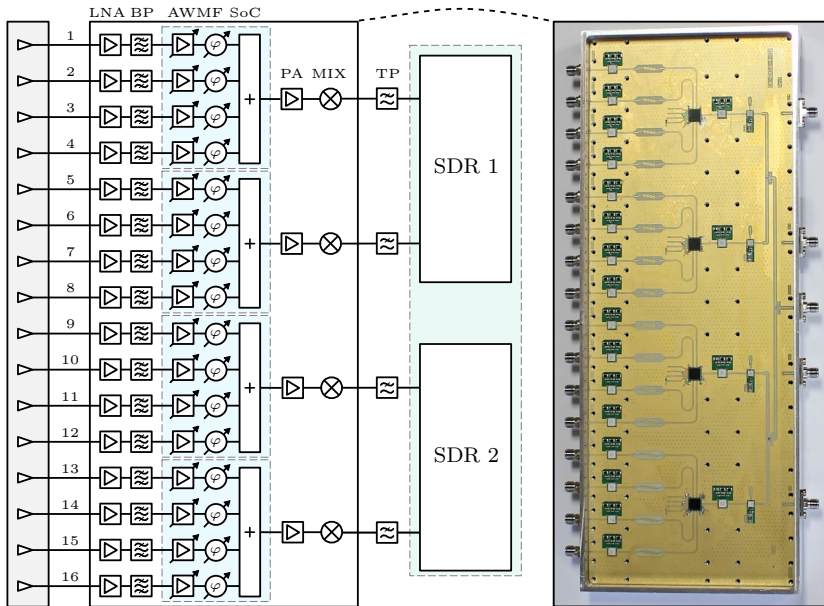


Abbildung 6.1: Blockdiagramm des SBHB-Empfängersystems mit einem Foto der im Gehäuse eingelegten Leiterplatte [EPK+20].

fangssystem ermöglicht. Des Weiteren werden die für die Messkampagne in Kapitel 3 ausgewählte Übertragungsfrequenz und Zwischenfrequenz beibehalten. Das heterodyne Empfängerkonzept, mit SDRs zur Zwischenfrequenz- und Basisbandsignalverarbeitung, bleibt also ebenso erhalten.

6.1.1 Systemdesign

Das SBHB-Empfängermodul besteht aus 16 HF-Eingängen, welche die Schnittstelle zum Empfangsantennenarray via Koaxialkabel realisieren. Die vier ZF-Ausgänge auf der gegenüberliegenden Seite sind über Koaxialkabel mit zwei SDRs verbunden. Der Aufbau des SBHB-Empfängermoduls ist in Abbildung 6.1 gezeigt. Die wesentlichen Kenndaten des SBHB-Empfängers sind in Tabelle 6.1 aufgelistet.

Tabelle 6.1: Parameter des SBHB-Empfängers

Bezeichnung	Symbol	Wert
Anzahl Empfangsantennen	N_{ant}	16
Anzahl Digitalkanäle	N_{dig}	4
Antennen pro <i>Subarray</i>	N_{sub}	4
Phasenschieber (<i>AWMF-0108</i>)		
Auflösung	q	5 Bit
	φ_{δ}	11,25°
Einstellbereich		360°
Dämpfungsglieder (<i>AWMF-0108</i>)		
Auflösung		5 Bit
		1 dB
Einstellbereich		0 dB - 31 dB

Kernstück des Empfangsmoduls stellen vier integrierte Schaltkreise der Firma Anokiwave vom Typ *AWMF-0108* dar [318], welche die Einstellung der Phase und Amplitude eines jeden HF-Eingangssignals ermöglichen und jeweils vier Empfangskanäle mittels Leistungskombinierern verknüpfen. Vor dem *AWMF-0108* befindet sich ein rauscharmer Verstärker im Empfangszweig sowie ein Bandpassfilter zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz. Die Konvertierung der Empfangssignale in den Zwischenfrequenzbereich erfolgt nach der Leistungskombination durch den *AWMF-0108* und einer zusätzlichen Signalverstärkung. Für den rauscharmen Verstärker und den Mischer wurde auf dieselben kommerziellen Bauteile, die bereits für das volldigitale Kanalmesssystem verwendet wurden, zurückgegriffen. Die SBHB-Empfängerarchitektur besteht aus vier Antennen pro *Subarray*. Für die Einstellung der Phase verfügt der *AWMF-0108*-Baustein über einen digitalen Phasenschieber mit einer Auflösung von 5 Bit. Daraus ergeben sich insgesamt 32 mögliche Phasenzustände zur Abdeckung der vollständigen 360°, woraus eine Phasenauflösung von 11,25° resultiert. Die Amplitude lässt sich über ein variables Dämpfungsglied innerhalb des *AWMF-0108* Bausteins in 1 dB Schritten von 0 dB bis 31 dB für jeden Empfangskanal einstellen. Auch hier handelt es sich also um eine Auflösung von 5 Bit. Die Ansteuerung des *AWMF-0108*-Bausteins erfolgt über ein SPI-Bussystem, das über einen *Arduino Due* via *Universal Serial Bus* (USB) mit dem Messcom-

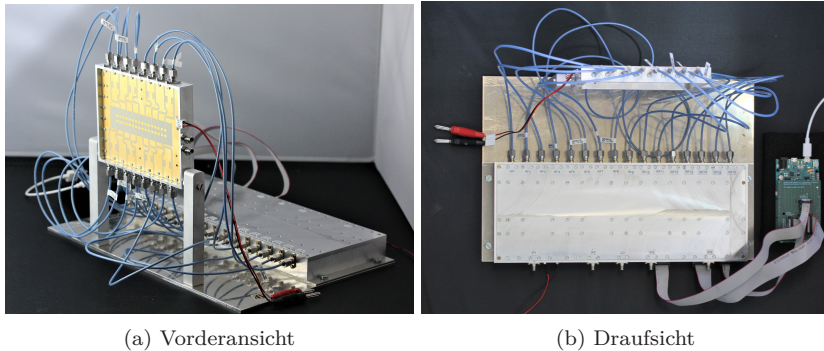


Abbildung 6.2: Fotos des SBHB-Empfangssystems.

puter verbunden ist. Des Weiteren wurde die Möglichkeit zur Abschaltung des jeweils ersten rauscharmen Verstärker der Empfangsbranche implementiert. Gemeinsam mit der Möglichkeit zur Erhöhung der Dämpfung innerhalb des *AWMF-0108*-Bausteins können somit die einzelnen Empfangskanäle unabhängig voneinander an- oder ausgeschaltet werden. Fotos des SBHB-Empfangssystems sind in Abbildung 6.2 gezeigt.

6.1.2 Kalibrierungsverfahren

Die Voraussetzung für eine erfolgreiche Implementierung der in Kapitel 5 beschriebenen hierarchischen Kanalschätzungsverfahren und des SABA-Verfahrens ist eine Kalibrierung der HF-Kanäle. Es ist also ein Ausgleich der durch Nichtidealitäten der Hardware entstehenden Phasen- und Amplitudenunterschiede zwischen den HF-Kanälen des SBHB-Empfängersystems notwendig. Es sei angemerkt, dass gewisse Phasen- und Amplitudenunterschiede trotz eines symmetrischen Systemaufbaus in praktischen Realisierungen nie vollständig vermeidbar sind. Insbesondere bei höheren Trägerfrequenzen sorgen bereits kleine Leitungslängenunterschiede, aufgrund von Herstellungs- oder Löt-toleranzen, zu Laufzeitunterschieden und damit Phasenverschiebungen zwischen den einzelnen Kanälen. Ebenso unterliegen die einzelnen Baugruppen wie beispielsweise Verstärker gewissen Herstellungstoleranzen

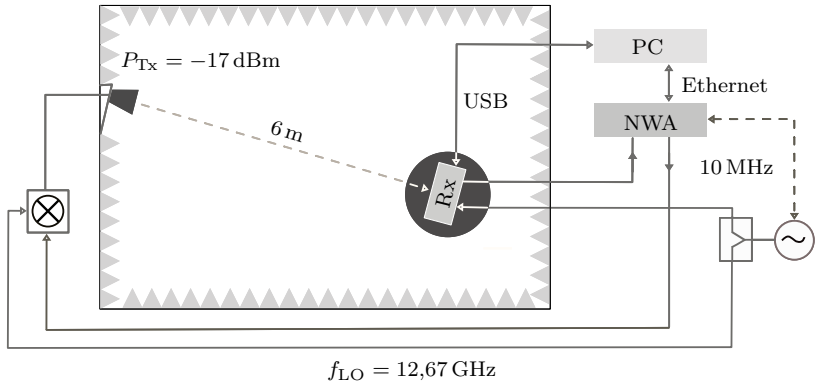


Abbildung 6.3: Messaufbau zur OTA-Kalibrierung [EPK+20].

und besitzen ein spezifisches Temperaturverhalten. Während in klassischen Mobilfunkbasisstationen der vierten Generation die Ausgangsleistung über einen eigenen Anschluss vor den einzelnen Antennenelementen problemlos gemessen und anschließend angeglichen werden kann, ist dies für *massive* MIMO-Systeme mit hunderten von Antennen, die auf kleinstem Raum integriert sind, technisch wie auch wirtschaftlich nicht realisierbar [319–321]. Aufgrund dessen wird im Folgenden ein Verfahren zur Kalibrierung über die Luftschnittstelle (engl. *Over-the-Air* (OTA)) vorgestellt und durchgeführt. Die Kalibrierung der Amplitude und Phase kann in dem hier präsentierten Empfängeraufbau mittels der Phasenschieber und variablen Verstärker des *AWMF-0108*-Bausteins erfolgen. Damit ist die erreichbare Auflösung der Kalibrierung durch die verfügbare Auflösung der Phasenschieber und der variablen Verstärker von jeweils 5 Bit beschränkt.

Der Messaufbau zur OTA-Kalibrierung ist in Abbildung 6.3 gezeigt. Das Prinzip besteht in der Messung des komplexen Transmissionsparameters, d.h. Streuparameter S_{21} , zwischen einem Referenzsender und jedem der 16 Empfangskanäle mittels eines Netzwerkanalysators (NWA). Die Vermessung der einzelnen Empfangskanäle erfolgt also zeitlich getrennt. Aufgrund des im SBHB-Empfangssystems integrierten Mixers erfolgt die Messung im Zwischenfrequenzbereich um $2,46 \text{ GHz}$, wohingegen die Signalübertragung bei der Trägerfrequenz um $27,8 \text{ GHz}$ stattfindet. Umgesetzt wird dieses Messprinzip auf Seiten des Senders über ein

Mischermodul zur Konvertierung des IF-Eingangssignals auf die Sendefrequenz und über eine Antenne der Firma *RFSpin* vom Typ *QRH40* mit einem Gewinn von 14 dBi und einer HPBW von 20° bei der ausgewählten Trägerfrequenz [322]. Um eine kohärente Messung zu ermöglichen, werden der Sender und der SBHB-Empfänger mit dem gleichen LO-Signal gespeist. Das LO-Signal wird über einen Signalgenerator generiert und auf den Sender und Empfänger über einen Leistungsteiler aufgeteilt. Zudem wird zur Vermeidung eines Frequenzversatzes der verwendete Netzwerkanalysator über eine 10 MHz-Referenz an den Signalgenerator gekoppelt. Die Messung findet in einer reflexionsarmen Kammer statt. Diese verhindert, dass es zu einer Mehrwegeausbreitung zwischen dem Sender und Empfänger kommt. Sender und Empfänger sind aufeinander ausgerichtet und befinden sich in einer Distanz von 6 m. Die Sendeleistung wird auf $P_{\text{Tx}} = -17$ dBm festgelegt, womit eine Empfangsleistung von circa $P_{\text{Rx}} = -94$ dBm mit einer Freiraumdämpfung von FSPL = 77 dB bei der Trägerfrequenz von 27,8 GHz resultiert. Jeder Empfangskanal wird für alle $N_q = 2^q$ einstellbaren Phasenzustände vermessen. Für den SBHB-Empfänger müssen nur die Empfangszweige innerhalb eines *Subarrays* zueinander kalibriert werden, da eine Kalibrierung zwischen den *Subarrays* mit einer beliebig hohen Auflösung im Digitalbereich erfolgen kann. Damit kann das Messergebnis für das d -te *Subarray* in einer komplexen Matrix $\mathbf{M}_d \in \mathbb{C}^{N_q \times N_{\text{sub}}}$ festgehalten werden, wobei für $d \in \{1, \dots, N_{\text{dig}}\}$ gilt. Für den hier präsentierten SBHB-Empfänger ergibt sich $\mathbf{M}_d \in \mathbb{C}^{32 \times 4}$ mit $N_q = 2^5 = 32$, $N_{\text{dig}} = 4$ und $d \in \{1, 2, 3, 4\}$. Die variablen Verstärker werden für die Kalibrierung auf den maximalen Gewinn eingestellt, der auch für die folgende Untersuchung konstant gehalten wird. Zur Reduzierung des Messrauschens erfolgt eine Mittlung über 20 Messungen.

Nach der Bestimmung von \mathbf{M}_d wird für jedes *Subarray* ein Korrekturvektor

$$\mathbf{c}_d = [c_{d,1}, \dots, c_{d,N_{\text{sub}}}] \quad (6.148)$$

mit den Elementen $c_{d,i_s} \in \{1, \dots, N_q\} \forall d, i_s$ definiert, wobei $i_s \in \{1, \dots, N_{\text{sub}}\}$ gilt. Für die Bestimmung des Korrekturvektors kann ein Optimierungsproblem aufgestellt werden. Eine Möglichkeit der Optimierung stellt die Minimierung der Phasendifferenz zwischen den be-

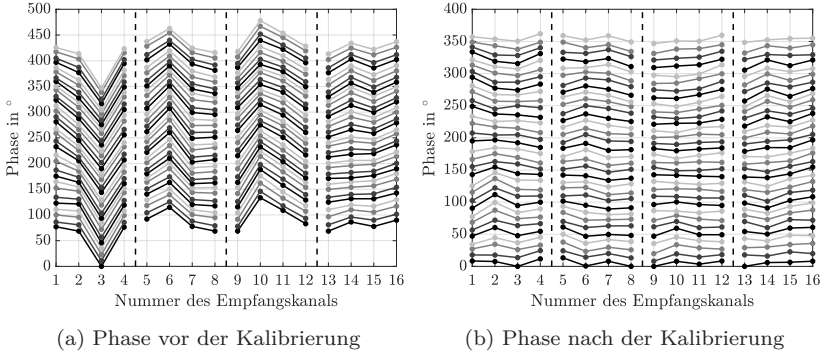


Abbildung 6.4: Messung der Phase mittels NWA vor und nach der Kalibrierung.

nachbarten Empfangszweigen für alle möglichen Phasenschieberzustände dar. In diesem Fall resultiert für den optimalen Korrekturvektor

$$\mathbf{c}_d^{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{c}_d} \left\{ \sum_{i_q=1}^{N_q} \sum_{i_s=1}^{N_{\text{sub}}} \left| \angle \mathbf{M}_d(\tilde{i}_q, i_s) - \frac{1}{N_{\text{sub}}} \sum_{i_a=1}^{N_{\text{sub}}} \angle \mathbf{M}_d(\tilde{i}_q, i_a) \right| \right\} \quad (6.149)$$

mit

$$\tilde{i}_q = \begin{cases} i_q + c_{d,i_s} & , i_q + c_{d,i_s} \leq N_q \\ i_q + c_{d,i_s} - N_q & , i_q + c_{d,i_s} > N_q. \end{cases} \quad (6.150)$$

Die Phase der einzelnen Kanäle $\angle \mathbf{M} = \angle ([\mathbf{M}_1, \dots, \mathbf{M}_{N_{\text{dig}}}])$ vor und nach der Kalibrierung für alle Phasenzustände der einzelnen Empfangskanäle ist in Abbildung 6.4 abgebildet. Das Ergebnis zeigt, dass die Phasen der HF-Kanäle innerhalb der *Subarrays* durch die OTA-Kalibrierung aneinander angeglichen werden können. Die mittlere Phasenabweichung konnte hierbei von ursprünglich $28,8^\circ$ auf $6,6^\circ$ reduziert werden.

Für die Ausrichtung der Antennencharakteristik in eine gewünschte Raumrichtung muss eine Phasendifferenz zwischen den benachbarten Antennenelementen von $\Delta\varphi = b\varphi_\delta$ eingestellt werden. Dabei entspricht φ_δ der minimalen möglichen Phasendifferenz $\varphi_\delta = 2\pi/2^q$, welche durch die Auflösung der digitalen Phasenschieber q begrenzt ist, und $b \in \{-N_q, \dots, -1, 0, 1, \dots, N_q\}$ entspricht dem gewünschten Phasendiffe-

renzindex zwischen zwei benachbarten Antennenelementen. Basierend auf der gewünschten Phasendifferenz lassen sich die Antennenrichtcharakteristiken anhand der Mehrdeutigkeiten der Phasenschieberzustände optimieren. So existieren für jede gewünschte Phasendifferenz zwischen den benachbarten Antennenelementen jeweils $N_q = 2^q$ Realisierungsmöglichkeiten.

Eine Möglichkeit zur Optimierung besteht in der Auswahl der optimalen Phasenschieberzustände $\xi_b^{\text{ph,opt}}$, welche die gewünschte Phasendifferenz benachbarter Antennenelemente $\Delta\varphi$ mit dem geringsten mittleren Fehler erreichen. Das entsprechende Optimierungsproblem ergibt sich zu

$$\xi_b^{\text{ph,opt}} = \arg \min_{\xi_b} \left\{ \sum_{i_s=1}^{N_{\text{sub}}} \left| \angle \mathbf{M}_d(i_{\xi_b}^{i_s+1}, i_s) - \angle \mathbf{M}_d(i_{\xi_b}^{i_s}, i_s) - b\varphi_\delta \right| \right\} \quad (6.151)$$

wobei

$$i_{\xi_b}^{i_s+1} = \begin{cases} \xi_b + c_{d,i_s+1}^{\text{opt}} + i_s b & , \xi_b + c_{d,i_s+1}^{\text{opt}} + i_s b \leq N_q \\ \xi_b + c_{d,i_s+1}^{\text{opt}} + i_s b - N_q & , \xi_b + c_{d,i_s+1}^{\text{opt}} + i_s b > N_q \end{cases} \quad (6.152)$$

und

$$i_{\xi_b}^{i_s} = \begin{cases} \xi_b + c_{d,i_s}^{\text{opt}} + (i_s - 1)b & , \xi_b + c_{d,i_s}^{\text{opt}} + (i_s - 1)b \leq N_q \\ \xi_b + c_{d,i_s}^{\text{opt}} + (i_s - 1)b - N_q & , \xi_b + c_{d,i_s}^{\text{opt}} + (i_s - 1)b > N_q \end{cases} \quad (6.153)$$

gelten.

Alternativ besteht die Möglichkeit der Auswahl der optimalen Phasenschieberzustände $\xi_b^{\text{am,opt}}$ zur Steigerung der Verstärkung der einzelnen HF-Empfangspfade, d.h. des sogenannten Pfadgewinns, gemittelt über alle Kanäle. Das Optimierungsproblem resultiert in diesem Fall zu

$$\xi_b^{\text{am,opt}} = \arg \max_{\xi_b} \left\{ \sum_{i_s=1}^{N_{\text{sub}}} | \mathbf{M}_d(i_{\xi_b}, i_s) | \right\} \quad (6.154)$$

mit

$$i_{\xi_b} = \begin{cases} \tilde{\xi}_b & , \tilde{\xi}_b \leq N_q \\ \tilde{\xi}_b - N_q & , \tilde{\xi}_b > N_q \end{cases} \quad (6.155)$$

und

$$\tilde{\xi}_b = \xi_b + c_{d,i_s}^{\text{opt}} + (i_s - 1)b. \quad (6.156)$$

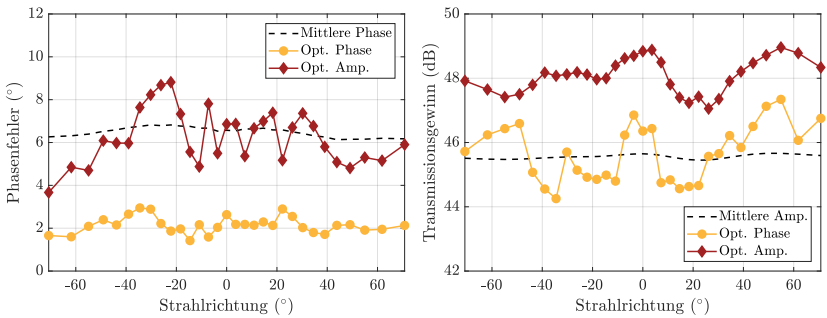
Der mittlere Phasenfehler für die einzelnen Strahlrichtungen resultiert zu

$$\epsilon_b^{\text{ph}} = \frac{1}{N_{\text{dig}}N_{\text{sub}}} \sum_{d=1}^{N_{\text{dig}}} \sum_{i_s=1}^{N_{\text{sub}}} \left| \angle \mathbf{M}_d(i_{\xi_b}^{i_s+1}, i_s) - \angle \mathbf{M}_d(i_{\xi_b}^{i_s}, i_s) - b\varphi_\delta \right| \quad (6.157)$$

und der mittlere Pfadgewinn für die einzelnen Strahlrichtungen in dB ergibt sich zu

$$\alpha_b^{\text{am}} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{1}{N_{\text{dig}}N_{\text{sub}}} \sum_{d=1}^{N_{\text{dig}}} \sum_{i_s=1}^{N_{\text{sub}}} |\mathbf{M}_d(i_{\xi_b}, i_s)|^2 \right\}. \quad (6.158)$$

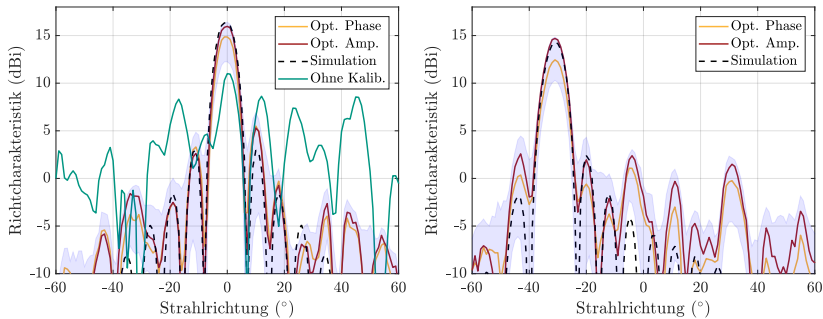
Das Ergebnis des Phasenfehlers und des Pfadgewinns ist für alle Strahlrichtungen für beide Optimierungskriterien in Abbildung 6.5 gezeigt. Als Referenz dient der mittlere Phasenfehler bzw. der mittlere Pfadgewinn über alle 32 Phasenschiebereinstellungen, d.h. über alle Mehrdeutigkeiten zur Erzeugung der einzelnen Strahlrichtungen. Wie Abbildung 6.5a zeigt, kann durch die optimale Auswahl der Phasenschiebereinstellungen der Phasenfehler um $4,4^\circ$ bezogen auf dem mittleren



(a) Vergleich der Optimierungskriterien anhand des Phasenfehlers. (b) Vergleich der Optimierungskriterien anhand des Pfadgewinns.

Abbildung 6.5: Optimierungskriterien im Vergleich.

Phasenfehler über alle Strahlrichtungen und Mehrdeutigkeiten auf $2,1^\circ$ reduziert werden. Der Phasenfehler bei Optimierung der Amplitude schwankt über der Strahlrichtung deutlich stärker, besitzt aber dennoch einen Mittelwert von $6,3^\circ$ über alle Strahlrichtungen, was einer leichten Verbesserung gegenüber dem mittleren Phasenfehler über alle Strahlrichtungen und Mehrdeutigkeiten entspricht. Bei Betrachtung des Pfadgewinns in Abbildung 6.5b zeigt die Optimierung der Amplitude eine Verbesserung von 2,5 dB gegenüber dem mittleren Pfadgewinn über alle Strahlrichtungen und Mehrdeutigkeiten. Dies entspricht einer Steigerung des Pfadgewinns um 2,4 dB gegenüber der Optimierung der Phase gemittelt über alle Strahlrichtungen. Die Auswirkungen der Optimierungskriterien auf eine einzelne Strahlcharakteristik sind beispielhaft für die Strahlrichtungen 0° und -34° in Abbildung 6.6 gezeigt. Als Vergleichsmaß dient jeweils die anhand numerischer Simulationen bestimmte und damit idealisierte Richtcharakteristik. In Abbildung 6.6a ist zusätzlich noch das Messergebnis ohne Kalibrierung eingezeichnet. Das Resultat ohne eine Kalibrierung zeigt eine stark verzerrte Richtcharakteristik mit hohen Nebenkeulen und damit keiner klar erkennbaren Hauptstrahlrichtung. Dies verdeutlicht die Notwendigkeit einer Kalibrie-



(a) Vergleich der Richtcharakteristik für eine Strahlrichtung von 0° . (b) Vergleich der Richtcharakteristik für eine Strahlrichtung von -34° .

Abbildung 6.6: Strahlcharakteristik für die Optimierung der Phase und Amplitude im Vergleich zur Simulation [EPK+20]. Ebenfalls dient das Ergebnis ohne Kalibration als Verdeutlichung für die Notwendigkeit einer Kalibrierung im Allgemeinen. Farblich hinterlegt ist der Wertebereich bei Analyse aller 32 möglichen Phasenkombinationen.

rung des Systems. Im Gegensatz dazu liegt das Ergebnis mit Kalibrierung und nach der Optimierung sehr nah an der simulierten Richtcharakteristik. Insbesondere die Optimierung der Amplitude erreicht wie zu erwarten einen höheren Antennenarraygewinn als die Optimierung der Phase, ohne, dass eine Verschiebung der Hauptstrahlrichtung gegenüber dem gewünschten Zielwert stattfindet. Gleiches zeigt sich für die Richtcharakteristik in Abbildung 6.6b. In Zahlen ausgedrückt erzielt die Optimierung der Amplitude einen mittleren Pfadgewinn von 1,7 dB über alle Strahlrichtungen gegenüber der Optimierung der Phase. Die gemessene mittlere Nebenkeulenunterdrückung über alle Strahlrichtungen liegt für beide Optimierungskriterien bei 10,5 dB, was nur einer geringfügigen Verschlechterung gegenüber dem simulierten Ergebnis von 11,4 dB entspricht. Als weiteres Vergleichsmaß für die Richtcharakteristiken sind in Abbildung 6.6 farblich hinterlegt die Ergebnisse aller 32 möglichen Phasenkombinationen markiert. Es lässt sich schlussfolgern, dass der Phasenfehler nach der Kalibrierung also bereits ausreichend gering ist und sich somit eine Optimierung des Pfadgewinns als deutlich effektiver als eine weitere Verringerung des Phasenfehlers erweist. Die Steigerung des Pfadgewinns erzielt proportional dazu eine Erhöhung des SNRs am Empfänger.

6.2 Messtechnische Untersuchung der Kanalschätzungsverfahren

Nach der erfolgreichen Kalibrierung des Empfangssystems kann eine messtechnische Untersuchung der Kanalschätzungsverfahren erfolgen. Hierfür werden in Abschnitt 6.2.1 die Implementierungsaspekte hierarchischer Codebücher diskutiert. Anschließend folgt in Abschnitt 6.2.2 der messtechnische Vergleich der Winkelschätzgenauigkeit der verschiedenen Kanalschätzungsverfahren.

6.2.1 Konstruktion und Vermessung hierarchischer Codebücher

Aufgrund der limitierten Anzahl an Antennen und Digitalkanälen des präsentierten SBHB-Empfängers fällt die Wahl auf ein Codebuchverfahren bestehend aus zwei Hierarchieebenen. Diese werden nach den in

Abschnitt 5.2 beschriebenen und in Anhang B beispielhaft eingeführten Vorschriften für eindimensionale Antennenarrays konstruiert. Die tiefste Ebene der hierarchischen Verfahren entspricht dabei dem Codebuch der vollständigen Suche. Für einen gewünschten Abdeckungsbereich in Azimut von $\Phi = \pm 62^\circ$, einen Antennenabstand von $d_a = \lambda/2$ und einer Phasenschieberauflösung von 5 Bit ergibt sich mit Gleichung (4.87) aus Abschnitt 4.2.1

$$b_{\max}^{\text{az}} = \left\lceil \beta d_a \sin\{|\Phi|\} \frac{2^q}{2\pi} \right\rceil = \lceil \sin\{|\Phi|\} 2^{q-1} \rceil = 14 \quad (6.159)$$

und somit eine Gesamtzahl an Strahlrichtungen nach Gleichung (4.91) von $N_b^{\text{az}} = 31$. Die Strahlrichtungen können mit Gleichung (4.85) aus Abschnitt 4.2.1 und die Belegungsvektoren für eindimensionale Antennenarrays mit Gleichung (5.127) aus Abschnitt 5.2

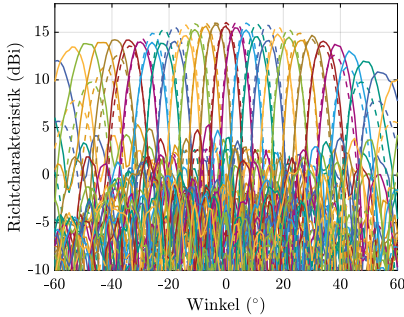
$$\mathbf{w}_{i_\psi} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{ant}}}} e^{j\beta \mathbf{a}^y \sin \psi_{i_\psi}} \quad (6.160)$$

berechnet werden.

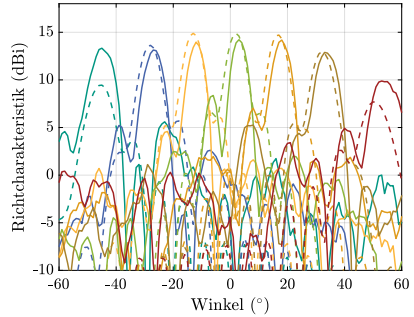
Für die nächst höhere Hierarchieebene werden die vorgestellten Techniken zur Verbreiterung der Richtcharakteristik aus Abschnitt 5.2 verwendet. Für das Codebuch ohne Überlappung¹ ergeben sich $N_{\text{sec}}^{\text{NO},1\text{D}} = 7$, für das Codebuch mit einer Überlappung resultieren $N_{\text{sec}}^{\text{OL},1\text{D}} = 10$ und für das Codebuch mit einer virtuellen Zusammenfassung zweier *Subarrays* folgen $N_{\text{sec}}^{\text{ML},1\text{D}} = 15$ Sektoren.

Messergebnisse der Richtcharakteristik aller hierarchischen Codebücher sind in Abbildung 6.7 gezeigt [323]. Die Messungen entstanden mit dem Aufbau aus Abbildung 6.3 innerhalb einer reflexionsarmen Kammer bei 27,8 GHz. Ebenso sind gestrichelt die Simulationsergebnisse der Codebücher eingezeichnet. Bei Betrachtung des Codebuchs zur vollständigen Suche in Abbildung 6.7a fällt eine Welligkeit des erreichbaren Antennenarraygewinns über dem Winkelbereich auf. Ferner zeigt sich ein erhöhter

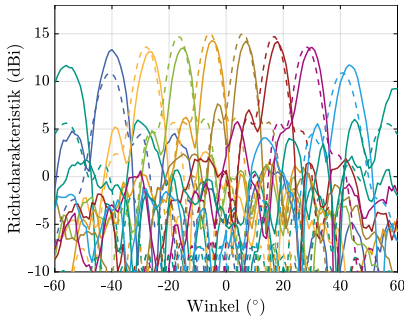
¹ Ohne Überlappung bedeutet in diesem Fall, dass wie in Abschnitt 5.2 beschrieben, jede der möglichen Strahlrichtungen nur einem Sektorcodewort zugeordnet wird. Im Fall mit einer Überlappung besitzt also das angrenzende Sektorcodewort eine der Strahlrichtungen des vorherigen Sektorcodeworts, um Lücken in der Richtcharakteristik der Sektoren zu vermeiden.



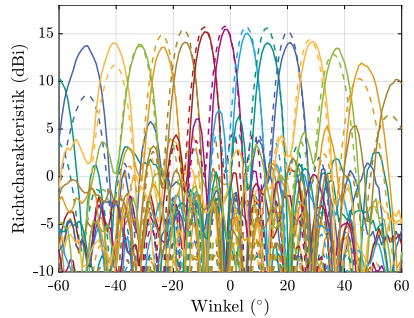
(a) Codebuch zur vollständigen Suche.



(b) Codebuch ohne Überlappung der benachbarten Codewörter.



(c) Codebuch mit einer Überlappung der benachbarten Codewörter.



(d) Codebuch mit einer virtuellen Zusammenfassung zweier Subarrays.

Abbildung 6.7: Messergebnisse der Richtcharakteristik der verschiedenen Codebücher bei 27,8 GHz [323]. Gestrichelt ist dabei das Simulationsergebnis als Referenz zum Messergebnis gezeigt.

Antennenarraygewinn an den Rändern des Winkelbereichs verglichen zur Simulation. Dieses Verhalten lässt sich anhand der Elementcharakteristiken erklären, die aufgrund des metallischen Rahmens des Antennenaufbaus für größere Winkel verzerrt werden. Da für die Simulation eine aus der elektromagnetischen Analysesoftware *CST Studio Suite* erzeugte Antennenelementcharakteristik verwendet wird, sind diese Effekte nicht im Simulationsergebnis sichtbar. Für das Codebuch ohne Überlappung der benachbarten Codewörter in Abbildung 6.7b zeigen sich große Lücken zwischen den Sektorcodewörtern aufgrund der ge-

ringen Phasenschieberauflösung von 5 Bit. Daher wird dieses Codebuch in den nachfolgenden Untersuchungen nicht weiter betrachtet. Für das Codebuch mit einer Überlappung der benachbarten Codewörter zeigen sich ebenfalls größere Lücken zwischen den Sektorcodewörtern, die zu einer Nicht- oder Fehldetektion von Pfadrichtungen, die innerhalb dieser Lücken liegen, führen könnten. Für das Codebuch mit einer virtuellen Zusammenfassung zweier *Subarrays* verschwinden die Lücken zwischen den Sektoren. Es ist besonders zu beachten, dass der Winkelbereich eines Sektors sowie die Abstände zwischen den Sektoren maßgeblich von den Systemparametern, wie beispielsweise der Auflösung der Phasenschieber, der Anzahl an Antennen pro *Subarray* und der Elementcharakteristik, abhängen und somit die Codebücher immer auf die gegebenen Hardwareigenschaften angepasst werden müssen.

6.2.2 Messaufbau zur Untersuchung von Winkelschätzverfahren

Zur praktischen Verifikation und Evaluation der am SBHB-Empfänger implementierten Kanalschätzverfahren findet eine Vermessung mittels zweier Sender in einer reflexionsarmen Messkammer statt. Hier-

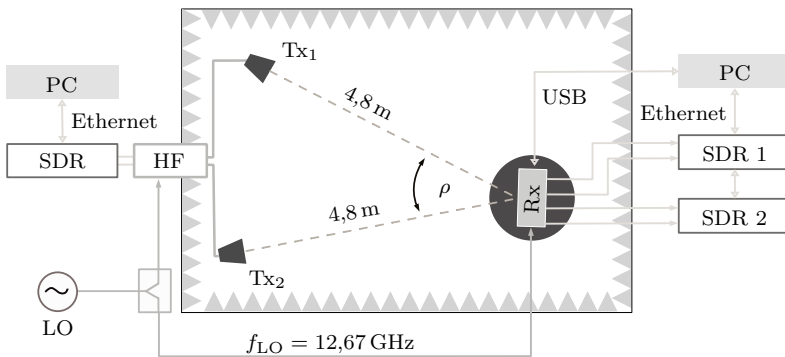
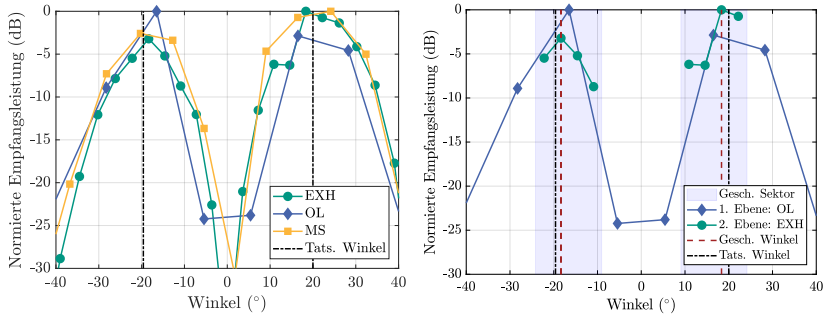


Abbildung 6.8: Messaufbau zur Bewertung der Kanalschätzverfahren anhand zweier Referenzsender Tx₁ und Tx₂ in einem Winkelabstand ρ aus Sicht des SBHB-Empfängers (Rx).

für wird der Messaufbau aus Abbildung 6.3 erweitert. Der erweiterte Messaufbau ist in Abbildung 6.8 gezeigt. Die beiden Sender sind dabei in einer festen Distanz von 4,8 m von dem SBHB-Empfänger positioniert. Die Winkeldistanz zwischen den beiden Sendern ρ wird im Verlauf der Untersuchung variiert. Die beiden Sender können entweder als zwei unabhängige Mobilfunkteilnehmer oder als ein Mehrwegeausbreitungsszenario, bei dem das Sendesignal den Empfänger aus zwei getrennten Einfallsrichtungen erreicht, interpretiert werden. Hierfür werden am Sender entweder unabhängige oder identische Trainingssignale übertragen. Die Sender bestehen im Detail aus einem Computer zur Erzeugung der Trainingssignale, einem SDR vom Typ USRP *X310* und einem der entwickelten und in Kapitel 3 vorgestellten Sendemodule. Ebenso wird für beide Sender auf die bereits zuvor verwendeten Antennen der Firma RFspin vom Typ *QRH40* zurückgegriffen. Die Sendeleistung wird für beide Sender auf $-22,8$ dBm eingestellt. Am Empfänger werden die vier ZF-Ausgänge des SBHB-Empfängers mit zwei SDRs verbunden, welche die digitalisierten Empfangssignale via Ethernet an einen Computer übertragen. Um Frequenzverschiebungen zwischen dem Sender und Empfänger zu vermeiden wird das LO-Signal wie bei den Kalibrierungsmessungen über einen Signalgenerator erzeugt und gleichmäßig auf den Sender und Empfänger aufgeteilt. Zudem werden die SDRs am Sender und Empfänger mittels einer 10 MHz-Referenz und einem gemeinsamen PPS-Signal synchronisiert. Alle nachfolgenden Untersuchungen finden wie zuvor bei einer Trägerfrequenz von 27,8 GHz statt. Die Sendeantennen sind auf Stativen angebracht und werden exakt auf das Antennenzentrum des SBHB-Empfängers ausgerichtet. Der SBHB-Empfänger ist auf einem Drehturm montiert, sodass die beiden Sender in verschiedenen Winkelbereichen des Empfängers untersucht werden können.

6.2.3 Trennbarkeit in Mehrwegeszenarien mittels hierarchischer Suchverfahren

Für die Untersuchung der Trennbarkeit zweier Pfade mittels hierarchischer Suchverfahren wird über die beiden Sender ein Sinuston bei 27,8 GHz abgestrahlt. Am Empfänger werden anschließend zunächst alle Sektorlevel-Codewörter sequentiell eingestellt und die mittlere Empfangsleistung über eine vordefinierte Zeitspanne aufgezeichnet. Anschließend kann die zeitlich gemittelte Empfangsleistung der einzelnen Sektor-



(a) Normierte Empfangsleistung für die hierarchischen Codebücher mit einer Überlappung (OL), der virtuellen Zusammenfassung von Subarrays (MS) sowie der vollständigen Suche (EXH). (b) Ablauf des hierarchischen Codebuchverfahrens mit einer Überlappung (OL). Schattiert ist der geschätzte Sektor eingezeichnet.

Abbildung 6.9: Trennbarkeit räumlicher Ausbreitungspfade mittels hierarchischer Verfahren am Beispiel zweier Sender im Winkelabstand von $\rho = 39,6^\circ$.

codewörter verglichen werden. In Abbildung 6.9a ist das Ergebnis für die hierarchischen Codebücher mit einer Überlappung (OL) und der virtuellen Zusammenfassung von Subarrays (MS) sowie die vollständige Suche (EXH) bei einem Winkelabstand der beiden Sender von $\rho = 39,6^\circ$ dargestellt. Die Messung zeigt, dass eine klare Trennung der Sender für alle Verfahren möglich ist, die Anzahl an Codewörtern des hierarchischen Codebuchs aber über die Prominenz entscheidet. So ist die Prominenz für die vollständige Suche aufgrund der höheren Anzahl an Abtastwerten im Winkelbereich am größten, wodurch eine einfachere Trennung der beiden Ziele möglich ist. Wie bereits beschrieben, findet bei den hierarchischen Codebuchverfahren zunächst eine Sektorsuche statt und anschließend wird die vollständige Suche innerhalb der identifizierten Einfallswinkelsektoren durchgeführt. Der Ablauf dieses Vorgehens ist anhand des hierarchischen Verfahrens mit einer Überlappung für den gleichen Winkelabstand der beiden Sender wie zuvor von $\rho = 39,6^\circ$ in Abbildung 6.9b gezeigt. Zunächst findet auf Sektorebene die Messung der Empfangsleistung statt, die in Abbildung 6.9b mit „1. Ebene: OL“ bezeichnet ist und identisch zum Ergebnis in Abbildung 6.9a ist. An-

schließend werden die beiden Maxima identifiziert, für die eine Suche in der nächst tieferen Hierarchieebene stattfindet. Die Sektorbereiche der beiden gefundenen Maxima sind blau schattiert in Abbildung 6.9b eingezeichnet. In diesen beiden Sektoren findet eine feinere Suche mittels des Codebuches der vollständigen Suche statt, die in Abbildung 6.9b mit der Bezeichnung „2. Ebene: EXH“ aufgeführt ist. Auch hier wird jeweils das bei der vollständigen Suche gemessene Maximum ausgewählt. Somit kann der tatsächliche Winkel präzise geschätzt werden. Für dieses Szenario ergibt sich ein Winkelfehler von $1,4^\circ$ gemittelt über beide zu detektierenden Ziele. Der tatsächliche Winkel wird dabei händisch vermessen und unterliegt damit ebenso einem Fehler von schätzungsweise $\pm 1^\circ$. Allerdings ist hierbei anzumerken, dass in der Praxis die Anzahl an räumlichen Ausbreitungspfaden nicht bekannt ist und ein geeigneter Schwellwert für die Auswahl an Sektoren gefunden werden muss. Gleichmaßen ist eine Trennung zweier Pfade, die innerhalb eines Sektors liegen, ein kritischer Punkt. Diesen Herausforderungen muss sich bei der Implementierung der hierarchischen Kanalschätzungsverfahren gestellt werden und soll aus diesem Grund hier nicht weiter diskutiert werden. Zur qualitativen Untersuchung der Kanalschätzungsverfahren wird der Winkelfehler zwischen dem geschätzten und dem tatsächlichen Winkel bestimmt. Aufgrund der richtungsabhängigen Qualitätsunterschiede des hierarchischen Codebuches wird der SBHB-Empfänger in 5° -Schritten in insgesamt N_r verschiedene Raumrichtungen orientiert. Der Winkelfehler gemittelt über die beiden Sender und über alle N_r Blickrichtungen des SBHB-Empfängers ergibt sich zu

$$\epsilon_{i_\rho} = \frac{1}{2N_r} \sum_{u=1}^2 \sum_{i_r=1}^{N_r} \left| \psi_{u,i_\rho,i_r}^{\text{real}} - \psi_{u,i_\rho,i_r}^{\text{est}} \right|, \quad (6.161)$$

woraus durch eine zusätzliche Mittelung über alle N_ρ Winkelabstände zwischen den Sendern der gesamte mittlere Winkelfehler zu

$$\epsilon^{\text{tot}} = \frac{1}{2N_\rho N_r} \sum_{u=1}^2 \sum_{i_\rho=1}^{N_\rho} \sum_{i_r=1}^{N_r} \left| \psi_{u,i_\rho,i_r}^{\text{real}} - \psi_{u,i_\rho,i_r}^{\text{est}} \right| \quad (6.162)$$

resultiert, mit der Matrix der geschätzten Winkel $\boldsymbol{\psi}^{\text{est}} \in \mathbb{R}^{2 \times N_\rho \times N_r}$ und der Matrix der tatsächlichen Winkel $\boldsymbol{\psi}^{\text{real}} \in \mathbb{R}^{2 \times N_\rho \times N_r}$.

Die Untersuchungen in [323] zeigen, dass für Winkelabstände $\rho \leq 20^\circ$ keine Trennung der beiden Sender auf der Sektorebene der verschiedenen hierarchischen Codebücher mehr möglich ist. Daher wird der mittlere Winkelfehler ϵ^{tot} in diesem Fall über die $N_\rho = 5$ Winkelabstände zwischen 30° und 40° gemittelt. Zudem wird der SBHB-Empfänger in $N_r = 5$ Blickrichtungen orientiert. Es ergibt sich somit eine Mittlung über insgesamt 50 Messwerte. Für das Codebuchverfahren mit einer Überlappung der benachbarten Codewörter ergibt sich auf der Sektorebene ein mittlerer Winkelfehler von $4,5^\circ$, der mit einer Feinsuche innerhalb der beiden Sektoren mit der höchsten Empfangsleistung auf $4,2^\circ$ reduziert werden kann. Im Vergleich dazu erreicht die vollständige Suche einen leicht geringeren Winkelfehler von $4,1^\circ$, benötigt aber 31 Messungen anstelle der 18 Messungen des hierarchischen Codebuchverfahrens mit einer Überlappung der benachbarten Codewörter. Das Codebuchverfahren mit virtueller Zusammenfassung von Subarrays erreicht auf der Sektorebene einen mittlerer Winkelfehler von $4,3^\circ$, der durch die Feinsuche in den durchgeführten Messungen nicht weiter verbessert werden konnte. Da somit nur eine Sektorsuche durchgeführt werden muss, ergibt sich eine Anzahl von nur 15 notwendigen Messungen.

6.2.4 Winkelfehleranalyse der Kanalschätzungsverfahren in Mehrnutzerszenarien

Im Falle eines Mehrnutzerszenarios können die Mobilfunkteilnehmer über exklusive OFDM-Unterträger getrennt werden. Dies ist identisch mit der Trennung der Sendeantennen für die Kanalvermessungen aus Kapitel 3. Die hierarchischen Verfahren werten somit im Folgenden die mittlere Empfangsleistung gemittelt über alle exklusiven OFDM-Unterträger der einzelnen Sender getrennt aus. Somit lassen sich mehrere Nutzer unabhängig von ihrem Winkelabstand trennen.

Aus Gründen der Vergleichbarkeit werden die Kanalschätzungsverfahren mit dem in Abbildung 6.8 gezeigten Messaufbau untersucht. Da das in Abschnitt 5.3.2 präsentierte MSAM-Verfahren keine direkte Winkelschätzung der Einfallswinkel am Empfänger ermöglicht, sondern die Schätzung der komplexen Kanalmatrix realisiert, müssen aus der geschätzten Kanalmatrix die dominanten Einfallswinkel extrahiert werden. Dadurch entsteht ein weiterer Schätzfehler, der in der tatsächlichen Implementierung nicht entsteht und welcher somit zu einer Unter-

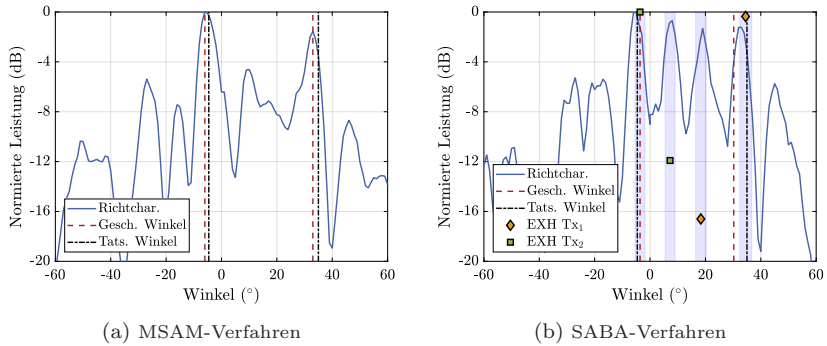


Abbildung 6.10: Verifikation des Winkelschätzungsprinzips des MSAM- und SABA-Verfahrens für einen Winkelabstand der Sender von $\rho = 40^\circ$.

bewertung des MSAM-Verfahrens führt. Die Schätzung der dominanten Einfallswinkel anhand der rekonstruierten Kanalmatrix erfolgt mit Hilfe der Richtcharakteristik, die mit der durch eine Singulärwertzerlegung der rekonstruierten Kanalmatrix gewonnenen Beamformingmatrix berechnet wird. Die Richtcharakteristik gibt Aufschluss darüber, in welche Raumrichtungen die Sendeleistung bei einem idealen Beamforming abgestrahlt wird. Unter Annahme der Kenntnis über die Anzahl an Sendern werden die Maxima aus der Richtcharakteristik bestimmt. Ein Beispiel ist für einen Winkelabstand der Sender von $\rho = 40^\circ$ in Abbildung 6.10a dargestellt. Hierfür wurden die sich zeitlich ändernden Konstellationen dünnbesetzter Antennenarrays basierend auf den in Tabelle 5.3 gelisteten Indexmengen zyklisch durchgeschaltet. Die Betrachtung der Richtcharakteristik zeigt, dass die beiden Maxima den tatsächlichen Einfallswinkeln der Sender entsprechen. Der verbleibende über beide Ziele gemittelte Winkelfehler ist in diesem Beispiel mit $1,7^\circ$ sehr gering. Dies beweist messtechnisch die erfolgreiche Implementierung des in Abschnitt 5.3.2 vorgestellten MSAM-Verfahrens.

Ein Beispiel für das Funktionsprinzip des in Abschnitt 5.3.1 präsentierten SABA-Verfahrens ist in Abbildung 6.10b gegeben. Hierfür werden die mit der Indexmenge $\mathcal{I}^{\text{spa}} \in \{1, 6, 10, 16\}$ aus Tabelle 5.3 adressierten Antennenelemente aktiviert. Die resultierende Richtcharakteristik des dünnbesetzten Antennenarrays zeigt die bereits diskutierten Mehrdeutigkeiten insbesondere zwischen den beiden tatsächlichen Einfallswin-

keln. Die Bereiche der potentiellen Einfallswinkel sind in blau schattiert in Abbildung 6.10b eingezeichnet. Zur Identifizierung der tatsächlichen Einfallswinkel wird das Antennenarray im zweiten Schritt des SABA-Verfahrens sequentiell in die Richtungen der vier stärksten identifizierten Maxima der Richtcharakteristik ausgelenkt. Hierfür wird das Codebuch der vollständigen Suche verwendet. Aufgrund der Trennung der Sender mittels exklusiver OFDM-Unterträger werden die beiden Sender getrennt gesucht. Die Winkel, unter denen tatsächliche Maxima der Empfangsleistung auftreten, liefern schließlich das Ergebnis der Schätzung. Die insgesamt acht Messpunkte im zweiten Schritt des SABA-Verfahrens sind für den ersten Sender (beschriftet mit „EXH Tx1“) und zweiten Sender (beschriftet mit „EXH Tx2“) in Abbildung 6.10b eingezeichnet. Hierbei liegen allerdings vier der Messpunkte unterhalb der Darstellungsgrenze. Das Ergebnis zeigt, dass die Mehrdeutigkeiten ohne Probleme herausgefiltert werden konnten. Der über beide Ziele gemittelte Winkelfehler ergibt sich in diesem Beispiel zu $2,6^\circ$. Somit konnte auch die Funktionsweise des SABA-Verfahrens erfolgreich messtechnisch verifiziert werden.

Abschließend sollen alle betrachteten Kanalschätzungsverfahren verglichen werden. Einen aussagekräftigen Vergleich liefert die Betrachtung des über verschiedene Blickrichtungen des SBHB-Empfängers gemittelten Winkelfehlers über die Winkelabstände der Sender von 0° bis 40° . Das Ergebnis ist in Abbildung 6.11 gezeigt. Dabei wird der SBHB-Empfänger in sechs verschiedene Raumrichtungen orientiert, sodass die beiden Sender in einem Winkelbereich von $\pm 30^\circ$ aus Sicht des SBHB-Empfängers liegen. Das Ergebnis weist für alle Kanalschätzungsverfahren einen äußerst geringen mittleren Winkelfehler auf. Ausschließlich für sehr geringe Winkelabstände der Sender zeigt sich für das MSAM- und SABA-Verfahren eine leichte Verschlechterung gegenüber den anderen Verfahren. Diese ist mit der gegenseitigen Beeinflussung der beiden Sender und der dadurch entstehenden Probleme bei der Trennbarkeit der Ziele zu begründen. Dennoch ergibt sich für das MSAM-Verfahren ein sehr geringer Winkelfehler gemittelt über alle Winkelabstände der Sender von $2,8^\circ$ und für das SABA-Verfahren von $2,2^\circ$. Im Vergleich dazu werden für das Codebuchverfahren mit virtueller Zusammenfassung von Subarrays (MS), das Codebuch mit einer Überlappung der benachbarten Codewörter (OL) und die vollständige Suche ein mittlerer Winkelfehler über alle Winkelabstände der Sender von jeweils $2,2^\circ$, $1,8^\circ$

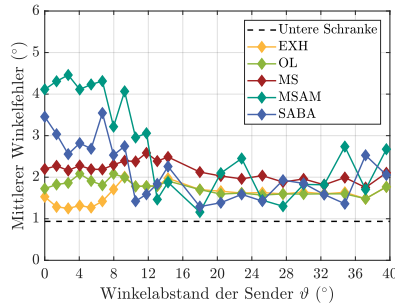


Abbildung 6.11: Messtechnischer Vergleich des mittleren Winkelfehlers aller Kanalschätzverfahren für verschiedene Winkelabstände der Sender.

und $1,6^\circ$ erreicht. Dies ist für alle Verfahren ein äußerst gutes Ergebnis, wenn dieses mit der theoretischen unteren Schranke des Winkelfehlers aufgrund der begrenzten Phasenschieberauflösung von $0,9^\circ$ verglichen wird. Noch deutlicher wird die Qualität des Ergebnisses, wenn man die mittlere Halbwertsbreite der Richtcharakteristik der vollständigen Suche betrachtet. Diese liegt im Winkelbereich von $\pm 30^\circ$ bei $6,6^\circ$, d.h. der Winkelfehler verschlechtert die Empfangsleistung für alle Kanalschätzungsverfahren um im Mittel deutlich weniger als 3 dB. Im Falle mehrerer Pfade oder Sender teilt sich der erreichbare Strahlformungsgewinn auf mehrere Raumrichtungen sogar auf, wodurch die Halbwertsbreite in die einzelnen Richtungen deutlich ansteigt und damit die Anforderungen an die Winkelgenauigkeit weiter relaxiert werden.

6.3 Zusammenfassung zu Kapitel 6

In diesem Kapitel wurde ein SBHB-Empfänger entworfen und aufgebaut mit dem Ziel der Verifikation der präsentierten Kanalschätzverfahren. Hierbei konnte insbesondere auf die praktische Implementierung hybrider Beamformingsysteme niedriger Komplexität eingegangen werden und anhand der Realisierung der tatsächliche Einfluss von Nichtidealitäten untersucht werden. Der entwickelte SBHB-Empfänger ist modular, sodass sich das in Kapitel 3 vorgestellte Antennensystem sowie der dort präsentierte Sender für den hier verwendeten Messaufbau nutzen lassen. Für eine Untersuchung der Kanalschätzungsverfah-

ren ist eine Kalibration des SBHB-Empfängers unabdingbar. Als Lösung wurde ein OTA-Kalibrierungsverfahren basierend auf Streuparametermessungen vorgestellt. Dieses hat den Vorteil, dass keine kostspielige hardwaretechnische Erweiterung des SBHB-Empfängers notwendig ist. Anhand der Streuparametermessungen können anschließend die Mehrdeutigkeiten der Phasenschieberdifferenzen zwischen den benachbarten Empfangszweigen ausgenutzt werden um die Richtcharakteristik weiter zu optimieren. Hierfür wurden zwei Optimierungskriterien vorgestellt, von denen sich insbesondere die Optimierung der Amplitude als vorteilhaft erwies. Im Vergleich zum mittleren Pfadgewinn über alle Strahlrichtungen konnte durch die Optimierung der Amplitude der Pfadgewinn um 1,7 dB gesteigert werden, wohingegen der Phasenfehler mit $6,3^\circ$ weiterhin gering gehalten werden konnte. Auf Grundlage des kalibrierten SBHB-Empfängers konnten erstmals verschiedene hierarchische Codebücher implementiert und vermessen werden. Darüber hinaus fand eine praktische Validierung der entwickelten MSAM- und SABA-Verfahren statt. Alle implementierten Kanalschätzungsverfahren zeigten einen geringen Winkelfehler, sodass der Verlust durch eine Fehlausrichtung des Antennenarrays auf deutlich unter 3 dB begrenzt werden konnte. Zusammenfassend konnte also ein SBHB-Empfangssystem bei 28 GHz erfolgreich aufgebaut und verschiedene Kanalschätzungsverfahren mit einer geringen Phasenschieberauflösung von 5 Bit messtechnisch evaluiert werden.

7 Schlussfolgerungen

Hybride Beamformingsysteme stellen eine effiziente architektonische Lösung zur Realisierung von *massive* MIMO-Systemen dar. Ihre Einsatz- und Realisierungsmöglichkeiten sowie ihre maximal erreichbaren Übertragungsraten im Vergleich zu volldigitalen Systemen konnten in dieser Dissertation ausführlich betrachtet werden. Hervorzuheben sind die auf hybride Beamformingarchitekturen niedriger Komplexität ausgelegten und optimierten Beamformingalgorithmen und Kanalschätzungsverfahren. Diese wurden nicht nur innerhalb von numerischen Simulationen, sondern erstmals auch anhand von *Outdoor*-Kanalmessdaten bei 28 GHz untersucht. Zudem konnten zum ersten Mal Kanalschätzungsverfahren praktisch mittels eines SBHB-Empfangssystems implementiert und evaluiert werden.

Der Stand der Forschung konnte im Rahmen dieser Dissertation um mehrere signifikante Punkte erweitert werden. Die bedeutendsten Erkenntnisse sind nachfolgend aufgelistet:

- Das realisierte MIMO-Kanalmesssystem bei 28 GHz ermöglicht eine zeitlich schnelle Schätzung der vollständigen komplexen MIMO-Kanalmatrix. Dies erlaubt im Gegensatz zu den bisher in der Fachliteratur vorhandenen Kanalmesssystemen eine Schätzung der vollständigen MIMO-Kanalmatrix in 128 μ s. Unter dem Einsatz des MIMO-Kanalmesssystems wurde eine umfangreiche und bisher einmalige *Outdoor*-Messkampagne in typischen *Small Cell*-Mobilfunkkommunikationsszenarien durchgeführt. In insgesamt 162 Messungen mit drei verschiedenen Basisstationspositionen konnten wichtige Charakteristiken des MIMO-Übertragungskanals bei 28 GHz untersucht werden. Die hohen erzielten MER-Werte, selbst ohne Verwendung des Strahlformungsgewinns, zeigen das Potential von Mobilfunkkommunikationssystemen bei 28 GHz. In 50 % der Kanalmessungen konnte darüber hinaus ein um nicht mehr als 10 dB bezogen auf den stärksten Eigenwert gedämpfter zweiter Eigenwert des drahtlosen Übertragungskanals nachgewie-

sen werden. Die durch die Eigenwerte sichtbaren räumlichen Ausbreitungspfade sind Voraussetzung für den Einsatz von Multiplexverfahren, die auch in hybriden Beamformingsystemen zur Steigerung der Übertragungsrate ausgenutzt werden können. Darüber hinaus dienen die aufgezeichneten Messdaten zur Untersuchung von hybriden Beamformingalgorithmen und Kanalschätzungsverfahren anhand realer Messdaten bei 28 GHz.

- Im Zentrum der Betrachtung der hybriden Beamformingsysteme niedriger Komplexität steht die SBHB-Architektur. Hierfür wurde neben dem SIC-Algorithmus eine neue Methode zur Bestimmung der Beamformingmatrizen basierend auf den dominanten Einfall- und Austrittswinkeln vorgestellt. Infolgedessen wird als Eingangsparameter nicht länger die nur schwer zu schätzende komplexe MIMO-Kanalmatrix benötigt. Für Zeiten geringer Zellauslastung wurde eine algorithmische Lösung zur intelligenten Abschaltung einzelner Antennenelemente ausgearbeitet. Die Überlegenheit des intelligenten Abschaltalgorithmus im Vergleich zu einem zufälligen Abschalten von Antennenelementen konnte numerisch und anhand einer messdatenbasierten Analyse nachgewiesen werden. Des Weiteren wurde das in der Fachliteratur vorgestellte Konzept zur Verknüpfung benachbarter *Subarrays* mittels zusätzlicher Phasenschieber auf zweidimensionale Antennenarrays erweitert. Für diese OSBHB-Architekturen wurde zum einen der OSA-Algorithmus sowie zum anderen der zuvor nur für SBHB-Systeme eingesetzte SIC-Algorithmus angepasst und erweitert. Die Untersuchungen der Leistungsfähigkeit zeigen die deutliche Überlegenheit des SIC-Algorithmus und verdeutlichen, dass für die OSBHB-Architektur zwischen dem Hardwareaufwand und der erreichbaren maximalen Übertragungsrate abgewogen werden kann.
- Zur Kanalschätzung für SBHB-Systeme wurde ausgehend von in der Literatur vorgestellten Ansätzen ein eigenes hierarchisches Codebuchverfahren konstruiert. Im Gegensatz zu bisherigen Veröffentlichungen, die sich lediglich auf eindimensionale lineare Antennenarrays und LOS-Szenarien beschränken, fand hierbei eine numerische Untersuchung des Verfahrens anhand zweidimensionaler Antennenarrays in Mehrwegeszenarien statt. Bisher unerreicht geringe Kanalschätzungsdauern konnten durch das entwi-

ckelte SABA-Verfahren erreicht werden. Durch eine erste Schätzung der Einfalls- bzw. Austrittswinkel mittels eines dünnbesetzten Antennenarrays wurde die Kanalschätzungsdauer deutlich reduziert. Die Winkelgenauigkeit wird im zweiten Schritt des Verfahrens über eine Feinsuche mittels des Codebuchs der vollständigen Suche verbessert und Mehrdeutigkeiten beseitigt. Die Ergebnisse zeigen Kanalschätzungsdauern, die auch für große Antennenarrays, deutlich unterhalb aller in dieser Arbeit betrachteten Verfahren liegen. Ferner ermöglichen die Parameter des SABA-Verfahrens ein Ausbalancieren zwischen der Winkelschätzungsgenauigkeit und der Kanalschätzungsdauer. Darüber hinaus wurde zur Steigerung der maximal erreichbaren Übertragungsrate ein Kanalschätzungsverfahren für SBHB-Systeme basierend auf mehreren zeitlich aufeinanderfolgenden Messungen mittels dünnbesetzter Antennenarrays entwickelt. Das MSAM-Verfahren erreicht eine vollständige Rekonstruktion der komplexen Kanalmatrix und erlaubt infolgedessen den Einsatz ausgereifter Beamformingalgorithmen, wie beispielsweise die Verwendung des SIC-Algorithmus. Die numerische und messdatenbasierte Auswertung verspricht eine Steigerung der 10%-Ausfallkapazität gegenüber der vollständigen Suche.

- Zur praktischen Untersuchung von hybriden Beamformingsystemen wurde ein SBHB-Empfangssystem bei 28 GHz bestehend aus 16 Antennen und 4 Digitalkanälen konstruiert. Die entwickelte Methode zur OTA-Kalibrierung des Empfangssystems konnte erfolgreich anhand des hybriden Beamformingsystems validiert werden. Durch die optimierte Auswahl der Phasenschieberzustände wurde der mittlere Transmissionsgewinn für das präsentierte System um 1,7 dB gesteigert, bei einem geringen mittleren Phasenfehler von $6,3^\circ$. Die durchgeführte Kalibrierung zwischen den Empfangskanälen in Amplitude und Phase ist Voraussetzung für den Einsatz der Kanalschätzungsverfahren. Anhand des SBHB-Empfangssystems konnten erstmals die Auswirkungen praktischer Implementierungsaspekte auf Kanalschätzungsverfahren untersucht werden. Zu diesen Implementierungsaspekten zählen beispielsweise eine limitierte Phasenschieberauflösung sowie die Auswirkungen von verbleibenden Phasen- und Amplitudenunterschie-

den zwischen den Empfangskanälen auch nach einer Kalibrierung. Trotz dieser hardwarebedingten Nichtidealitäten wurden erfolgreich verschiedene hierarchische Codebücher implementiert und untersucht. Die hierarchischen Verfahren erreichen dabei mit einer geringeren Anzahl notwendiger Messungen eine Winkelschätzgenauigkeit im Bereich der vollständigen Suche. Abschließend konnten die entworfenen MSAM- und SABA-Verfahren anhand praktischer Messungen verifiziert und evaluiert werden. Die Ergebnisse zeigen, dass eine Winkelschätzung und Trennung mehrerer Mobilfunkteilnehmer möglich ist. Ebenso erreicht die Winkelschätzgenauigkeit beinahe Werte der vollständigen Suche. Infolgedessen ist der praktische Einsatz der entwickelten Verfahren basierend auf dünnbesetzten Antennenarrays möglich.

Die in dieser Dissertation entwickelten Verfahren, Methoden und Untersuchungen dienen als Grundlagen für die Realisierung zukünftiger Mehrantennensysteme. Die umfangreichen Kanalmessungen geben einen Aufschluss über den Einsatz und die zu erwartende Leistungsfähigkeit zukünftiger Kommunikationssysteme, insbesondere bei 28 GHz. Anhand der Daten konnte bewiesen werden, dass räumliche Multiplexverfahren bei 28 GHz zu einer Steigerung der Übertragungsrate zwischen der Basisstation und den Mobilfunkteilnehmern eingesetzt werden können. Die vorgestellten hybriden Beamformingarchitekturen und die damit verbundenen Kanalschätzverfahren und Beamformingalgorithmen zeigen die Realisierbarkeit von *massive* MIMO-Kommunikationssystemen. Das die entworfenen hybriden Beamformingarchitekturen und die präsentierten Kanalschätzverfahren auch praktisch implementierbar sind, konnte anhand des entwickelten SBHB-Empfangssystems nachgewiesen werden. Nun liegt es in den Händen der Industrie, basierend auf den hier betrachteten hybriden Beamformingsystemen niedriger Komplexität neue Produkte und Geschäftsmodelle auszugestalten.

A Anhang zum MIMO-Kanalmesssystem

Dieser Anhang liefert eine umfangreichere Beschreibung zu einzelnen Themen aus Kapitel 3 und soll dem interessierten Leser einen tieferen Einblick in den Hardwareaufbau, die durchgeführten Messkampagnen und Analyseergebnisse bieten. Mehr Informationen über den Hardwareaufbau finden sich darüber hinaus in [ETK⁺20, 233]. Zudem liefert [324] weitere Ergebnisse der Kanalanalyse aus den aufgezeichneten Messdaten.

A.1 HF-Frontend Design und Integration

Für das Design der HF-*Frontends* wurde auf eine Leiterplatte bestehend aus vier Metalllagen zurückgegriffen. Als Substrat wurde *RO4003C* der Firma Rogers Corporation mit einer Höhe von 203 μm und einer relativen Permittivität von $\epsilon_r = 3,55$ verwendet [ETK⁺20]. Die Verbindungsleitungen zwischen den MMICs sind entweder als Mikrostreifen- oder Koplanarleitungen realisiert. Die vier Metalllagen sind bei dem entwickelten Design notwendig um Leitungskreuzungen zwischen dem LO-Verteilungsnetzwerk und den IF-Leitungen aufzulösen. Eine genauere Beschreibung der entworfenen Leistungsteiler, Koppler und des Bandpassfilters findet sich in [233].

Die entwickelten Leiterplatten wurden zur Schirmung vor elektromagnetischer Ein- und Abstrahlung und zur besseren Kühlung in eigens entworfene und am IHE hergestellte Aluminiumgehäuse integriert. Dabei wurde insbesondere darauf geachtet, dass die Masseflächen der Leistungsverstärkerkomponenten möglichst gut mit dem Gehäuse verbunden sind. Dies wird insbesondere durch eine dichte Positionierung von Durchkontaktierungen (engl. *vias*) sowie durch die Auflage der Unterseite der Platine auf metallischen Stegen des Gehäuses erreicht. Zusätzlich kann das gesamte Modul mittels eines separaten Kühlmoduls

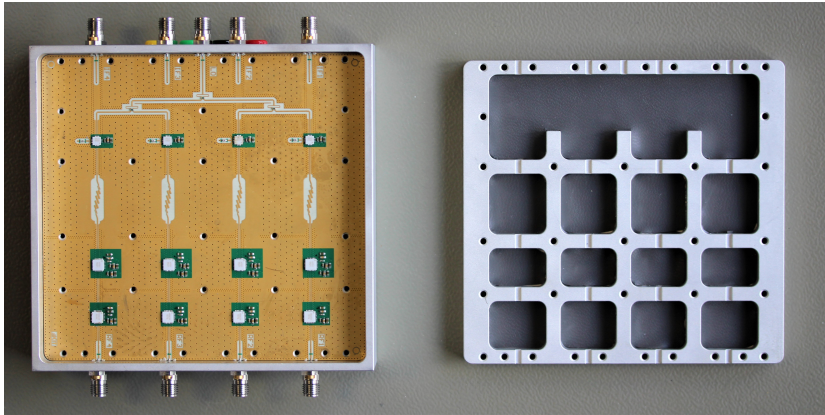


Abbildung A.1: Fotos des geöffneten HF-Frontend am Sender.

bestehend aus einem Peltierelement und einem Lüfter herunter gekühlt werden. Ein Foto des geöffneten Sendefrontends ist in Abbildung A.1 gezeigt. Als Steckverbinder wurden für alle Ein- und Ausgänge 2,92 mm-Stecker verwendet. Um Resonanzen zwischen den einzelnen Verstärkerstufen aufgrund von abgestrahlter Signalleistung zu vermeiden, wurden die einzelnen MMICs über geschirmte Kammern voneinander abgekoppelt. Dies erfolgt über den aufgeschraubten Deckel, der einen Kontakt zwischen der Massefläche auf der Oberseite der Leiterplatte und dem Gehäusedeckel herstellt. Darüber hinaus sind die Kammern des Deckels, wie in Abbildung A.1 gezeigt, mit Absorbermaterial der Firma Laird Performance Materials vom Typ *ECCOSORB GDS* ausgekleidet. Das verwendete Absorbermaterial besitzt eine Dicke von 0,762 mm und laut Datenblatt des Herstellers eine Dämpfung von circa 100 dB/cm bei 28 GHz. Zur Spannungsversorgung ist eine zweite Platine in FR-4 Technologie in einer Kammer auf der Unterseite des Gehäuses eingebracht. Dies ermöglicht die beiden Platinen separat auf Fehler zu untersuchen und die Vorspannung der Leistungsverstärker am Sender flexibel einzustellen.

A.2 Berechnung des Azimutwinkels

In diesem Abschnitt wird die Berechnung des physikalischen Azimutwinkels ψ_{UB} zwischen der Basisstation und dem Nutzer beschrieben. Alle zur Berechnung benötigten Winkelangaben sind im Bogenmaß in die nachfolgenden Formeln einzusetzen. Voraussetzung ist die Kenntnis über die Positionskoordinaten der Basisstation und dem Nutzer. Die Positionen sind über den Breitengrad BG und Längengrad LG definiert. Für die Positionskoordinate der Basisstation gilt $\{BG_1, LG_1\}$ und den Nutzer $\{BG_2, LG_2\}$. Zunächst wird der Azimutwinkel zwischen dem Nutzer und der Basisstation über [325]

$$\psi_U = \arctan \left\{ \frac{\Delta L_{21}}{T_2 - T_1} \right\} \quad (\text{A.163})$$

mit

$$T_2 = \ln \left\{ \tan \left\{ \frac{\pi}{4} + \frac{BG_2}{2} \right\} \cdot \left[\frac{1 - e_{\oplus} \cdot \sin\{BG_2\}}{1 + e_{\oplus} \cdot \sin\{BG_2\}} \right]^{\frac{e_{\oplus}}{2}} \right\} \quad (\text{A.164})$$

und

$$T_1 = \ln \left\{ \tan \left\{ \frac{\pi}{4} + \frac{BG_1}{2} \right\} \cdot \left[\frac{1 - e_{\oplus} \cdot \sin\{BG_1\}}{1 + e_{\oplus} \cdot \sin\{BG_1\}} \right]^{\frac{e_{\oplus}}{2}} \right\} \quad (\text{A.165})$$

sowie der Differenz der Längengrade

$$\Delta L_{21} = \begin{cases} LG_2 - LG_1 & , |LG_2 - LG_1| \leq \pi \\ 2\pi + LG_2 - LG_1 & , LG_2 - LG_1 < -\pi \\ LG_2 - LG_1 - 2\pi & , LG_2 - LG_1 > \pi \end{cases} \quad (\text{A.166})$$

berechnet. Die Konstante $e_{\oplus} = 0,081\,819\,191\,310\,869\,47$ ergibt sich aus dem geodätischen Referenzsystem World Geodetic System 1984 (WGS 84). Anschließend wird der Azimutwinkel bezogen auf Norden berechnet. Hierfür müssen verschiedene Fälle unterschieden werden, abhängig der räumlichen Position zwischen der Basis und dem Nutzer. Das bedeutet, dass zur Berechnung des Azimutwinkels bezogen auf Norden berücksichtigt werden muss, ob sich der Nutzer nördlich oder südlich und

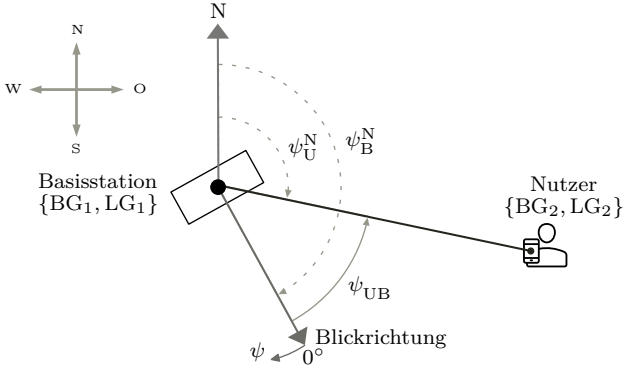


Abbildung A.2: Graphische Darstellung der beschriebenen Azimutwinkel.

westlich oder östlich bezogen auf die Basisstation befindet. Mit dieser Fallunterscheidung ergibt sich der Azimutwinkel bezogen auf Norden zu

$$\psi_U^N = \begin{cases} \psi_U + \pi & , BG_2 \leq BG_1 \\ \psi_U + 2\pi & , BG_2 > BG_1 \text{ und } LG_2 < LG_1 \\ \psi_U & , BG_2 > BG_1 \text{ und } LG_2 \geq LG_1 \end{cases} \quad (\text{A.167})$$

und für den Azimutwinkel des Nutzers aus Sicht der Basisstation folgt

$$\psi_{UB} = \psi_U^N - \psi_B^N, \quad (\text{A.168})$$

wobei die Blickrichtung der Basisstation in Azimut bezogen auf Norden ψ_B^N als bekannt vorausgesetzt wird. Diese kann in der Praxis zum Beispiel mittels eines Kompasses ermittelt werden. Die einzelnen Winkel sind graphisch in Abbildung A.2 illustriert. Der resultierende Azimutwinkel ψ_{UB} im Bereich von $[-180, 180]$ ist in dem gezeigten Beispiel negativ.

A.3 Messszenarien

Das MIMO-Kanalmesssystem wurde in Messkampagnen in drei typischen *Small Cell* Szenarien eingesetzt. Die nachfolgenden Beschreibungen richten sich nach [ETK⁺20] ©2020 IEEE:

Die für die Messkampagne ausgewählten *Small Cell* Szenarien lassen sich wie folgt beschreiben:

1. **Szenario I** - Im ersten Szenario ist die Basisstation auf einem Balkon in 13m Höhe positioniert. Zur bestmöglichen Abdeckung des vorgesehenen Messbereichs ist das Antennensystem um 12° in Elevation nach vorne geneigt. Der Messbereich in dem der Nutzer positioniert ist, wird von drei Seiten durch Gebäude umschlossen, die somit einen einseitig geöffneten Innenhof bilden. Die großen Gebäudefronten bieten das Potential für eine Signalausbreitung über mehrere räumliche Pfade. In der Mitte des Innenhofs befindet sich ein kleiner See, der mit vielen Bäumen und auch vereinzelt parkenden Autos umgeben ist. Der hohe Bewuchs sowie die parkenden Autos verhinderten dabei in vielen Fällen eine direkte Sichtverbindung zwischen dem mobilen Sender und der Basisstation. Am Ende des Innenhofs aus Sicht der Basisstation befinden sich einzelne Fußgängerdurchgänge die ebenfalls während der Messungen betrachtet werden. Das Szenario ist innerhalb der Satellitenbildaufnahme in Abbildung 3.6 im rechten unteren Bildbereich zu sehen.
2. **Szenario II** - Im zweiten Szenario ist die Basisstation auf einem Hausdach in 17m Höhe aufgebaut. Ein Foto des Aufbaus ist in Abbildung 3.5a zu sehen. Der Neigungswinkel in Elevation wird durch die höhere Position der Basisstation auf 15° erhöht. In Blickrichtung der Basisstation befindet sich die Zufahrt zum Gebäude und eine Kreuzung. Das Szenario ist in weiten Teilen durch starken Bewuchs gekennzeichnet. Dies zeigt auch die Satellitenbildaufnahme in Abbildung 3.6, in dem sich das Szenario auf der rechten Seite der Abbildung befindet. Die Messumgebung ermöglicht eine Analyse des Einflusses von Laubwerk auf die Kommunikationsverbindung bei 28 GHz sowie den zeitlichen Einfluss von sich im Wind bewegenden Ästen und Blättern, die eine starke Streuung des Signals zur Folge haben. Im Gegensatz zum ersten

Szenario befinden sich Gebäude nur in weiterer Entfernung, sodass mit einer geringeren Anzahl an Mehrwegen zu rechnen ist.

3. **Szenario III** - Im dritten Szenario befindet sich die Basisstation auf einem Balkon in 35 m Höhe und einem Neigungswinkel in Elevation von 28° . Aufgrund der Höhe kann ein weiterer Bereich durch die Basisstation abgedeckt werden. Im Gegensatz zu den anderen beiden Szenarien befinden sich weniger Bäume im Abdeckungsbereich der Basisstation. Hingegen sind eine Vielzahl von durch Straßen getrennte Gebäudekomplexe im Messbereich vorhanden, die unter anderem die gezielte Analyse von Kommunikationsverbindungen ohne direkte Sichtverbindung zulassen. Das Szenario besitzt also einen eher urbanen Charakter. Es befindet sich im Satellitenbild in Abbildung 3.6 auf der linken Seite.

A.4 Metriken zur Kanalanalyse

Zur Bewertung der Signalqualität innerhalb eines Rahmen-basierten Kommunikationssystems wird im Folgenden das MER verwendet. Das MER entspricht laut dem ETSI näherungsweise dem SNR, falls Rauschen der einzige dominante Störfaktor bei der Datenübertragung ist. Zunächst findet vor der Berechnung des MER für jeden *Empfangsframe* bestehend aus L_f aufeinanderfolgenden OFDM-Symbolen eine Entzerrung im Frequenzbereich nach dem *Zero-Forcing*-Prinzip statt. Die Entzerrermatrix $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_c}$ berechnet sich hierfür mit

$$\mathbf{Z}(n, p) = \frac{1}{L_f} \sum_{l=0}^{L_f-1} \hat{\mathbf{H}}_f(n, p, l), \quad (\text{A.169})$$

wobei $\hat{\mathbf{H}}_f \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_c \times L_f}$ dem zeitlich erweiterten Ergebnis aus Gleichung (3.47) mit den Abtastzeitpunkten $t = l \cdot T_o$ für $l \in \{0, 1, \dots, L_f - 1\}$ entspricht. Die entzerrten Empfangsdaten resultieren zu

$$\mathbf{R}_{\text{eq}}(n, p, l) = \mathbf{R}(n, p, l)(\mathbf{Z}(n, p))^{-1}, \quad (\text{A.170})$$

wobei $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N_{\text{ant}} \times N_c \times L_f}$ dem zeitlich erweiterten Ergebnis aus Gleichung (2.31) entspricht. Basierend auf den bekannten Sendedaten $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{1 \times N_c}$ aus Gleichung (3.46) kann das MER gemittelt über alle Emp-

fänger, OFDM-Träger und L_f aufeinanderfolgende Symbole berechnet werden zu [ETK⁺20]

$$\text{MER} = 10 \log_{10} \left\{ \sum_{c=0}^{N_c-1} \frac{\Re\{\mathbf{x}(c)\}^2 + \Im\{\mathbf{x}(c)\}^2}{\bar{e}(c)} \right\} \quad (\text{A.171})$$

mit dem aus der Mittlung der Fehlermatrix

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(n, c, l) = & [\Re\{\mathbf{x}(c)\} - \Re\{\mathbf{R}_{\text{eq}}(n, c, l)\}]^2 \\ & + [\Im\{\mathbf{x}(c)\} - \Im\{\mathbf{R}_{\text{eq}}(n, c, l)\}]^2 \end{aligned} \quad (\text{A.172})$$

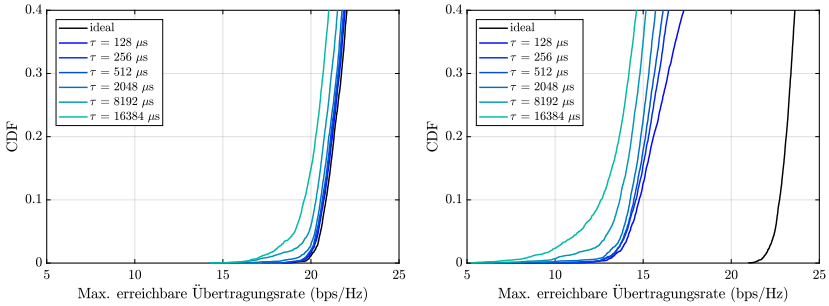
über alle Empfangsantennen und aufeinanderfolgenden Symbole konstruierten Fehlervektor

$$\bar{e} = \frac{1}{N_{\text{ant}} L_f} \sum_{n=1}^{N_{\text{ant}}} \sum_{l=0}^{L_f-1} \mathbf{E}(n, c, l). \quad (\text{A.173})$$

A.5 Analyse des zeitlichen Verhaltens des Übertragungskanals

In diesem Abschnitt wird das zeitliche Verhalten der Kanalmessungen analysiert. Die Ergebnisse richten sich nach den Beschreibungen aus [ETK⁺20] ©2020 IEEE:

Zur Analyse des zeitlichen Verhaltens des Übertragungskanals werden beispielhaft die beiden in Abbildung 3.6 mit g_9 und g_{10} markierten Messpunkte analysiert. Für beide Messpunkte wird die CDF der maximal erreichbaren Übertragungsrate für ein volldigitales 16×4 MIMO-System bestimmt. Zur Analyse des zeitlichen Verhaltens des Übertragungskanals werden die zu jedem Zeitpunkt berechneten idealen Beamformingmatrizen auf die zeitlich nachfolgenden Kanalmatrizen angewendet. Dies entspricht einem klassischen Kommunikationsprotokoll, bei dem nach der Schätzung der Kanalmatrix und der Bestimmung der Beamformingmatrizen die eigentliche Übertragung der Nutzdaten stattfindet. Die Rate mit der eine Kanalschätzung erfolgen muss hängt von der Kanal Kohärenzzeit des Kanals ab, d.h. wie lange die Beamformingmatrizen zeitlich Gültigkeit besitzen. Die zeitliche Veränderung der CDF der maximal erreichbaren Übertragungsrate ist für den in Abbildung 3.6 mit g_9



(a) Messpunkt g_9 aus Abbildung 3.6 mit einer langen Kanalkohärenzzeit. (b) Messpunkt g_{10} aus Abbildung 3.6 mit einer kurzen Kanalkohärenzzeit.

Abbildung A.3: CDF der maximal erreichbaren Übertragungsrate für verschiedene Zeiten über welche die Beamformingmatrix nicht verändert wird. Das Ergebnis verdeutlicht die Auswirkung der Kanalkohärenzzeit auf die maximal erreichbare Übertragungsrate am Beispiel zweier unterschiedlicher Messpunkte [ETK+20] ©2020 IEEE.

markierten Messpunkt in Abbildung A.3a und für den mit g_{10} markierten Messpunkt in Abbildung A.3b dargestellt. Die zeitliche Auflösung ist dabei durch die OFDM-Symboldauer von $T_o = 128 \mu\text{s}$ begrenzt. Die deutlichen Unterschiede zwischen den beiden Ergebnissen sind auf die unterschiedlichen Kohärenzzeiten aufgrund der verschiedenen Übertragungsszenarien zurückzuführen. Das Szenario für Abbildung A.3a ist durch eine LOS-Verbindung zwischen Sender und Empfänger mit einem durchschnittlichen MER von 16,7 dB gekennzeichnet. Dabei befinden sich keine Blätter in der direkten Sichtverbindung. Der Abstand der ersten beiden Eigenwerte liegt bei 7,1 dB. Aufgrund des Ausbreitungsszenarios ergibt sich eine relativ lange Kohärenzzeit, d.h. die CDF der maximal erreichbaren Übertragungsrate verschlechtert sich zeitlich nur langsam. Auch bei langen Haltezeiten von 16,2 ms verschlechtert sich die 10 % Ausfallwahrscheinlichkeit der maximal erreichbaren Übertragungsrate um gerade einmal 1,2 bps/Hz. Im Gegensatz dazu zeigt das Ergebnis in Abbildung A.3b einen starken Abfall der 10 % Ausfallwahrscheinlichkeit der maximal erreichbaren Übertragungsrate um 8 bps/Hz für eine Haltezeit von 128 μs . Die Kohärenzzeit ist hierbei also deutlich geringer, da sich in der Sichtverbindung von Sender und

Empfänger mehrere Bäume befinden. Das MER liegt im Durchschnitt bei 9,3 dB und der Abstand der ersten beiden Eigenwerte bei 7,8 dB. Die sich im Wind bewegenden Blätter sorgen für eine schnelle Veränderung der räumlichen Ausbreitungspfade und somit zu einer geringen Gültigkeit der zu einem festen Zeitpunkt bestimmten Beamformingmatrizen. Nach der drastischen Verschlechterung der maximal erreichbaren Übertragungsrate nach $128 \mu\text{s}$ lässt sich ein Sättigungseffekt erkennen. Dies lässt auf konstante Ausbreitungspfade über statische Objekte in der Umgebung, wie beispielsweise Gebäude schließen.

B Anhang zu den Kanalschätzungsmethoden

B.1 Beispiel von Sektorcodebüchern für lineare Antennenarrays

Angenommen sei ein lineares Antennenarray mit 4 Digitalkanälen und 16 möglichen Strahlrichtungen, so resultieren daraus für das Codebuch mit einer Überlappung der benachbarten Codewörter $N_{\text{sec}}^{\text{OL},1\text{D}} = 5$ Sektoren. Die Indizes der Strahlrichtungen des Codebuches lauten

$$D_{\text{sec}}^{\text{OL},1\text{D}} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 4 & 5 & 6 & 7 \\ 7 & 8 & 9 & 10 \\ 10 & 11 & 12 & 13 \\ 13 & 14 & 15 & 16 \end{bmatrix} \quad (\text{B.174})$$

wobei in den Zeilen die Indizes der Strahlrichtungen der einzelnen Codewörter stehen. Für das zweite Codewort $\mathbf{d}_2^{\text{OL},1\text{D}} = [4, 5, 6, 7]$ als Beispiel wird also das erste, zweite, dritte und vierte *Subarray* jeweils auf die vierte, fünfte, sechste und siebte Strahlrichtung ausgerichtet. Es folgt somit $\boldsymbol{\varpi}_2^{\text{OL},1\text{D}} = [\boldsymbol{\omega}_{1,4}^T, \boldsymbol{\omega}_{2,5}^T, \boldsymbol{\omega}_{3,6}^T, \boldsymbol{\omega}_{4,7}^T]^T$. Für das Codebuch ohne Überlappungen, im folgenden gekennzeichnet mit NO, reduziert sich die Anzahl an Sektoren auf $N_{\text{sec}}^{\text{NO},1\text{D}} = 4$ und die Indizes der Strahlrichtungen des Codebuches ergeben sich zu

$$D_{\text{sec}}^{\text{NO},1\text{D}} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 5 & 6 & 7 & 8 \\ 9 & 10 & 11 & 12 \\ 13 & 14 & 15 & 16 \end{bmatrix}. \quad (\text{B.175})$$

Bei einer Erhöhung der Sektoranzahl durch die oben beschriebene virtuelle Zusammenfassung von *Subarrays* erhält man $N_{\text{sec}}^{\text{MS,1D}} = 8$ Sektoren und die Indizes der Strahlrichtungen des Codebuch lauten

$$D_{\text{sec}}^{\text{MS,1D}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 2 & 2 \\ 3 & 3 & 4 & 4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 15 & 15 & 16 & 16 \end{bmatrix}. \quad (\text{B.176})$$

B.2 Anfälligkeit des MSAM-Verfahrens auf Phasenänderungen

Im Gegensatz zur Schätzung der sich verhältnismäßig zeitlich langsam ändernder Einfallswinkel- und Austrittswinkel findet innerhalb des MSAM-Verfahrens eine Rekonstruktion der vollständigen MIMO-Kanalmatrix anhand zeitlich aufeinanderfolgender Messungen statt. Dies macht das Verfahren anfälliger gegenüber Bewegungen der Mobilfunkteilnehmer, da Phasenänderungen der räumlichen Ausbreitungspfade innerhalb der aufeinanderfolgenden Messungen einen negativen Einfluss auf die Schätzqualität haben. Um die Auswirkungen numerisch zu untersuchen, wird von einer Kommunikationsverbindung zwischen einer Mobilfunkbasisstation mit einer SBHB-Architektur und einem Mobilfunkteilnehmer mit einer volldigitalen Architektur ausgegangen. Die Parameter der nachfolgenden Simulation entsprechen den Werten in Tabelle 4.5. Die Anzahl an Sendeantennen und die Anzahl der Digitalkanäle am Empfänger wird zu $M_{\text{ant}} = N_{\text{dig}} = 4 \times 4$ gewählt. Des Weiteren wird die Messdauer einer Einzelmessung T_m basierend auf den derzeit in [326] für 5G spezifizierten OFDM-Unterträgerbandbreiten von $\Delta f = \{15 \text{ kHz}, 30 \text{ kHz}, 60 \text{ kHz}, 120 \text{ kHz}, 240 \text{ kHz}\}$ und den damit verbundenen OFDM-Symbolauern von $T_o = \{66,67 \mu\text{s}, 33,33 \mu\text{s}, 16,67 \mu\text{s}, 8,33 \mu\text{s}, 4,17 \mu\text{s}\}$ gewählt. Angenommen sei das in Abbildung B.1 skizzierte Szenario, in welchem sich ein Mobilfunkteilnehmer tangential zur Mobilfunkbasisstation mit einer Geschwindigkeit v bewegt. Der Mobilfunkteilnehmer

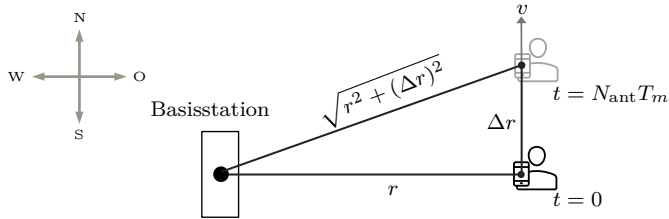


Abbildung B.1: Szenario eines sich tangential zur Basisstation mit einer Geschwindigkeit v bewegenden Nutzers.

legt über die Dauer einer MSAM-Messung mittels eines dünnbesetzten Antennenarrays $N_{\text{ant}}T_m$ eine Wegstrecke von

$$\Delta r = v \cdot (N_{\text{ant}}T_m) \quad (\text{B.177})$$

zurück. Für die Berechnung der Messdauer für das MSAM-Verfahren sei auf Gleichung (5.146) verwiesen. Das Szenario ist in Abbildung B.1 schematisch dargestellt. Mit der zurückgelegten Wegstrecke ergibt sich eine Phasenänderung von

$$\Delta\varphi = \frac{\sqrt{r^2 + (\Delta r)^2} - r}{\lambda} \quad (\text{B.178})$$

für eine Distanz r zwischen dem Sender und Empfänger. Die Auswirkungen dieser Phasenänderung auf die 10%-Ausfallkapazität ist in Abbildung B.2 für eine Geschwindigkeit des Mobilfunkteilnehmers von $v = 50$ km/h und für verschiedene OFDM-Symboldauern aufgetragen. Als Referenz dient als oberer Schranke die 10%-Ausfallkapazität ohne eine Bewegung des Mobilfunkteilnehmers. Das Ergebnis zeigt, dass sich für kleinere Abstände zwischen Sender und Empfänger r die Phase stärker ändert und sich die 10%-Ausfallkapazität somit verschlechtert. Ebenso zeigt die Untersuchung ausschließlich für die größte für 5G vorgesehene OFDM-Symboldauer von $T_m = 66,67 \mu\text{s}$ eine kritische Verschlechterung der 10%-Ausfallkapazität resultiert. Aufgrund der höheren absoluten Signalbandbreiten für den Mobilfunk im Frequenzbereich um 28 GHz ist allerdings mit höheren OFDM-Unterträgerbandbreiten und

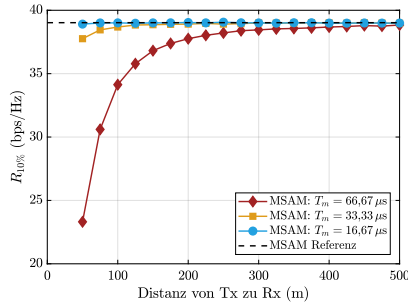


Abbildung B.2: 10 %-Ausfallkapazität über der Distanz zwischen Sender und Empfänger bei einem SNR von 10 dB und einer Geschwindigkeit des Mobilfunkteilnehmers von 50 km/h.

damit kleineren OFDM-Symbolauern zu rechnen. Somit relaxiert sich die Problematik schneller Phasenänderungen für das MSAM-Verfahren weiter.

B.3 Richtcharakteristiken der hierarchischen Codebücher für 2D-Antennenarrays

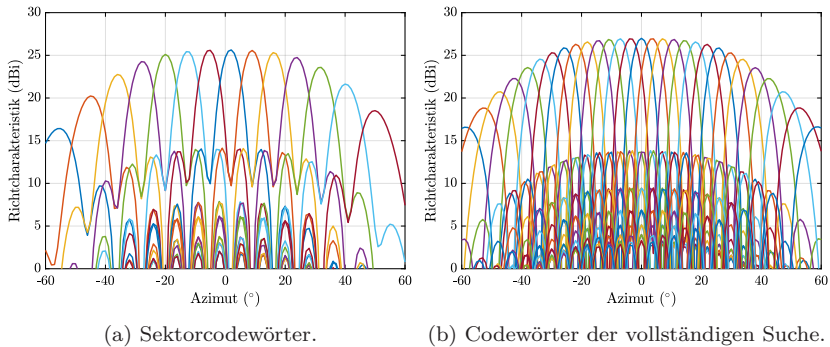


Abbildung B.3: Richtcharakteristiken der Codewörter über dem Azimutwinkel bei 90° in Elevation.

In Abschnitt 5.4.2 wird ein zweistufiges hierarchisches Codebuch verwendet, das auf ein Array mit $N_{\text{ant}} = 16 \times 16$ Antennenelementen und einer Phasenschieberauflösung von 5 Bit angepasst ist. Die Richtcharakteristiken der Sektorcodewörter (Codewörter der ersten Hierarchieebene) über dem Azimutwinkel bei 90° in Elevation sind in Abbildung B.3a gezeigt. Daneben finden sich in Abbildung B.3b die Richtcharakteristiken der Codewörter der vollständigen Suche über dem Azimutwinkel ebenfalls bei 90° in Elevation.

Literaturverzeichnis

- [1] “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022,” February 2019. Online available under <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.pdf>; accessed December 28, 2019.
- [2] W. Xiang, K. Zheng, and X. S. Shen, *5G Mobile Communications*. Springer Publishing Company, Incorporated, 1st ed., 2016.
- [3] L. Atzori, A. Iera, and G. Morabito, “The Internet of Things: A survey,” *Computer Networks*, vol. 54, pp. 2787–2805, October 2010.
- [4] A. Zanella, N. Bui, A. Castellani, L. Vangelista, and M. Zorzi, “Internet of Things for Smart Cities,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 1, pp. 22–32, February 2014.
- [5] Yan Zhang, Rong Yu, Shengli Xie, Wenqing Yao, Yang Xiao, and M. Guizani, “Home M2M networks: Architectures, standards, and QoS improvement,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, pp. 44–52, April 2011.
- [6] Geng Wu, S. Talwar, K. Johnsson, N. Himayat, and K. D. Johnsson, “M2M: From mobile to embedded internet,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, pp. 36–43, April 2011.
- [7] B. Bangerter, S. Talwar, R. Arefi, and K. Stewart, “Networks and devices for the 5G era,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 90–96, February 2014.
- [8] Y. Mehmood, N. Haider, M. Imran, A. Timm-Giel, and M. Guizani, “M2M Communications in 5G: State-of-the-Art Architecture, Recent Advances, and Research Challenges,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, pp. 194–201, September 2017.
- [9] Z. Dawy, W. Saad, A. Ghosh, J. G. Andrews, and E. Yaacoub, “Toward Massive Machine Type Cellular Communications,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 24, pp. 120–128, February 2017.

- [10] L. B. Le, V. Lau, E. Jorswieck, N.-D. Dao, A. Haghighat, D. I. Kim, and T. Le-Ngoc, "Enabling 5G mobile wireless technologies," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2015, p. 218, December 2015.
- [11] Y. Shi, J. Zhang, and K. B. Letaief, "Group Sparse Beamforming for Green Cloud-RAN," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, pp. 2809–2823, May 2014.
- [12] A. Checko, H. L. Christiansen, Y. Yan, L. Scolari, G. Kardaras, M. S. Berger, and L. Dittmann, "Cloud RAN for Mobile Networks - A Technology Overview," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 17, pp. 405–426, September 2015.
- [13] China Mobile, "C-RAN: the road towards green RAN," *China Mobile White Paper, ver 2.5*, vol. 5, pp. 15–16, 2011.
- [14] C.-L. I, J. Huang, R. Duan, C. Cui, J. Jiang, and L. Li, "Recent Progress on C-RAN Centralization and Cloudification," *IEEE Access*, vol. 2, pp. 1030–1039, August 2014.
- [15] M. Agiwal, A. Roy, and N. Saxena, "Next generation 5G wireless networks: A comprehensive survey," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 18, pp. 1617–1655, February 2016.
- [16] M. Jaber, M. A. Imran, R. Tafazolli, and A. Tukmanov, "5G Backhaul Challenges and Emerging Research Directions: A Survey," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1743–1766, April 2016.
- [17] R. Mijumbi, J. Serrat, J.-L. Gorricho, N. Bouten, F. De Turck, and R. Boutaba, "Network Function Virtualization: State-of-the-Art and Research Challenges," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, pp. 236–262, September 2016.
- [18] X. Foukas, G. Patounas, A. Elmokashfi, and M. K. Marina, "Network Slicing in 5G: Survey and Challenges," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, pp. 94–100, May 2017.
- [19] J. Wu, Z. Zhang, Y. Hong, and Y. Wen, "Cloud radio access network (C-RAN): a primer," *IEEE Network*, vol. 29, pp. 35–41, January 2015.
- [20] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. Soong, and J. C. Zhang, "What will 5G be?," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, pp. 1065–1082, June 2014.

- [21] D. Lopez-Perez, M. Ding, H. Claussen, and A. H. Jafari, "Towards 1 Gbps/UE in Cellular Systems: Understanding Ultra-Dense Small Cell Deployments," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, pp. 2078–2101, June 2015.
- [22] T. E. Bogale and L. B. Le, "Massive MIMO and mmWave for 5G Wireless HetNet: Potential Benefits and Challenges," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 11, pp. 64–75, March 2016.
- [23] M. Shafi, A. F. Molisch, P. J. Smith, T. Haustein, P. Zhu, P. De Silva, F. Tufvesson, A. Benjebbour, and G. Wunder, "5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, pp. 1201–1221, June 2017.
- [24] H. Klessig, D. Ohmann, A. I. Reppas, H. Hatzikirou, M. Abedi, M. Simsek, and G. P. Fettweis, "From Immune Cells to Self-Organizing Ultra-Dense Small Cell Networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, pp. 800–811, April 2016.
- [25] T. Nakamura, S. Nagata, A. Benjebbour, Y. Kishiyama, T. Hai, S. Xiaodong, Y. Ning, and L. Nan, "Trends in small cell enhancements in LTE advanced," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, pp. 98–105, February 2013.
- [26] J. G. Andrews, H. Claussen, M. Dohler, S. Rangan, and M. C. Reed, "Femtocells: Past, Present, and Future," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 30, pp. 497–508, April 2012.
- [27] U. Siddique, H. Tabassum, E. Hossain, and D. I. Kim, "Wireless backhauling of 5G small cells: challenges and solution approaches," *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, pp. 22–31, October 2015.
- [28] L. M. Correia, D. Zeller, O. Blume, D. Ferling, Y. Jading, G. Auer, and L. Van Der Perre, "Challenges and enabling technologies for energy aware mobile radio networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, pp. 66–72, November 2010.
- [29] J. Hoydis, M. Kobayashi, and M. Debbah, "Green Small-Cell Networks," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 6, pp. 37–43, March 2011.

- [30] M. Bennis, M. Simsek, A. Czylik, W. Saad, S. Valentin, and M. Debbah, "When cellular meets WiFi in wireless small cell networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, pp. 44–50, June 2013.
- [31] R. Q. Hu and Yi Qian, "An energy efficient and spectrum efficient wireless heterogeneous network framework for 5G systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 94–101, May 2014.
- [32] V. Jungnickel, K. Manolakis, W. Zirwas, B. Panzner, V. Braun, M. Lossow, M. Sternad, R. Apelfrojd, and T. Svensson, "The role of small cells, coordinated multipoint, and massive MIMO in 5G," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 44–51, May 2014.
- [33] M. Gerasimenko, D. Moltchanov, R. Florea, S. Andreev, Y. Koucheryavy, N. Himayat, S.-P. Yeh, and S. Talwar, "Cooperative Radio Resource Management in Heterogeneous Cloud Radio Access Networks," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 397–406, April 2015.
- [34] A. Damnjanovic, J. Montojo, Y. Wei, T. Ji, T. Luo, M. Vajapeyam, T. Yoo, O. Song, and D. Malladi, "A survey on 3GPP heterogeneous networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 18, pp. 10–21, June 2011.
- [35] M. Kamel, W. Hamouda, and A. Youssef, "Ultra-Dense Networks: A Survey," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 18, pp. 2522–2545, May 2016.
- [36] X. Ge, S. Tu, G. Mao, C.-X. Wang, and T. Han, "5G Ultra-Dense Cellular Networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 23, pp. 72–79, February 2016.
- [37] R. Baldemair, T. Irnich, K. Balachandran, E. Dahlman, G. Mildh, Y. Selén, S. Parkvall, M. Meyer, and A. Osseiran, "Ultra-dense networks in millimeter-wave frequencies," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, pp. 202–208, January 2015.
- [38] Z. Hasan, H. Boostanimehr, and V. K. Bhargava, "Green Cellular Networks: A Survey, Some Research Issues and Challenges," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 13, pp. 524–540, November 2011.
- [39] J. Wu, S. Zhou, and Z. Niu, "Traffic-Aware Base Station Sleeping Control and Power Matching for Energy-Delay Tradeoffs in Green

- Cellular Networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, pp. 4196–4209, August 2013.
- [40] Z. Niu, Y. Wu, J. Gong, and Z. Yang, “Cell zooming for cost-efficient green cellular networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, pp. 74–79, November 2010.
- [41] S. Cai, Y. Che, L. Duan, J. Wang, S. Zhou, and R. Zhang, “Green 5G Heterogeneous Networks Through Dynamic Small-Cell Operation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, pp. 1103–1115, May 2016.
- [42] I. Ashraf, F. Boccardi, and L. Ho, “SLEEP mode techniques for small cell deployments,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, pp. 72–79, August 2011.
- [43] Y. S. Soh, T. Q. S. Quek, M. Kountouris, and H. Shin, “Energy Efficient Heterogeneous Cellular Networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, pp. 840–850, May 2013.
- [44] C.-L. I, C. Rowell, S. Han, Z. Xu, G. Li, and Z. Pan, “Toward green and soft: a 5G perspective,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 66–73, February 2014.
- [45] A. Behnad and X. Wang, “Virtual Small Cells Formation in 5G Networks,” *IEEE Communications Letters*, vol. 21, pp. 616–619, March 2017.
- [46] Z. Pi and F. Khan, “An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, pp. 101–107, June 2011.
- [47] A. Swindlehurst, E. Ayanoglu, P. Heydari, and F. Capolino, “Millimeter-wave massive MIMO: The next wireless revolution?,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 56–62, September 2014.
- [48] H. Yan, S. Ramesh, T. Gallagher, C. Ling, and D. Cabric, “Performance, Power, and Area Design Trade-Offs in Millimeter-Wave Transmitter Beamforming Architectures,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 19, pp. 33–58, May 2019.
- [49] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), *Technical Specification Group Radio Access Network; New frequency range for NR (24.25–29.5 GHz) (Release 15)*, June 2018. V15.0.0 (2018-06).

- [50] M. Shafi, J. Zhang, H. Tataria, A. F. Molisch, S. Sun, T. S. Rappaport, F. Tufvesson, S. Wu, and K. Kitao, "Microwave vs. Millimeter-Wave Propagation Channels: Key Differences and Impact on 5G Cellular Systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, pp. 14–20, December 2018.
- [51] I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, "Millimeter-Wave Communications: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions, and Link-Budget," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 20, no. 2, pp. 870–913, 2018.
- [52] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, "Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, pp. 3029–3056, September 2015.
- [53] O. El Ayach, R. W. Heath, S. Rajagopal, and Z. Pi, "Multimode precoding in millimeter wave MIMO transmitters with multiple antenna sub-arrays," *GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 3476–3480, June 2014.
- [54] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, March 1998.
- [55] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, pp. 41–59, August 1996.
- [56] D. Tse, P. Viswanath, D. Tse, and P. Viswanath, "MIMO I: spatial multiplexing and channel modeling," *Fundamentals of Wireless Communication*, pp. 290–331, 2012.
- [57] L. Zheng and D. N. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, 2003.
- [58] S. Sun, T. S. Rappaport, R. W. Heath, A. Nix, and S. Rangan, "MIMO for millimeter-wave wireless communications: Beamfor-

- ming, spatial multiplexing, or both?," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 110–121, December 2014.
- [59] R. W. Heath and A. J. Paulraj, "Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, pp. 962–972, June 2005.
- [60] Q. Li, G. Li, W. Lee, M.-i. Lee, D. Mazzarese, B. Clerckx, and Z. Li, "MIMO techniques in WiMAX and LTE: a feature overview," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, pp. 86–92, May 2010.
- [61] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), *Technical Specification Group Services and System Aspects; Release 15 Description; Summary of Rel-15 Work Items (Release 15)*, September 2019. V15.0.0 (2019-09).
- [62] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, "An overview of massive MIMO: Benefits and challenges," *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, pp. 742–758, October 2014.
- [63] B. Yang, Z. Yu, J. Lan, R. Zhang, J. Zhou, and W. Hong, "Digital Beamforming-Based Massive MIMO Transceiver for 5G Millimeter-Wave Communications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, pp. 3403–3418, July 2018.
- [64] Q. Spencer, A. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, pp. 461–471, February 2004.
- [65] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, pp. 1436–1449, February 2013.
- [66] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Scaling up MIMO : Opportunities and challenges with very large arrays," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, pp. 40–60, January 2013.
- [67] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 186–195, February 2014.

- [68] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, “Massive MIMO: Ten myths and one critical question,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, pp. 114–123, February 2016.
- [69] C. X. Wang, F. Haider, X. Gao, X. H. You, Y. Yang, D. Yuan, H. M. Aggoune, H. Haas, S. Fletcher, and E. Hepsaydir, “Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 122–130, February 2014.
- [70] H. Q. Ngo and E. G. Larsson, “No Downlink Pilots Are Needed in TDD Massive MIMO,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, pp. 2921–2935, May 2017.
- [71] Z. Chen and E. Bjoernson, “Can We Rely on Channel Hardening in Cell-Free Massive MIMO?,” in *2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, vol. 2018-Janua, pp. 1–6, IEEE, December 2017.
- [72] F. Sotrabadi and W. Yu, “Hybrid Digital and Analog Beamforming Design for Large-Scale Antenna Arrays,” *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, pp. 501–513, April 2016.
- [73] F. Sotrabadi and W. Yu, “Hybrid analog and digital beamforming for OFDM-based large-scale MIMO systems,” *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC*, vol. 2016-Augus, pp. 1–5, August 2016.
- [74] Z. Chu, W. Hao, P. Xiao, F. Zhou, D. Mi, Z. Zhu, and V. C. Leung, “Energy Efficient Hybrid Precoding in Heterogeneous Networks with Limited Wireless Backhaul Capacity,” in *2018 IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM 2018 - Proceedings*, pp. 1–7, IEEE, December 2018.
- [75] R. W. Heath, N. Gonzalez-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, and A. M. Sayeed, “An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO Systems,” *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, pp. 436–453, April 2016.
- [76] Xinying Zhang, A. Molisch, and Sun-Yuan Kung, “Variable-phase-shift-based RF-baseband codesign for MIMO antenna selection,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, pp. 4091–4103, November 2005.
- [77] P. Sudarshan, N. Mehta, A. Molisch, and J. Zhang, “Channel Statistics-Based RF Pre-Processing with Antenna Selection,” *IE-*

- EE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 3501–3511, December 2006.
- [78] A. F. Molisch, V. V. Ratnam, S. Han, Z. Li, S. L. H. Nguyen, L. Li, and K. Haneda, “Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, pp. 134–141, September 2017.
- [79] I. Ahmed, H. Khammari, A. Shahid, A. Musa, K. S. Kim, E. De Poorter, and I. Moerman, “A survey on hybrid beamforming techniques in 5G: Architecture and system model perspectives,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 20, pp. 3060–3097, June 2018.
- [80] S. Shahsavari, S. A. Hosseini, C. Ng, and E. Erkip, “Adaptive Hybrid Beamforming with Massive Phased Arrays in Macro-Cellular Networks,” in *2018 IEEE 5G World Forum (5GWF)*, pp. 221–226, IEEE, July 2018.
- [81] J. Lee, T. Oh, J. Moon, C. Song, B. Lee, and I. Lee, “Hybrid Beamforming With Variable RF Attenuator for Multi-User mmWave Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, pp. 9131–9134, August 2020.
- [82] R. Mendez-Rial, C. Rusu, A. Alkhateeb, N. Gonzalez-Prelcic, and R. W. Heath, “Channel estimation and hybrid combining for mm-Wave: Phase shifters or switches?,” in *2015 Information Theory and Applications Workshop, ITA 2015 - Conference Proceedings*, pp. 90–97, IEEE, February 2015.
- [83] R. Mendez-Rial, C. Rusu, N. Gonzalez-Prelcic, A. Alkhateeb, and R. W. Heath, “Hybrid MIMO Architectures for Millimeter Wave Communications: Phase Shifters or Switches?,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 247–267, January 2016.
- [84] S. Payami, M. Ghoraiishi, M. Dianati, and M. Sellathurai, “Hybrid Beamforming with a Reduced Number of Phase Shifters for Massive MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, pp. 4843–4851, June 2018.
- [85] S. Payami, N. M. Balasubramanya, C. Masouros, and M. Sellathurai, “Phase Shifters Versus Switches: An Energy Efficiency Perspective on Hybrid Beamforming,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 8, pp. 13–16, June 2019.

- [86] Y. Gao, M. Khaliel, and T. Kaiser, "Wideband hybrid analog-digital beamforming massive MIMO systems based on Rotman lens," in *2016 IEEE International Conference on Communication Systems, ICCS 2016*, vol. 1, pp. 1–6, IEEE, December 2017.
- [87] Y. Gao, M. Khaliel, F. Zheng, and T. Kaiser, "Rotman Lens Based Hybrid Analog-Digital Beamforming in Massive MIMO Systems: Array Architectures, Beam Selection Algorithms and Experiments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, pp. 9134–9148, June 2017.
- [88] M. A. B. Abbasi, H. Tataria, V. F. Fusco, and M. Matthaiou, "Performance of a 28 ghz two-stage rotman lens beamformer for millimeter wave cellular systems," in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–4, March 2019.
- [89] J. Ala-Laurinaho, J. Aurinsalo, A. Karttunen, M. Kaunisto, A. Lamminen, J. Nurmiharju, A. V. Raisanen, J. Saily, and P. Wainio, "2-D Beam-Steerable Integrated Lens Antenna System for 5G E-Band Access and Backhaul," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, pp. 2244–2255, July 2016.
- [90] Y. J. Cho, G.-Y. Suk, B. Kim, D. K. Kim, and C.-B. Chae, "RF Lens-Embedded Antenna Array for mmWave MIMO: Design and Performance," *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, pp. 42–48, July 2018.
- [91] Q. Xi, C. Ma, H. Li, B. Zhang, C. Li, and L. Ran, "A Reconfigurable Planar Fresnel Lens for Millimeter-Wave 5G Frontends," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 1, pp. 1–1, October 2020.
- [92] A. M. Sayeed and N. Behdad, "Continuous aperture phased MIMO: A new architecture for optimum line-of-sight links," in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 293–296, IEEE, July 2011.
- [93] J. Brady, N. Behdad, and A. M. Sayeed, "Beamspace MIMO for millimeter-wave communications: System architecture, modeling, analysis, and measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 3814–3827, March 2013.

-
- [94] T. J. Cui, M. Q. Qi, X. Wan, J. Zhao, and Q. Cheng, “Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials,” *Light: Science & Applications*, vol. 3, pp. e218–e218, October 2014.
- [95] X. Wan, M. Q. Qi, T. Y. Chen, and T. J. Cui, “Field-programmable beam reconfiguring based on digitally-controlled coding metasurface,” *Scientific Reports*, vol. 6, p. 20663, August 2016.
- [96] A. Alkhateeb, J. Mo, N. González-Prelcic, and R. W. Heath, “MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 122–131, December 2014.
- [97] J. Mo, P. Schniter, and R. W. Heath, “Channel Estimation in Broadband Millimeter Wave MIMO Systems with Few-Bit ADCs,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 5, pp. 1141–1154, 2018.
- [98] C.-e. Chen and S. Member, “MMSE One-Bit Precoding for MU-MIMO Systems With Enhanced Receive Processing,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. PP, p. 1, December 2019.
- [99] S. Jacobsson, G. Durisi, M. Coldrey, T. Goldstein, and C. Studer, “Quantized Precoding for Massive MU-MIMO,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, pp. 4670–4684, November 2017.
- [100] C. Risi, D. Persson, and E. G. Larsson, “Massive MIMO with 1-bit ADC,” *arXiv.org*, pp. 1–8, April 2014.
- [101] S. Jacobsson, G. Durisi, M. Coldrey, U. Gustavsson, and C. Studer, “One-bit massive MIMO: Channel estimation and high-order modulations,” in *2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)*, pp. 1304–1309, IEEE, June 2015.
- [102] O. Castaneda, S. Jacobsson, G. Durisi, M. Coldrey, T. Goldstein, and C. Studer, “1-bit Massive MU-MIMO Precoding in VLSI,” *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 7, pp. 508–522, December 2017.
- [103] A. Li, C. Masouros, F. Liu, and A. L. Swindlehurst, “Massive MIMO 1-Bit DAC Transmission: A Low-Complexity Symbol Scaling Approach,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, pp. 7559–7575, November 2018.

- [104] A. B. Ucuncu and A. O. Yilmaz, "Uplink Performance Analysis of Oversampled Wideband Massive MIMO with One-Bit ADCs," in *2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, pp. 1–5, IEEE, August 2018.
- [105] L. Xu, C. Qian, F. Gao, W. Zhang, and S. Ma, "Angular Domain Channel Estimation for mmWave Massive MIMO With One-Bit ADCs/DACs," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1276, pp. 1–1, October 2020.
- [106] J. Mo, A. Alkhateeb, S. Abu-Surra, and R. W. Heath, "Hybrid Architectures with Few-Bit ADC Receivers: Achievable Rates and Energy-Rate Tradeoffs," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, pp. 2274–2287, March 2017.
- [107] Q. Ding, Y. Deng, and X. Gao, "Spectral and Energy Efficiency of Hybrid Precoding for mmWave Massive MIMO with Low-Resolution ADCs / DACs," *IEEE Access*, vol. PP, p. 1, December 2019.
- [108] S. Kim, J. Choi, and J. Song, "Beam Designs for Millimeter-Wave Backhaul with Dual-Polarized Uniform Planar Arrays," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 6778, pp. 1–1, March 2020.
- [109] W. Tan, S. D. Assimonis, M. Matthaiou, Y. Han, X. Li, and S. Jin, "Analysis of Different Planar Antenna Arrays for mmWave Massive MIMO Systems," in *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, vol. 2017-June, pp. 1–5, IEEE, June 2017.
- [110] H. A. Diawuo and Y.-B. Jung, "Broadband Proximity-Coupled Microstrip Planar Antenna Array for 5G Cellular Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, pp. 1286–1290, July 2018.
- [111] O. Kursu, M. E. Leinonen, G. Destino, N. Tervo, M. Sonkki, T. Rahkonen, A. Pärssinen, S. Tammelin, M. Pettissalo, and A. Korvala, "Design and measurement of a 5G mmW mobile backhaul transceiver at 28 GHz," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2018, p. 201, December 2018.
- [112] A. Forenza, D. J. Love, and R. W. Heath, "Simplified spatial correlation models for clustered MIMO channels with different ar-

- ray configurations,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, pp. 1924–1934, July 2007.
- [113] X. Gao, O. Edfors, F. Rusek, and F. Tufvesson, “Massive MIMO Performance Evaluation Based on Measured Propagation Data,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, pp. 3899–3911, July 2015.
- [114] N. Wu, F. Zhu, and Q. Liang, “Evaluating Spatial Resolution and Channel Capacity of Sparse Cylindrical Arrays for Massive MIMO,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 23994–24003, October 2017.
- [115] R. Chen, Z. Tian, H. Zhou, and W.-x. Long, “OAM-Based Concentric Spatial Division Multiplexing for Cellular IoT Terminals,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 59659–59669, March 2020.
- [116] S. Haykin and M. Moher, *Modern Wireless Communication*. USA: Prentice-Hall, Inc., 2004.
- [117] H. Bölcskei, “Advances in smart antennas - MIMO-OFDM wireless systems: basics, perspectives, and challenges,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 13, pp. 31–37, August 2006.
- [118] A. Paulraj, D. Gore, R. Nabar, and H. Bolcskei, “An Overview of MIMO Communications—A Key to Gigabit Wireless,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, pp. 198–218, February 2004.
- [119] J. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications 5th Edition*. McGraw Hill Higher Education, 2008.
- [120] F. Jondral, *Nachrichtensysteme: Grundlagen - Verfahren - Anwendungen ; mit 7 Tabellen*. Schlembach, 2006.
- [121] B. Sklar, “Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .II. Mitigation,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, pp. 102–109, July 1997.
- [122] S. Loyka and G. Levin, “On physically-based normalization of MIMO channel matrices,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, pp. 1107–1112, March 2009.
- [123] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. Poor, *MIMO Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2007.
- [124] S. Haykin, M. Moher, and D. Koilpillai, *Modern Wireless Communications*. Pearson, 2011.

- [125] L. Reichardt, *Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug*. PhD thesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2013.
- [126] A. Goldsmith and P. Varaiya, “Capacity of fading channels with channel side information,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 43, pp. 1986–1992, February 1997.
- [127] J. Mo and R. W. Heath, “Capacity Analysis of One-Bit Quantized MIMO Systems With Transmitter Channel State Information,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, pp. 5498–5512, October 2015.
- [128] Z. Jiang, S. Chen, A. F. Molisch, R. Vannithamby, S. Zhou, and Z. Niu, “Exploiting Wireless Channel State Information Structures Beyond Linear Correlations: A Deep Learning Approach,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 57, pp. 28–34, March 2019.
- [129] T. Mahler, *Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation*. PhD thesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2018.
- [130] I. Barhumi, G. Leus, and M. Moonen, “Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, pp. 1615–1624, June 2003.
- [131] H. Yang, “A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-based air interface,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, pp. 53–60, January 2005.
- [132] M. Morelli, C.-C. J. Kuo, and M.-O. Pun, “Synchronization Techniques for Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA): A Tutorial Review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 1394–1427, July 2007.
- [133] M. Raghavendra and K. Giridhar, “Improving channel estimation in OFDM systems for sparse multipath channels,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, pp. 52–55, January 2005.
- [134] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S. Wilson, and P. Ola Borjesson, “OFDM channel estimation by singular value decomposition,” in *Proceedings of Vehicular Technology Conference - VTC*, vol. 2, pp. 923–927, IEEE, August 1996.

-
- [135] G. Stuber, J. Barry, S. McLaughlin, Ye Li, M. Ingram, and T. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, pp. 271–294, February 2004.
- [136] X. Huang and H.-C. Wu, "Robust and Efficient Inter-carrier Interference Mitigation for OFDM Systems in Time-Varying Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, pp. 2517–2528, September 2007.
- [137] H. Viswanathan and M. Weldon, "The Past, Present, and Future of Mobile Communications," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 19, pp. 8–21, August 2014.
- [138] IEEE, *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*. IEEE, March 2012.
- [139] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), *Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*, January 2017. V2.1.1 (2017-01).
- [140] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), *Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspects*, May 2011. V1.3.2 (2011-05).
- [141] A. F. Molisch, *Wireless communications*. Wiley - IEEE ; v.34, John Wiley & Sons, 2010.
- [142] T. Fügen, *Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten*. PhD thesis, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2009.
- [143] H. Tataria, E. L. Bengtsson, P. C. Karlsson, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Design and Implementation Aspects of a 28 GHz Channel Sounder for Dynamic Propagation Characterization," in *11th Technical Meeting, European Cooperation in Science and Technology (COST)*, September 2019.
- [144] R. S. Thomä, D. Hampicke, A. Richter, G. Sommerkorn, and U. Trautwein, "MIMO vector channel sounder measurement for smart antenna system evaluation," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 12, pp. 427–438, September 2001.
- [145] C. U. Bas, R. Wang, S. Sangodoyin, D. Psychoudakis, T. Henige, R. Monroe, J. Park, C. J. Zhang, and A. F. Molisch, "Real-Time

- Millimeter-Wave MIMO Channel Sounder for Dynamic Directional Measurements,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, pp. 8775–8789, September 2019.
- [146] G. R. MacCartney and T. S. Rappaport, “A Flexible Millimeter-Wave Channel Sounder With Absolute Timing,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, pp. 1402–1418, June 2017.
- [147] C. Gentile, P. B. Papazian, N. Golmie, K. A. Remley, P. Vouras, J. Senic, J. Wang, D. Caudill, C. Lai, R. Sun, and J. Chuang, “Millimeter-Wave Channel Measurement and Modeling: A NIST Perspective,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, pp. 30–37, December 2018.
- [148] S. Hur, Y. J. Cho, J. Lee, N. G. Kang, J. Park, and H. Benn, “Synchronous channel sounder using horn antenna and indoor measurements on 28 GHz,” *2014 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking, BlackSeaCom 2014*, pp. 83–87, July 2014.
- [149] S. Hur, Y. J. Cho, T. Kim, J. Park, A. F. Molisch, K. Haneda, and M. Peter, “Wideband spatial channel model in an urban cellular environments at 28 GHz,” *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2015*, pp. 1–5, 2015.
- [150] S. Hur, S. Baek, B. Kim, Y. Chang, A. F. Molisch, T. S. Rappaport, K. Haneda, and J. Park, “Proposal on Millimeter-Wave Channel Modeling for 5G Cellular System,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, pp. 454–469, April 2016.
- [151] S. Hur, H. Yu, J. Park, W. Roh, C. U. Bas, R. Wang, and A. F. Molisch, “Feasibility of mobility for millimeter-wave systems based on channel measurements,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, pp. 56–63, July 2018.
- [152] Z. Wen, H. Kong, Q. Wang, S. Li, X. Zhao, M. Wang, and S. Sun, “mmWave channel sounder based on COTS instruments for 5G and indoor channel measurement,” in *2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 1–7, IEEE, April 2016.
- [153] P. B. Papazian, K. A. Remley, C. Gentile, and N. Golmie, “Radio channel sounders for modeling mobile communications at 28 GHz,

- 60 GHz and 83 GHz,” in *Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)*, vol. 4, pp. 1–3, IEEE, May 2015.
- [154] O. H. Koymen, A. Partyka, S. Subramanian, and J. Li, “Indoor mm-Wave Channel Measurements: Comparative Study of 2.9 GHz and 29 GHz,” in *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1–6, IEEE, December 2015.
- [155] J. Ryu, A. Partyka, S. Subramanian, and A. Sampath, “Study of the Indoor Millimeter Wavelength Channel,” in *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1–6, IEEE, December 2015.
- [156] J. Lee, J. Liang, J.-J. Park, and M.-D. Kim, “Directional path loss characteristics of large indoor environments with 28 GHz measurements,” in *2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, vol. 2015-Decem, pp. 2204–2208, IEEE, August 2015.
- [157] H.-K. Kwon, M.-D. Kim, and Y.-j. Chong, “Implementation and performance evaluation of mmWave channel sounding system,” in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, vol. 2015-Octob, pp. 1011–1012, IEEE, July 2015.
- [158] R. Muller, R. Herrmann, D. A. Dupleich, C. Schneider, and R. S. Thoma, “Ultrawideband multichannel sounding for mm-wave,” in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, vol. 8, pp. 817–821, IEEE, April 2014.
- [159] T. Nakamura, A. Benjebbour, Y. Kishiyama, S. Suyama, and T. Imai, “5G Radio Access: Requirements, Concept and Experimental Trials,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E98.B, pp. 1397–1406, June 2015.
- [160] X. Yin, C. Ling, and M.-D. Kim, “Experimental Multipath-Cluster Characteristics of 28-GHz Propagation Channel,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 3138–3150, 2015.
- [161] M. Lei, J. Zhang, T. Lei, and D. Du, “28-GHz indoor channel measurements and analysis of propagation characteristics,” in *2014 IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC)*, vol. 2014-June, pp. 208–212, IEEE, September 2014.

- [162] X. Wu, Y. Zhang, C. X. Wang, G. Goussetis, E. H. M. Aggoune, and M. M. Alwakeel, "28 GHz indoor channel measurements and modelling in laboratory environment using directional antennas," *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2015*, pp. 1–5, August 2015.
- [163] C. Larsson, F. Harrysson, B.-E. Olsson, and J.-E. Berg, "An outdoor-to-indoor propagation scenario at 28 GHz," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, pp. 3301–3304, IEEE, April 2014.
- [164] J. Huang, R. Feng, J. Sun, C.-X. Wang, W. Zhang, and Y. Yang, "Multi-frequency millimeter wave massive MIMO channel measurements and analysis," in *2017 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1–6, IEEE, May 2017.
- [165] M. M. Lodro, N. Majeed, A. A. Khuwaja, A. H. Sodhro, and S. Greedy, "Statistical channel modelling of 5G mmWave MIMO wireless communication," in *2018 International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCOMET)*, vol. 2018-Janua, pp. 1–5, IEEE, March 2018.
- [166] J. Hejlselbaek, Y. Ji, W. Fan, and G. F. Pedersen, "Channel Sounding System for MM-Wave Bands and Characterization of Indoor Propagation at 28 GHz," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 24, pp. 204–216, September 2017.
- [167] T. Jiang, L. Tian, P. Tang, Z. Hu, and J. Zhang, "Basestation 3-dimensional spatial propagation characteristics in urban microcell at 28 GHz," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 3167–3171, IEEE, March 2017.
- [168] L. Zhou, L. Xiao, J. Li, Z. Yang, J. Lian, and S. Zhou, "Path Loss Model Based on Cluster at 28GHz in the Office and Corridor Environments," in *2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, vol. 0, pp. 1–5, IEEE, September 2016.
- [169] S. Dahal, M. Faulkner, H. King, and S. Ahmed, "27.1 GHz Millimetre Wave Propagation Measurements for 5G Urban Macro Areas," in *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp. 1–5, IEEE, June 2017.
- [170] P. Zhang, J. Li, H. Wang, and W. Hong, "Measurement-Based Propagation Characteristics at 28 GHz and 39 GHz in Suburban

- Environment,” in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, pp. 2121–2122, IEEE, July 2019.
- [171] J.-H. Lee, J.-S. Choi, and S.-C. Kim, “Cell Coverage Analysis of 28 GHz Millimeter Wave in Urban Microcell Environment Using 3-D Ray Tracing,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, pp. 1479–1487, March 2018.
- [172] R. Naderpour, J. Vehmas, S. Nguyen, J. Jarvelainen, and K. Haneda, “Spatio-temporal channel sounding in a street canyon at 15, 28 and 60 GHz,” in *2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1–6, IEEE, September 2016.
- [173] Y. Liu, L. Lin, and R. Zhang, “MIMO channel sounder and millimeter wave measurements in a conference room,” in *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, pp. 812–814, IEEE, October 2016.
- [174] R. J. Weiler, M. Peter, W. Keusgen, K. Sakaguchi, and F. Urdi, “Environment Induced Shadowing of Urban Millimeter-Wave Access Links,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, pp. 440–443, August 2016.
- [175] G. R. MacCartney, T. S. Rappaport, and S. Rangan, “Rapid Fading Due to Human Blockage in Pedestrian Crowds at 5G Millimeter-Wave Frequencies,” in *GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, vol. 2018-Janua, pp. 1–7, IEEE, December 2017.
- [176] A. Chopra, A. Thornburg, O. Kanhere, A. Termos, S. S. Ghassemzadeh, and T. S. Rappaport, “Real-time Millimeter Wave Omnidirectional Channel Sounder Using Phased Array Antennas,” *ArXiv*, pp. 1–7, September 2020.
- [177] T. Zwick, T. J. Beukema, and H. Nam, “Wideband channel sounder with measurements and model for the 60 GHz indoor radio channel,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, pp. 1266–1277, August 2005.
- [178] C.-X. Wang, J. Bian, J. Sun, W. Zhang, and M. Zhang, “A Survey of 5G Channel Measurements and Models,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, pp. 3142–3168, August 2018.

- [179] F. Sheikh, D. Lessy, M. Alissa, and T. Kaiser, “A Comparison Study of Non-specular Diffuse Scattering Models at Terahertz Frequencies,” in *2018 First International Workshop on Mobile Terahertz Systems (IWMTS)*, pp. 1–6, IEEE, July 2018.
- [180] A. F. Molisch, A. Karttunen, R. Wang, C. U. Bas, S. Hur, J. Park, and J. Zhang, “Millimeter-wave channels in urban environments,” *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2016*, vol. 2, pp. 1–5, June 2016.
- [181] K. Allen, N. DeMinco, J. Hoffman, Y. Lo, and P. Papazian, *Building Penetration Loss Measurements at 900 MHz, 11.4 GHz, and 28.8 GHz*. U.S. Department of Commerce, May 1994.
- [182] C. Anderson and T. Rappaport, “In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, pp. 922–928, May 2004.
- [183] H. Zhao, R. Mayzus, S. Sun, M. Samimi, J. K. Schulz, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, F. Gutierrez, and T. S. Rappaport, “28 GHz millimeter wave cellular communication measurements for reflection and penetration loss in and around buildings in New York city,” in *2013 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 5163–5167, IEEE, June 2013.
- [184] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, pp. 366–385, March 2014.
- [185] C. Umit Bas, R. Wang, S. Sangodoyin, T. Choi, S. Hur, K. Whang, J. Park, C. J. Zhang, and A. F. Molisch, “Outdoor to Indoor Propagation Channel Measurements at 28 GHz,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, pp. 1477–1489, March 2019.
- [186] J. Ko, K. Lee, Y.-J. Cho, S. Oh, S. Hur, N.-G. Kang, J. Park, D.-J. Park, and D.-H. Cho, “Feasibility study and spatial-temporal characteristics analysis for 28 GHz outdoor wireless channel modelling,” *IET Communications*, vol. 10, pp. 2352–2362, November 2016.
- [187] X. Zhao, Q. Wang, S. Li, S. Geng, M. Wang, S. Sun, and Z. Wen, “Attenuation by Human Bodies at 26- and 39.5-GHz Millimeter Wavebands,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1229–1232, November 2017.

- [188] U. T. Virk and K. Haneda, "Modeling Human Blockage at 5G Millimeter-Wave Frequencies," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, pp. 2256–2266, March 2020.
- [189] M. Marcus and B. Pattan, "Millimeter wave propagation: spectrum management implications," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 6, pp. 54–62, June 2005.
- [190] F. Khan and Z. Pi, "mmWave mobile broadband (MMB): Unleashing the 3-300GHz spectrum," in *34th IEEE Sarnoff Symposium*, pp. 1–6, IEEE, May 2011.
- [191] International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector (ITU-R), *Attenuation in vegetation*, sept 2016. Recommendation ITU-R P.833-9 (09/2016).
- [192] Z. Qingling and J. Li, "Rain Attenuation in Millimeter Wave Ranges," in *2006 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory*, pp. 1–4, IEEE, October 2006.
- [193] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, May 2013.
- [194] T. Rappaport, R. Heath, R. Daniels, and J. Murdock, *Millimeter Wave Wireless Communications*. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, Prentice Hall, 2015.
- [195] K. Blackard, M. Feuerstein, T. Rappaport, S. Seidel, and H. Xia, "Path loss and delay spread models as functions of antenna height for microcellular system design," in *[1992 Proceedings] Vehicular Technology Society 42nd VTS Conference - Frontiers of Technology*, pp. 333–337, IEEE, August 1992.
- [196] W. U. Bajwa, J. Haupt, A. M. Sayeed, and R. Nowak, "Compressed channel sensing: A new approach to estimating sparse multipath channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, pp. 1058–1076, June 2010.
- [197] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.

- [198] P. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 11, pp. 360–393, December 1963.
- [199] K. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*. Vieweg+Teubner Verlag, 2011.
- [200] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, pp. 90–100, July 1997.
- [201] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyösti, D. Laurenson, G. Matz, A. Molisch, C. Oestges, and H. Özcelik, "Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, p. 019070, December 2007.
- [202] W. Weichselberger, "Spatial Structure of Multiple Antenna Radio Channels: A signal processing viewpoint," *PhD Thesis*, p. 213, 2003.
- [203] 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*, vol. 5, pp. 90–99, January 2006.
- [204] T. Kurner, D. Cichon, and W. Wiesbeck, "Concepts and results for 3D digital terrain-based wave propagation models: an overview," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, pp. 1002–1012, September 1993.
- [205] X. Zhao, F. Du, S. Geng, Z. Fu, Z. Wang, Y. Zhang, Z. Zhou, L. Zhang, and L. Yang, "Playback of 5G and Beyond Measured MIMO Channels by an ANN-Based Modeling and Simulation Framework," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, pp. 1945–1954, September 2020.
- [206] A. F. Molisch, F. Tufvesson, J. Karedal, and C. F. Mecklenbräuker, "A survey on vehicle-to-vehicle propagation channels," *IEEE Wireless Communications*, vol. 16, pp. 12–22, December 2009.
- [207] J. Karedal, F. Tufvesson, N. Czink, A. Paier, C. Dumard, T. Zemen, C. F. Mecklenbrauker, and A. F. Molisch, "A geometry-

- based stochastic MIMO model for vehicle-to-vehicle communications,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, pp. 3646–3657, July 2009.
- [208] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), *Technical Report 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901 version 14.3.0 Release 14)*, January 2018. V14.3.0 (2018-01).
- [209] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), *Technical Specification Group Radio Access Network; Study on 3D channel model for LTE (Release 12)*, December 2014. V12.7.0 (2017-12).
- [210] International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector (ITU-R), *Guidelines for evaluation of radio interference technologies for IMT-Advanced*, December 2009. Report ITU-R M.2135-1 (12/2009).
- [211] U. Karabulut, A. Awada, I. Viering, M. Simsek, and G. P. Fettweis, “Spatial and Temporal Channel Characteristics of 5G 3D Channel Model with Beamforming for User Mobility Investigations,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, pp. 38–45, December 2018.
- [212] Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, *QuaDRiGa - Quasi Deterministic Radio Channel Generator, User Manual and Documentation*, June 2019. Tech. Rep.).
- [213] S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Borner, and L. Thiele, “QuaDRiGa: A 3-D Multi-Cell Channel Model With Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 3242–3256, June 2014.
- [214] A. Saleh and R. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, pp. 128–137, February 1987.
- [215] Q. Spencer, B. Jeffs, M. Jensen, and A. Swindlehurst, “Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, pp. 347–360, March 2000.
- [216] T. Zwick, C. Fischer, and W. Wiesbeck, “A stochastic multipath channel model including path directions for indoor envi-

- ronments,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, pp. 1178–1192, November 2002.
- [217] Z. Huang, X. Zhang, and X. Cheng, “Non-geometrical stochastic model for non-stationary wideband vehicular communication channels,” *IET Communications*, vol. 14, pp. 54–62, January 2020.
- [218] O. E. Ayach, R. W. Heath, S. Abu-Surra, S. Rajagopal, and Z. Pi, “The capacity optimality of beam steering in large millimeter wave MIMO systems,” *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC*, pp. 100–104, September 2012.
- [219] C. Kim, T. Kim, and J. Y. Seol, “Multi-beam transmission diversity with hybrid beamforming for MIMO-OFDM systems,” in *2013 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps 2013*, pp. 61–65, IEEE, December 2013.
- [220] Y.-Y. Lee, C.-H. Wang, and Y.-H. Huang, “A Hybrid RF/Baseband Precoding Processor Based on Parallel-Index-Selection Matrix-Inversion-Bypass Simultaneous Orthogonal Matching Pursuit for Millimeter Wave MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, pp. 305–317, January 2015.
- [221] Y. Huang, J. Zhang, and M. Xiao, “Constant Envelope Hybrid Precoding for Directional Millimeter-Wave Communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 36, pp. 845–859, April 2018.
- [222] V. N. Ha, D. H. Nguyen, and J. F. Frigon, “Subchannel allocation and hybrid precoding in millimeter-wave OFDMA systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, pp. 5900–5914, July 2018.
- [223] S. He, J. Wang, W. Huang, Y. Huang, M. Xiao, and Y. Zhang, “Energy-Efficient Transceiver Design for Cache-Enabled Millimeter-Wave Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, pp. 3876–3889, June 2020.
- [224] 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 *European Microwave Week 2017: A Prime Year for a Prime Event, EuMW 2017 - Confere-*

- rence *Proceedings; 47th European Microwave Conference, EuMC 2017*, pp. 1349–1352, IEEE, October 2017.
- [225] T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney, A. F. Molisch, E. Mellios, and J. Zhang, “Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks-With a Focus on Propagation Models,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, pp. 6213–6230, August 2017.
- [226] T. S. Rappaport, F. Gutierrez, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, Y. Qiao, and J. I. Tamir, “Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor Urban cellular communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1850–1859, December 2013.
- [227] G. R. Maccartney, M. K. Samimi, and T. S. Rappaport, “Omni-directional path loss models in New York City at 28 GHz and 73 GHz,” in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*, vol. 2014-June, pp. 227–231, IEEE, September 2014.
- [228] C. U. Bas, R. Wang, D. Psychoudakis, T. Henige, R. Monroe, J. Park, J. Zhang, and A. F. Molisch, “A real-time millimeter-wave phased array MIMO channel sounder,” *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2017-Septe, pp. 1–6, September 2018.
- [229] Lang Tong, B. Sadler, and Min Dong, “Pilot-assisted wireless transmissions - General model, design criteria, and signal processing,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, pp. 12–25, November 2004.
- [230] R. Heath and A. Lozano, *Foundations of MIMO Communication*. Cambridge University Press, 2018.
- [231] 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, no. 1, pp. 1–16, 2017.
- [232] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, and G. Ye Li, “OFDM and Its Wireless Applications: A Survey,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, pp. 1673–1694, May 2009.

- [233] N. Kern, “Entwicklung eines MIMO-Kanalmesssystems bei 28 GHz,” masterarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Kaiserstr. 12, D-76131 Karlsruhe, January 2019. Betreuer: M.Sc. Joerg Eisenbeis.
- [234] J. C. Chen, “Hybrid Beamforming with Discrete Phase Shifters for Millimeter-Wave Massive MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, pp. 7604–7608, August 2017.
- [235] M. R. Castellanos, V. Raghavan, J. H. Ryu, O. H. Koymen, J. Li, D. J. Love, and B. Peleato, “Channel-Reconstruction-Based Hybrid Precoding for Millimeter-Wave Multi-User MIMO Systems,” *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 12, pp. 383–398, May 2018.
- [236] H. Li, M. Li, and Q. Liu, “Hybrid beamforming with dynamic sub-arrays and low-resolution PSs for mmWave MU-MISO systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, pp. 602–614, November 2019.
- [237] C. Feng, W. Shen, X. Gao, J. An, and L. Hanzo, “Dynamic Hybrid Precoding Relying on Twin-Resolution Phase Shifters in Millimeter-Wave Communication Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1276, pp. 1–1, October 2020.
- [238] X. Gao, L. Dai, S. Han, I. Chih-Lin, and R. W. Heath, “Energy-Efficient Hybrid Analog and Digital Precoding for MmWave MIMO Systems with Large Antenna Arrays,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, pp. 998–1009, April 2016.
- [239] J. Du, W. Xu, H. Shen, X. Dong, and C. Zhao, “Hybrid precoding architecture for massive multiuser MIMO with dissipation: Sub-connected or fully connected structures?,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, pp. 5465–5479, June 2018.
- [240] A. Garcia-Rodriguez, V. Venkateswaran, P. Rulikowski, and C. Masouros, “Hybrid Analog-Digital Precoding Revisited Under Realistic RF Modeling,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, pp. 528–531, October 2016.
- [241] B. Gaede, M. A. Sedaghat, and R. R. Mueller, “Hybrid Analogue Digital Outphasing Beamforming Architecture with Amplitude

- and Phase Control,” in *WSA 2018; 22nd International ITG Workshop on Smart Antennas*, pp. 1–8, June 2018.
- [242] O. E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi, and R. W. Heath, “Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, pp. 1499–1513, March 2014.
- [243] S. Mondal, R. Singh, A. I. Hussein, and J. Paramesh, “A 25–30 GHz Fully-Connected Hybrid Beamforming Receiver for MIMO Communication,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, pp. 1275–1287, May 2018.
- [244] M. Li, Z. Wang, H. Li, Q. Liu, and L. Zhou, “A hardware-efficient hybrid beamforming solution for mmWave MIMO systems,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 26, pp. 137–143, January 2019.
- [245] J. Zhang, X. Yu, and K. B. Letaief, “Hybrid Beamforming for 5G and Beyond Millimeter-Wave Systems: A Holistic View,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. PP, p. 1, December 2019.
- [246] X. Song, T. Kühne, and G. Caire, “Fully-/Partially-Connected Hybrid Beamforming Architectures for mmWave MU-MIMO,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, no. 3, pp. 1754–1769, 2020.
- [247] Z. Lu, Y. Zhang, and J. Zhang, “Quantized hybrid precoding design for millimeter-wave large-scale MIMO systems,” *China Communications*, vol. 16, pp. 130–138, April 2019.
- [248] X. Huang, Y. J. Guo, and J. D. Bunton, “A hybrid adaptive antenna array,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, pp. 1770–1779, May 2010.
- [249] S. Park, A. Alkhateeb, and R. W. Heath, “Dynamic Subarrays for Hybrid Precoding in Wideband mmWave MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, pp. 2907–2920, May 2017.
- [250] C. Hu, Y. Liu, L. Liao, and R. Zhang, “Hybrid beamforming for multi-user MIMO with partially-connected RF architecture,” *IET Communications*, vol. 13, pp. 1356–1363, June 2019.

- [251] X. Song, T. Kuhne, and G. Caire, “Fully-/Partially-Connected Hybrid Beamforming Architectures for mmWave MU-MIMO,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, pp. 1754–1769, March 2020.
- [252] Y. Zhang, J. Du, Y. Chen, X. Li, K. Rabie, and R. Kharel, “Dual-iterative Hybrid Beamforming Design for Millimeter-wave Massive Multi-user MIMO Systems with Sub-connected Structure,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, pp. 13482–13496, November 2020.
- [253] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2015.
- [254] P. R. López, “Untersuchung und Realisierung von überlappenden hybriden Beamforming Architekturen für Mobilfunkbasisstationen,” bachelorarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Kaiserstr. 12, D-76131 Karlsruhe, April 2018. Betreuer: M.Sc. Joerg Eisenbeis.
- [255] H. Mohammadnezhad, R. Abedi, and P. Heydari, “A Millimeter-Wave Partially Overlapped Beamforming-MIMO Receiver: Theory, Design, and Implementation,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, pp. 1924–1936, May 2019.
- [256] N. Song, T. Yang, and H. Sun, “Overlapped Subarray Based Hybrid Beamforming for Millimeter Wave Multiuser Massive MIMO,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 24, pp. 550–554, May 2017.
- [257] X.-T. Yuan and T. Zhang, “Truncated Power Method for Sparse Eigenvalue Problems,” *Journal of Machine Learning Research*, vol. 14, pp. 899–925, December 2011.
- [258] S. He, C. Qi, Y. Wu, and Y. Huang, “Energy-Efficient Transceiver Design for Hybrid Sub-Array Architecture MIMO Systems,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 9895–9905, 2016.
- [259] C. G. Tsinos, S. Maleki, S. Chatzinotas, and B. Ottersten, “On the Energy-Efficiency of Hybrid Analog-Digital Transceivers for Single- and Multi-Carrier Large Antenna Array Systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, pp. 1980–1995, June 2017.

- [260] K. Ardah, G. Fodor, Y. C. B. Silva, W. C. Freitas, and A. L. F. de Almeida, "Hybrid Analog-Digital Beamforming Design for SE and EE Maximization in Massive MIMO Networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, pp. 377–389, January 2020.
- [261] TRU Components, Distributed by Conrad Electronics SE, "Datenblatt: Specification of Thermoelectric Module - TEC1-12706." Item no. 189115. Accessed December 2, 2020.
- [262] XILENCE GmbH, "Xilence Performance C Serie - AMD CPU Kühler A200." Herst.Nr.: A200, Artikelnr.: XC033. Accessed December 2, 2020.
- [263] Analog Devices, "Datenblatt: HMC807LP6CE - Fractional-N PLL with integrated VCO, 12.4 - 13.4 GHz." v03.0411. Accessed December 1, 2020.
- [264] Analog Devices, "Datenblatt: ADL8150ACHIP - GaAs, HBT, MMIC, Low Phase Noise Amplifier, 6 GHz to 14 GHz." Rev.0. Accessed December 1, 2020.
- [265] Ettus Research - A National Instruments Company, "Datenblatt: USRP™ X300 and X310 X Series." Accessed December 1, 2020.
- [266] Analog Devices, "Datenblatt: HMC264LC3B - GaAs MMIC subharmonic SMT mixer, 21 - 31 GHz." v04.0414. Accessed December 2, 2020.
- [267] Analog Devices, "Datenblatt: HMC751LC4 - SMT pHEMT low noise amplifier, 17 - 27 GHz." v01.0514. Accessed December 2, 2020.
- [268] Analog Devices, "Datenblatt: HMC863ALC4 - GaAs pHEMT MMIC 1/2 Watt power amplifier, 24 - 29.5 GHz." v02.0118. Accessed December 2, 2020.
- [269] Qorvo, "Datenblatt: TGP2100 - 30 GHz 5-Bit Digital Phase Shifter." Rev A - 04/30/2019. Accessed December 2, 2020.
- [270] M. Biguesh and A. Gershman, "Training-based MIMO channel estimation: a study of estimator tradeoffs and optimal training signals," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, pp. 884–893, March 2006.

- [271] B. Hassibi and B. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 951–963, April 2003.
- [272] Lang Tong and S. Perreau, "Multichannel blind identification: from subspace to maximum likelihood methods," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, pp. 1951–1968, October 1998.
- [273] J. Palacios, D. De Donno, and J. Widmer, "Tracking mm-Wave channel dynamics: Fast beam training strategies under mobility," in *Proceedings - IEEE INFOCOM*, pp. 1–9, IEEE, May 2017.
- [274] D. Zhu, J. Choi, Q. Cheng, W. Xiao, and R. Heath, "High-resolution angle tracking for mobile wideband millimeter-wave systems with antenna array calibration," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 11, pp. 7173–7189, 2018.
- [275] Z. Gong, F. Jiang, and C. Li, "Angle Domain Channel Tracking with Large Antenna Array for High Mobility V2I Millimeter Wave Communications," *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 13, pp. 1077–1089, August 2019.
- [276] Y. Inoue, Y. Kishiyama, S. Suyama, Y. Okumura, J. Kepler, and M. Cudak, "Field experiments on 5g mmw radio access with beam tracking in small cell environments," *2015 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps 2015 - Proceedings*, pp. 1–6, 2015.
- [277] T. Obara, Y. Inoue, Y. Aoki, S. Suyama, J. Lee, and Y. Okumura, "Experiment of 28 GHz Band 5G super wideband transmission using beamforming and beam tracking in high mobility environment," in *2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1–5, IEEE, September 2016.
- [278] K. Xu, Z. Shen, M. Zhang, D. Zhang, W. Xie, and N. Sha, "Channel tracking and hybrid energy beamforming for WPT Enabled IoT system with mobile mMIMO BS," *Proceedings of the 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2019*, pp. 2171–2176, September 2019.
- [279] S. H. Wu and G. Y. Lu, "Compressive-sensing based beam and channel tracking with reconfigurable hybrid beamforming in mm-wave MIMO OFDM systems," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2019-Sept, pp. 1–7, November 2019.

-
- [280] E. Vlachos, G. C. Alexandropoulos, and J. Thompson, “Wideband MIMO Channel Estimation for Hybrid Beamforming Millimeter Wave Systems via Random Spatial Sampling,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 13, pp. 1136–1150, September 2019.
- [281] Z. Xiao, T. He, P. Xia, and X. G. Xia, “Hierarchical Codebook Design for Beamforming Training in Millimeter-Wave Communication,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, pp. 3380–3392, May 2016.
- [282] Y. Wang, A. Klautau, M. Ribero, M. Narasimha, and R. W. Heath, “MmWave Vehicular Beam Training with Situational Awareness by Machine Learning,” *2018 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps 2018 - Proceedings*, vol. PP, p. 1, February 2019.
- [283] J. Kim and A. F. Molisch, “Fast millimeter-wave beam training with receive beamforming,” *Journal of Communications and Networks*, vol. 16, pp. 512–522, October 2014.
- [284] J. Wang, Z. Lan, C. W. Pyo, T. Baykas, C. S. Sum, M. A. Rahman, J. Gao, R. Funada, F. Kojima, H. Harada, and S. Kato, “Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 27, pp. 1390–1399, October 2009.
- [285] J. Wang, Z. Lan, C.-S. Sum, C.-W. Pyo, J. Gao, T. Baykas, A. Rahman, R. Funada, F. Kojima, I. Lakkis, H. Harada, and S. Kato, “Beamforming Codebook Design and Performance Evaluation for 60GHz Wideband WPANs,” in *2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall*, pp. 1–6, IEEE, September 2009.
- [286] Li Chen, Ying Yang, Xiaohui Chen, and Weidong Wang, “Multi-stage beamforming codebook for 60GHz WPAN,” in *2011 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM)*, pp. 361–365, IEEE, August 2011.
- [287] S. Hur, T. Kim, D. J. Love, J. V. Krogmeier, T. A. Thomas, and A. Ghosh, “Millimeter wave beamforming for wireless backhaul and access in small cell networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, pp. 4391–4403, October 2013.

- [288] A. Alkhateeb, O. El Ayach, G. Leus, and R. W. Heath, "Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems," *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, pp. 831–846, October 2014.
- [289] M. S. Rahman and K. Josiam, "Low complexity RF beam search algorithms for millimeter-wave systems," in *2014 IEEE Global Communications Conference*, pp. 3815–3820, IEEE, December 2014.
- [290] T. He and Z. Xiao, "Suboptimal Beam Search Algorithm and Codebook Design for Millimeter-Wave Communications," *Mobile Networks and Applications*, vol. 20, pp. 86–97, February 2015.
- [291] S. Noh, M. D. Zoltowski, and D. J. Love, "Multi-Resolution Codebook and Adaptive Beamforming Sequence Design for Millimeter Wave Beam Alignment," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, pp. 5689–5701, September 2017.
- [292] M. Kokshoorn, P. Wang, Y. Li, and B. Vucetic, "Fast channel estimation for millimetre wave wireless systems using overlapped beam patterns," in *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, vol. 2015-Septe, pp. 1304–1309, IEEE, June 2015.
- [293] M. Kokshoorn, H. Chen, P. Wang, Y. Li, and B. Vucetic, "Millimeter Wave MIMO Channel Estimation Using Overlapped Beam Patterns and Rate Adaptation," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 65, pp. 601–616, February 2017.
- [294] C. Lin, G. Y. Li, and L. Wang, "Subarray-Based Coordinated Beamforming Training for mmWave and Sub-THz Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, pp. 2115–2126, September 2017.
- [295] Y. Zhu, Q. Zhang, and T. Yang, "Low-Complexity Hybrid Precoding with Dynamic Beam Assignment in mmWave OFDM Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, pp. 3685–3689, April 2018.
- [296] T. Nitsche, C. Cordeiro, A. Flores, E. Knightly, E. Perahia, and J. Widmer, "IEEE 802.11ad: directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi [Invited Paper]," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 132–141, December 2014.

-
- [297] Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), *IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Specific requirements– Part 15.3: Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension*, 2009. IEEE Std 802.15.3c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2003).
- [298] T. Baykas, C.-S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. Rahman, H. Harada, and S. Kato, “IEEE 802.15.3c: the first IEEE wireless standard for data rates over 1 Gb/s,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, pp. 114–121, July 2011.
- [299] Y. Xiu, W. Wang, and Z. Zhang, “A message passing approach to acquire mm-wave channel state information based on out-of-band data,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 45665–45680, 2018.
- [300] V. Va, T. Shimizu, G. Bansal, and R. W. Heath, “Online Learning for Position-Aided Millimeter Wave Beam Training,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 30507–30526, March 2019.
- [301] F. Maschietti, D. Gesbert, P. de Kerret, and H. Wymeersch, “Robust Location-Aided Beam Alignment in Millimeter Wave Massive MIMO,” in *GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, vol. 2018-Janua, pp. 1–6, IEEE, December 2017.
- [302] H. Huang, J. Yang, H. Huang, Y. Song, and G. Gui, “Deep learning for super-resolution channel estimation and doa estimation based massive MIMO system,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, pp. 8549–8560, June 2018.
- [303] E. Balevi, A. Doshi, and J. G. Andrews, “Massive MIMO Channel Estimation With an Untrained Deep Neural Network,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, pp. 2079–2090, March 2020.
- [304] J. Lee, G. T. Gil, and Y. H. Lee, “Exploiting spatial sparsity for estimating channels of hybrid MIMO systems in millimeter wave communications,” *2014 IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM 2014*, pp. 3326–3331, February 2014.
- [305] X. Rao, V. K. N. Lau, and X. Kong, “Distributed Compressive CSIT Estimation and Feedback for FDD Multi-User Massive MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 62, pp. 3261–3271, June 2014.

- [306] A. Alkhateeb, G. Leusz, and R. W. Heath, “Compressed sensing based multi-user millimeter wave systems: How many measurements are needed?,” in *ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings*, vol. 2015-Augus, pp. 2909–2913, IEEE, April 2015.
- [307] Z. Marzi, D. Ramasamy, and U. Madhow, “Compressive Channel Estimation and Tracking for Large Arrays in mm-Wave Picocells,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, pp. 514–527, April 2016.
- [308] J. Rodriguez-Fernandez, N. Gonzalez-Prelcic, K. Venugopal, and R. W. Heath, “Frequency-Domain Compressive Channel Estimation for Frequency-Selective Hybrid Millimeter Wave MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, pp. 2946–2960, March 2018.
- [309] X. Song, S. Haghighatshoar, and G. Caire, “A Robust Time-Domain Beam Alignment Scheme for Multi-User Wideband mm-Wave Systems,” *arXiv*, November 2017.
- [310] X. Song, S. Haghighatshoar, and G. Caire, “Efficient beam alignment for millimeter wave single-carrier systems with hybrid MIMO transceivers,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 3, pp. 1518–1533, 2019.
- [311] X. Song, S. Haghighatshoar, and G. Caire, “A Scalable and Statistically Robust Beam Alignment Technique for Millimeter-Wave Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, pp. 4792–4805, July 2018.
- [312] S. Park and R. W. Heath, “Spatial Channel Covariance Estimation for the Hybrid MIMO Architecture: A Compressive Sensing-Based Approach,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, pp. 8047–8062, December 2018.
- [313] Q. Qin, L. Gui, P. Cheng, and B. Gong, “Time-varying channel estimation for millimeter wave multiuser MIMO systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 10, pp. 9435–9448, 2018.
- [314] N. J. Myers, A. Mezghani, and R. W. Heath, “FALP: Fast beam alignment in mmWave systems with low-resolution phase shifters,” *IEEE Transactions on Communications*, pp. 1–1, February 2019.

- [315] J. Sung and B. L. Evans, “Compressed-Sensing based Beam Detection in 5G NR Initial Access,” *arXiv*, May 2020.
- [316] K. Ardah, B. Sokal, A. L. F. de Almeida, and M. Haardt, “Compressed Sensing Based Channel Estimation and Open-loop Training Design for Hybrid Analog-digital Massive MIMO Systems,” in *ICASSP 2020 - 2020 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 4597–4601, IEEE, May 2020.
- [317] J. Blumenstein, R. Maršálek, Z. Fedra, A. Prokeš, and C. Mecklenbräuker, “Channel estimation method for OFDM in low SNR based on two-dimensional spreading,” *Wireless Personal Communications*, vol. 78, no. 1, pp. 715–728, 2014.
- [318] Anokiwave, “Preliminary Data Sheet - Ka-Band Silicon 5G Quad Core IC - AWMF-0108,” October 2017. AWMF-0108-DS Rev. V9P, <https://www.anokiwave.com/products/awmf-0108/index.html>.
- [319] M. Jokinen, O. Kursu, N. Tervo, J. Saloranta, M. E. Leinonen, and A. Parssinen, “Over-the-Air Phase Measurement and Calibration Method for 5G mmW Phased Array Radio Transceiver,” in *2019 93rd ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, pp. 1–4, IEEE, June 2019.
- [320] Y. Qi, G. Yang, L. Liu, J. Fan, A. Orlandi, H. Kong, W. Yu, and Z. Yang, “5G Over-the-Air Measurement Challenges: Overview,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, pp. 1661–1670, December 2017.
- [321] X. Wang, C. Yu, Y. Li, W. Hong, and A. Zhu, “Real-Time Single Channel Over-the-Air Data Acquisition for Digital Predistortion of 5G Massive MIMO Wireless Transmitters,” in *2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, pp. 1–3, IEEE, May 2019.
- [322] RFspin, “Antenna Specifications: Quad Ridged Horn Antenna – Model QRH40,” December 2019. Accessed June 22, 2020.
- [323] J. Pfaff, “Implementierungsaspekte von Kanalschätzungsalgorithmen für subarray-basierte hybride Beamformingsysteme,” masterarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE),

- Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Kaiserstr. 12, D-76131 Karlsruhe, June 2020. Betreuer: M.Sc. Joerg Eisenbeis.
- [324] M. Tingulstad, “MIMO Channel Sounding and Real-time Communication at 28 GHz,” masterarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Kaiserstr. 12, D-76131 Karlsruhe, July 2019. Betreuer: M.Sc. Joerg Eisenbeis.
- [325] PlanetCalc, Anton, “Course angle and the distance between the two points on loxodrome (rhumb line).” Version: 3.0.3919.0. Accessed December 2, 2020.
- [326] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), *5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 16.2.0 Release 16*, July 2020. V16.2.0 (2020-07), Reference: RTS/TSGR-0138211v20.

Eigene Veröffentlichungen

Journalartikel

- [EKT⁺21] J. Eisenbeis, N. Kern, M. Tingulstad, L. Giroto de Oliveira, and T. Zwick. Sparse Array Channel Estimation for Subarray-based Hybrid Beamforming Systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 10(2):231–235, Februar 2021.
- [ETK⁺20] J. Eisenbeis, M. Tingulstad, N. Kern, Z. Kollár, J. Kowalewski, P. Ramos López, and T. Zwick. MIMO Communication Measurements in Small Cell Scenarios at 28 GHz. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pages:1–14, Dezember 2020. Early Access.
- [EPK⁺20] J. Eisenbeis, Jonas Pfaff, Christian Karg, Jerzy Kowalewski, Yueheng Li, Mario Pauli, and Thomas Zwick. Beam Pattern Optimization Method for Subarray-Based Hybrid Beamforming Systems. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2020:1–7, Dezember 2020.
- [ELK⁺20] J. Eisenbeis, Y. Li, J. Kowalewski, M. Kretschmann, and T. Zwick. Analog 28 GHz LoS MIMO Relay System Using a 90° Hybrid Coupler. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 19(4):571–575, April 2020.
- [EMRZ18] J. Eisenbeis, T. Mahler, P. Ramos López, and T. Zwick. Channel Estimation Method for Subarray Based Hybrid Beamforming Systems Employing Sparse Arrays. *Progress In Electromagnetics Research C*, 87:25–38, August 2018.
- [LBE⁺21] Y. Li, S. Bettinga, J. Eisenbeis, J. Kowalewski, X. Wan, X. Long, A. Jauch, T. Cui, and T. Zwick. Beamsteering for 5G Mobile Communication Using Programmable Metasurface. *IEEE Wireless Communications Letters*, 1225(c):1–5, April 2021. Early Access.

- [LEW⁺21] Y. Li, J. Eisenbeis, X. Wan, S. Bettinga, X. Long, M. Alabd, J. Kowalewski, T. Cui, and T. Zwick. A Programmable Metasurface Based TDMA Fast Beam Switching Communication System at 28 GHz. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 1–5, 2021. Early Access.
- [WXZ⁺21] X. Wan, Q. Xiao, Y. Zhang, Y. Li, J. Eisenbeis, J. Wang, Z. Huang, H. Liu, T. Zwick, and T. Cui. Reconfigurable Sum and Difference Beams Based on A Binary Programmable Metasurface. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 20(3):381–385, März 2021.
- [KEJ⁺20] J. Kowalewski, J. Eisenbeis, A. Jauch, J. Mayer, M. Kretschmann, and T. Zwick. A mmW Broadband Dual-Polarized Dielectric Resonator Antenna Based on Hybrid Modes. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 19(7):1068–1072, Mai 2020.
- [KET⁺19] J. Kowalewski, J. Eisenbeis, M. Tingulstad, Z. Kollár, and T. Zwick. Design Method for Capacity Enhancement of Pattern-Reconfigurable MIMO Vehicular Antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18(12):2557–2561, Dezember 2019.
- [MGE⁺17] S. Malz, B. Goettel, J. Eisenbeis, F. Boes, J. Grzyb, P. Rodriguez Vazquez, T. Zwick, and U. Pfeiffer. Real100G.RF: A Fully Packaged 240 GHz Transmitter with In-Antenna Power Combining in 0.13 μm SiGe Technology. *Frequenz*, 71(9-10):415–425, September 2017.

Konferenzbeiträge

- [ETK⁺21] J. Eisenbeis, M. Tingulstad, N. Kern, Z. Kollár, J. Kowalewski, P. Ramos López, and T. Zwick. Hybrid Beamforming Analysis Based on MIMO Channel Measurements at 28 GHz. In *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, Seiten 638–641. IEEE, Januar 2021.
- [ELRL⁺19] J. Eisenbeis, Y. Li, P. Ramos López, J. Fischer, and T. Zwick. Comparison of Hybrid Beamforming Systems

- Using Phase Shifters and Switches. In *2019 12th German Microwave Conference (GeMiC)*, Seiten 40–43. IEEE, März 2019.
- [ERM⁺18] J. Eisenbeis, P. Ramos López, T. Mahler, C. von Vangerow, and T. Zwick. Low Complexity Antenna Array Concept Using Overlapped Subarray Based Hybrid Beamforming. In *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Volume 2018-Novem, Seiten 669–671. IEEE, November 2018.
- [ERLMZ18] J. Eisenbeis, P. Ramos López, T. Mahler, and T. Zwick. Analysis of Spatial Overlap Constellations in Hybrid Beamforming Communication Systems. In *2018 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, Seiten 909–912. IEEE, September 2018.
- [EKM⁺18] J. Eisenbeis, M. Krause, T. Mahler, S. Scherr, and T. Zwick. Path based MIMO channel model for hybrid beamforming architecture analysis. In *2018 11th German Microwave Conference (GeMiC)*, Volume 2018-Januar, Seiten 311–314. IEEE, März 2018.
- [EBG⁺17] J. Eisenbeis, F. Boes, B. Goettel, S. Malz, U. Pfeiffer, and T. Zwick. 30 Gbps wireless data transmission with fully integrated 240 GHz silicon based transmitter. In *2017 IEEE 17th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, Seiten 33–36. IEEE, Januar 2017.
- [EBL⁺15] J. Eisenbeis, F. Boes, U. Lewark, A. Bhutani, C. von Vangerow, and T. Zwick. Systemsimulationen von Breitbandkommunikationssystemen im E-Band. In *Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress 2015, Rostock, 22. bis 24. September 2015*, Deutsche Gesellschaft für Luft- und Raumfahrt, 2015.
- [LEK⁺21] Y. Li, J. Eisenbeis, J. Kowalewski, X. Wan, X. Long, M. Jozwicka, L. Giroto de Oliveira, T. Cui, and T. Zwick. Ka-Band Programmable Metasurface Demonstrations in Wireless Communication Scenarios. Akzeptiertes Manu-

skript für *15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Seiten 1–4, 2021.

- [LEM⁺20] Y. Li, J. Eisenbeis, R. Michev, M. Alabd, and T. Zwick. Measurement-based Misalignment Analysis of Dual-polarized 2×2 LoS MIMO System at 28 GHz. In *2020 German Microwave Conference (GeMiC)*, Seiten 152–155, April 2020.
- [KJE⁺20] J. Kowalewski, A. Jauch, J. Eisenbeis, S. Marahrens, K. Schneider, and T. Zwick. Dual-Polarized Dielectric Resonator Antenna Array for 5G Mobile Radio Base Stations. In *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, number Ccl, Seiten 1–4. IEEE, März 2020.
- [SME⁺20] K. Schneider, S. Marahrens, J. Eisenbeis, J. Kowalewski, and T. Zwick. Broadband Dual-Polarized Stacked Microstrip Antenna with Pin- and Edge-Fed for 5G Applications in Ka-Band. In *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Seiten 1–5. IEEE, März 2020.
- [KTH⁺19] I. Kallfass, A. Tessmann, R. Henneberger, R. Sommer, P. Harati, S. Dilek, B. Schoch, J. Eisenbeis, S. Marahrens, and S. Palm. High System Gain E-Band Link in a Wideband Aircraft-to-Ground Data Transmission. In *2019 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS)*, Seiten 1–5. IEEE, November 2019.
- [KEZ19] J. Kowalewski, J. Eisenbeis, and Thomas Zwick. A Method for Determination of Reconfigurable Multiantenna Systems' Performance. In *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Seiten 1–4, Juni 2019.
- [VEZ18] C. von Vangerow, J. Eisenbeis, and T. Zwick. Analytical Small-Signal Description of Unilateral Distributed Amplifiers with Uniform Lines and Arbitrary Terminations. In *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nummer 3, Seiten 345–347. IEEE, November 2018.

- [MKV⁺17] J. Mayer, J. Kowalewski, M. Vieweger, J. Eisenbeis, T. Mahler, and T. Zwick. Reflectarray with split ring resonators at 83.5 GHz. In *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Volume 2017-Janua, Seiten 1277–1280. IEEE, Oktober 2017.
- [MFE⁺17] D. Muller, M. Fink, J. Eisenbeis, H. Massler, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. A 200–300 GHz 1:2 Active power divider MMIC. In *2017 42nd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, Seiten 1–2. IEEE, August 2017.
- [MME⁺17] T. Mahler, D. Muller, 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)*, Nummer 6, Seiten 100–103. IEEE, Mai 2017.
- [HRD⁺17] P. Harati, E. Rosello, I. Dan, E. Bammidi, J. Eisenbeis, A. Tessmann, D. Schwantuschke, R. Henneberger, and I. Kallfass. E-band downlink wireless data transmission for future satellite communication. In *2017 Topical Workshop on Internet of Space (TWIOS)*, Seiten 1–4. IEEE, Januar 2017.

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

(ISSN 0942-2935)

Die Bände 1 (1992) bis 55 (2008) der Schriftenreihe können über das Institut Hochfrequenztechnik und Elektronik bestellt werden (<https://www.ihe.kit.edu>).

Fortführung als:

Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

(ISSN 1868-4696)

- Band 55 Sandra Knörzer
Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
Strategies for Time Domain Characterization of UWB Components and Systems
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Übertragung
ISBN 978-3-86644-460-7

- Band 59 Juan Pontes
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas
for Urban Communication**
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige
Systeme hoher Leistung**
ISBN 978-3-86644-522-2
- Band 61 Grzegorz Adamiuk
**Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear
polarisierten Antennen für die UWB-Technik**
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
**AlGaN/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized
Power-Added Efficiency for X-Band Applications**
ISBN 978-3-86644-615-1
- Band 63 Małgorzata Janson
**Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige
MIMO-Systeme**
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
**Dekontaminierung verseuchter Böden durch
Mikrowellenheizung**
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
**Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung
mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb**
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
**Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und
Funkkommunikation mit OFDM-Signalen**
ISBN 978-3-86644-879-7

- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes
ISBN 978-3-86644-986-2
- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirek
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications
ISBN 978-3-7315-0147-3
- Band 73 Sebastian Diebold
Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip
ISBN 978-3-7315-0234-0

- Band 75 Marlene Harter
Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen
ISBN 978-3-7315-0249-4
- Band 76 Michael A. Baldauf
Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung
ISBN 978-3-7315-0308-8
- Band 77 Alicja Ossowska
Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering
ISBN 978-3-7315-0315-6
- Band 78 Małgorzata Dominika Brzeska
RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems
ISBN 978-3-7315-0348-4
- Band 79 Ulrich Lewark
Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich
ISBN 978-3-7315-0354-5
- Band 80 Kai-Philipp Walter Pahl
Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers
ISBN 978-3-7315-0409-2
- Band 81 Serdal Ayhan
Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung
ISBN 978-3-7315-0433-7
- Band 82 Yoke Leen Sit
MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation
ISBN 978-3-7315-0599-0

- Band 83 Steffen Scherr
**FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung
mit hoher Genauigkeit**
ISBN 978-3-7315-0607-2
- Band 84 Tom Schipper
**Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens
von Kfz-Radaren**
ISBN 978-3-7315-0639-3
- Band 85 Malyhe Jalilvand
**Application-Specific Broadband Antennas for Microwave
Medical Imaging**
ISBN 978-3-7315-0664-5
- Band 86 Benjamin Göttel
**Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die
Integration in SoC Applikationen**
ISBN 978-3-7315-0667-6
- Band 87 Christian Arnold
**Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und
-multiplexer**
ISBN 978-3-7315-0722-2
- Band 88 Tobias Mahler
**Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme
mit messtechnischer Verifikation**
ISBN 978-3-7315-0737-6
- Band 89 Daniel Müller
**RF Probe-Induced On-Wafer Measurement Errors
in the Millimeter-Wave Frequency Range**
ISBN 978-3-7315-0822-9
- Band 90 Tristan Visentin
Polarimetric Radar for Automotive Applications
ISBN 978-3-7315-0888-5

- Band 91 Christian von Vangerow
**Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit
variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien**
ISBN 978-3-7315-0910-3
- Band 92 Mekdes Girma
**Concepts for Short Range Millimeter-wave Miniaturized
Radar Systems with Built-in Self-Test**
ISBN 978-3-7315-0938-7
- Band 93 Akanksha Bhutani
**Low Temperature Co-fired Ceramics for
System-in-Package Applications at 122 GHz**
ISBN 978-3-7315-0945-5
- Band 94 Jochen Schäfer
**Oberflächenwellenerzeuger für
Millimeterwellen-Leckwellenantennen**
ISBN 978-3-7315-0962-2
- Band 95 Jerzy Kowalewski
**Capacity Enhancement by Pattern-Reconfigurable
Multiple Antenna Systems in Vehicular Applications**
ISBN 978-3-7315-0997-4
- Band 96 Christian Weber
**Verfahren zur automatischen Spektralanalyse
für die Optimierung drahtloser Kommunikation
und Sensorik**
ISBN 978-3-7315-1014-7
- Band 97 Florian Boes
**Breitbandige Frequenzweichen für die Parallelisierung
von Millimeterwellen-Messtechnik**
ISBN 978-3-7315-1078-9
- Band 98 Jonathan Mayer
**Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen
für Millimeterwellenanwendungen**
ISBN 978-3-7315-1111-3

- Band 99 Benjamin Nuß
**Frequenzkamm-basiertes breitbandiges
MIMO-OFDM-Radar**
ISBN 978-3-7315-1203-5
- Band 100 Joerg Andreas Eisenbeis
**Hybride Beamformingsysteme niedriger Komplexität
für den Mobilfunk**
ISBN 978-3-7315-1184-7



**Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik**

*Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Prof. Dr. Ing. Ahmet Cagri Ulusoy*

Ein wichtiger Baustein zur Steigerung der spektralen Effizienz von drahtlosen Funkkommunikationsnetzwerken stellt der Einsatz von Mehrantennensystemen im Zentimeter- und Millimeterwellenfrequenzbereich dar. Wie diese Mehrantennensysteme mit einem möglichst geringen Hardwareaufwand realisiert werden können, ist Thema dieser Arbeit. Anhand von Übertragungskanalmessungen bei 28 GHz wird die zu erwartende Leistungssteigerung durch den Einsatz von Mehrantennensysteme nachgewiesen. Basierend darauf werden verschiedene hybride Beamformingarchitekturen geringer Komplexität als effiziente architektonische Realisierungen von Mehrantennensystemen präsentiert. Zu diesen hybriden Beamformingarchitekturen werden eigens entwickelte Methoden zur Strahlformung und Kanalschätzung vorgestellt. Abschließend erfolgt die Validierung mittels eines Demonstrators.

Joerg Eisenbeis schloss sein Studium der Elektro- und Informationstechnik am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) im Jahr 2014 als Master of Science ab. 2015 begann er seine Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des KIT. Der Schwerpunkt seiner Forschung liegt auf dem Gebiet der Mehrantennenkommunikationssysteme.

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-1184-7

