Schriftenreihe des
Instituts für Mikrowellentechnik



13

Stephan Bucher

Systemtheoretische Charakterisierung von inkohärenten Massive-MIMO-Systemen

Institut für Mikrowellentechnik
Universität Ulm

Systemtheoretische Charakterisierung von inkohärenten Massive-MIMO-Systemen



universität ulm

Systemtheoretische Charakterisierung von inkohärenten Massive-MIMO-Systemen

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Ingenieurwissenschaften, Informatik und Psychologie der Universität Ulm

von

Stephan Bucher

aus Ulm

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Christian Waldschmidt
Prof. Dr.-Ing. Georg Fischer

Amtierende Dekanin: Prof. Dr. Anke Huckauf

Ulm, 4. April 2022

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über http://dnb.dnb.de abrufbar.

Dissertation, Universität Ulm,
Fakultät für Ingenieurwissenschaften, Informatik und Psychologie, 2022

Impressum
Universität Ulm
Institut für Mikrowellentechnik
Prof. Dr.-Ing. Christian Waldschmidt
Albert-Einstein-Allee 41
89081 Ulm
https://www.uni-ulm.de/mwt

Eine Übersicht über alle Bände der Schriftenreihe finden Sie unter
https://www.uni-ulm.de/mwtschriften

Diese Veröffentlichung ist im Internet auf dem institutionellen Repositorium der Universität Ulm (https://oparu.uni-ulm.de) verfügbar und dort unter der Lizenz CC BY-NC-ND 4.0 publiziert.



Details zur Lizenz finden Sie unter
https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/

ISBN 978-3-948303-27-3 ISBN 978-3-948303-28-0 (E-Book)

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als akademischer Mitarbeiter am Institut für Mikrowellentechnik der Universität Ulm und wurde durch die Förderung der Deutschen Forschungsgemeinschaft ermöglicht.

Mein ganz besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Christian Waldschmidt für die ausgezeichnete fachliche Betreuung der Arbeit, das entgegengebrachte Vertrauen, aber auch für sein stets offenes Ohr bei Problemstellungen aller Art. Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Georg Fischer möchte ich mich für die Übernahme des Zweitgutachtens der Dissertation bedanken.

Ebenfalls danke ich meinen Kooperationspartnern Prof. Dr.-Ing. Robert F.H. Fischer und Dr.-Ing. George Yammine vom Institut für Nachrichtentechnik der Universität Ulm für die gute Zusammenarbeit und den inspirierenden fachlichen Austausch im Rahmen des gemeinsamen Projekts.

Darüber hinaus bedanke ich mich bei allen Kollegen, dich mich während meiner Zeit am Institut begleitet haben. Durch ihre freundschaftliche Unterstützung und die ausgesprochen angenehme Arbeitsatmosphäre war es stets eine große Freude Teil der MWT-Familie zu sein. Besonderer Dank geht hierbei an meinen langjährigen Bürokollegen Dr.-Ing. Martin Geiger, den ich schon seit Beginn unseres gemeinsamen Studiums als guten Freund wertschätzen durfte. Großer Dank auch an die personifizierte Qualitätskontrolle Dr.-Ing. Frank Bögelsack für seine akribische Durchsichtung aller meiner Veröffentlichungen und seiner vielfältigen Hilfsbereitschaft im Institutsalltag.

Nicht zuletzt danke ich meinen Eltern, die mich in jedem Lebensabschnitt gefördert und mir zu jeder Zeit den nötigen Rückhalt gegeben haben. Herzlichsten Dank möchte ich an dieser Stelle auch meiner Freundin Saskia aussprechen. Ihre stets motivierende Unterstützung, insbesondere während des erschwerten Corona-Alltags, hat mir die Anfertigung der Dissertation um so vieles erleichtert.

Ulm, im April 2022

Kurzfassung

In den letzten Jahren hat die Anzahl drahtloser Endgeräte enorm zugenommen. Das damit verbundene höhere Datenaufkommen stellt die bisherigen Drahtlosnetzwerke vor neue Herausforderungen. Obwohl zur Bewältigung der Datenmassen im Mobilfunkbereich mit dem neuen 5G-Standard die nächste Generation drahtloser Kommunikationssysteme bereits in den Startlöchern steht, wird sich der enorme Datenanstieg auch in naher Zukunft nicht ändern. Aus diesem Grund sind unbedingt neue Technologien erforderlich. Zukünftige Kommunikationssysteme sollten dabei nicht nur höhere Datenraten erzielen, sondern gleichzeitig einen möglichst geringen Energieverbrauch aufweisen.

Eine der vielversprechendsten Schlüsseltechnologien sind Massive-MIMO-Systeme. Durch die Ausstattung der Basisstationen mit einer Vielzahl an Antennen können viele Endgeräte gleichzeitig über dasselbe Frequenzband versorgt werden. Diese Systeme offenbaren jedoch große Herausforderungen, die nicht nur in der Gewinnung der essenziell notwendigen Kanalzustandsinformation, sondern auch im Realisierungsaufwand aufgrund der hohen Hardware-Komplexität liegen. Dies erschwert vor allem die vollständige Umsetzbarkeit für das im Ausbau befindliche 5G-Netzwerk.

Abhilfe können inkohärente Systeme schaffen. Hierbei muss der aktuelle Kanalzustand für die dafür entwickelten Detektionsverfahren im Uplink nicht bekannt sein. Bisherige Arbeiten mit diesem vielversprechenden Ansatz beschränken sich auf theoretische Übertragungskanäle sowie idealisierte Hardware. Um die Leistungsfähigkeit der inkohärenten Verfahren vollumfänglich beurteilen zu können, müssen allerdings möglichst realitätsgetreue Ausbreitungskanäle, aber auch die Hardware-Nichtidealitäten berücksichtigt werden. In dieser Arbeit wird ein Kanalmodell erarbeitet, das den physikalischen Ausbreitungskanal in realistischen Szenarien abbildet und als Bewertungsgrundlage für die inkohärenten Verfahren herangezogen wird. Über eine ganzheitliche und realitätsnahe Modellierung der Antennen- sowie der Hardware-Einflüsse werden die Anforderungen an die Antennenauslegung und an das Frontend-Design an der

Basisstation im Detail aufgezeigt.

Speziell für kompakte Abmessungen der Basisstation zeigt sich, dass die inkohärenten Verfahren nicht direkt angewendet werden können. Als Lösungsansatz werden hierfür neuartige Systemkonzepte und -ansätze entwickelt. Mithilfe von Beamspace-Verfahren ist es möglich, die jeweiligen Nutzersignale auch bei physikalisch kleinen Basisstationen erfolgreich zu trennen und zu detektieren. Die Realisierung kann im analogen Bereich, beispielsweise über eine elektromagnetische Linse auf dem Antennen-Array, oder im digitalen Bereich durch Beamforming erfolgen. Die letztgenannte Realisierungsmöglichkeit ermöglicht dabei eine verbesserte Nutzertrennbarkeit. Durch die Kombination aus Beamspace- und inkohärenten Verfahren kann nicht nur nahezu das gleiche Leistungsniveau wie mit den klassischen Detektionsverfahren mit perfekter Kanalkenntnis erreicht werden, sondern es lassen sich auch sehr viele Nutzer gleichzeitig bedienen.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**

1.1 Aufgabenstellung 3
1.2 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit 5

2 Grundlagen der MIMO-Kommunikation **7**

2.1 Mehrantennen-Systeme 7
2.1.1 Allgemeines Systemmodell 8
2.1.2 Point-to-Point/Single-User MIMO 10
2.1.3 Multi-User MIMO 12
2.1.4 Massive MIMO 13
2.2 Klassische Detektionsverfahren 16
2.2.1 Lineare Detektion 16
2.2.2 Decision-Feedback Equalization 18
2.2.3 Kanalschätzung 20
2.3 Inkohärente Detektionsverfahren 22
2.3.1 Decision-Feedback Differential Detection 25
2.3.2 Decision-Feedback Differential Detection mit Noncoherent Decision-Feedback Equalization 28
2.4 Kanalmodellierung 29
2.4.1 Überblick 29
2.4.2 Das COST-2100-Kanalmodell 31
2.5 Zusammenfassung 35

3 Inkohärente Massive-MIMO-Systeme in Nahfeld-Szenarien **37**

3.1 Erweiterung des COST-2100-Kanalmodells 37
3.2 Einfluss der Kanaleigenschaften 40
3.2.1 Ausbreitungsszenario 43
3.2.2 Clustertypen 45
3.2.3 Leistungsregelung 47

3.2.4 Nutzer- und Antennenabstand 48
3.2.5 Zusammenfassung der Ergebnisse 51

4 Ganzheitliche Modellierung der Antennen- und Hardware-Einflüsse 53
4.1 Einfluss der Antenneneigenschaften 53
4.1.1 Richtcharakteristik 55
4.1.2 Antennenverkopplung 56
4.1.3 Antennengewinn 61
4.2 Einfluss von Hardware-Nichtidealitäten 62
4.2.1 Empfangsverstärker 64
4.2.2 Phasenrauschen 66
4.2.3 Trägerfrequenz-Offset 72
4.2.4 Analog-Digital-Umsetzer 74
4.3 Zusammenfassung der Ergebnisse 78

5 Beamspace-Verfahren im Fernfeld 81
5.1 Analoge Beamspace-Verfahren 81
5.1.1 Systemüberblick 83
5.1.2 Modellierung analoger Beamspace-Architekturen 84
5.1.3 Voll-Array-Architektur vs. Subarray-Architektur 93
5.1.4 Einfluss des Kanals 103
5.2 Digitale Beamspace-Verfahren 105
5.2.1 Systemüberblick 105
5.2.2 Digitale Beamspace-Prozessierung 107
5.2.3 Voll-Array-Architektur vs. Subarray-Architektur 113
5.2.4 Einfluss des Kanals 117
5.3 Zusammenfassung der Ergebnisse 120

6 Zusammenfassung 123

A Weitere Ergebnisse in Nahfeld-Szenarien 127

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen, Abkürzungen und mathematischen Operatoren 133

Literaturverzeichnis 143

1 Einleitung

Mit den ersten Experimenten zur drahtlosen Signalübertragung im Jahr 1895 legte Guglielmo Marconi den Grundstein für eine neue Art der Kommunikation. Damals hatte er sich wohl kaum die Tragweite seiner Errungenschaft ausmalen können. Die Drahtlostechnologie prägt unsere heutige Gesellschaft und ist zu einem wesentlichen Bestandteil unseres Lebens geworden. Über Mobilfunk, WLAN und Satelliten bereitgestellte Drahtlosnetzwerke erlauben den Zugang zum Internet zu jeder Zeit und nahezu an jedem Ort auf der Erde. Mit dem Internet der Dinge [1] wie beispielsweise dem Smart Home oder der Maschine-zu-Maschine-Kommunikation für industrielle Anwendungen [2] wurden bereits die ersten Schritte in Richtung einer vollständig vernetzten Gesellschaft gemacht. Durch den enormen Zuwachs drahtloser Endgeräte ist auch das weltweite Datenaufkommen in den letzten Jahren exponentiell angestiegen [3], [4]. Die Streaming-Revolution, die Musik und Videos auf Abruf über das Internet bereitstellt, soziale Netzwerke sowie Messenger-Dienste haben zusätzlich zu diesem Trend beigetragen. Dieser Kurs wird sich in absehbarer Zukunft nicht ändern, wie auch anhand der weltweiten Corona-Pandemie klar wurde. Der starke Anstieg des Datenaufkommens durch die Arbeiten im Home-Office während des Lockdowns offenbarte dabei, dass die bisherige Infrastruktur auf die zusätzliche Netzauslastungen nur unzureichend ausgelegt ist [5].

Um den stets ansteigenden Datenverkehr bewältigen zu können, bedarf es neuer innovativer Technologien. Ein Blick auf den Datendurchsatz eines Drahtlosnetzwerks zeigt, dass er im Wesentlichen durch zwei Hauptkomponenten bestimmt ist, der Bandbreite (Hz) und der spektralen Effizienz (Bit/s/Hz). Letztere gibt an, welche Datenmenge pro Sekunde über eine Bandbreite von einem Hz übertragen werden kann. Somit liegt auf der Hand, dass zukünftige Kommunikationssysteme mehr Bandbreite ausnutzen müssen und/oder die spektrale Effizienz verbessert werden muss. Der verwendete Frequenzbereich kann aber in einem traditionell dicht belegten Frequenzband nicht endlos ausgeweitet werden. Es sind also Techniken notwendig, die eine höhere spektrale

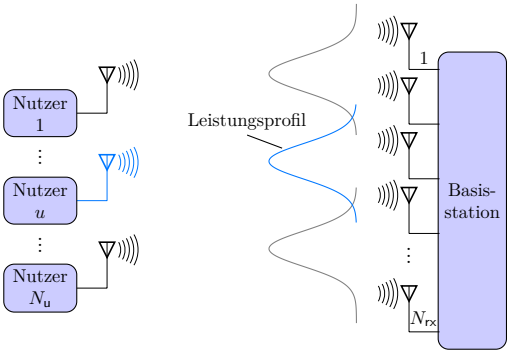


Abbildung 1.1: Massive-MIMO-System mit N_u Nutzern und N_{rx} Antennen an der Basisstation sowie ein beispielhaftes Leistungsprofil bei der inkohärenten Detektion.

Effizienz auch bei gleichbleibender Bandbreite ermöglichen. Der Lösungsansatz ist der Einsatz von Mehrantennen- bzw. Multiple-Input/Multiple-Output (MIMO)-Systemen. Insbesondere die Massive-MIMO (MaMIMO)-Technologie verkörpert dabei eine der Schlüsselkomponenten für zukünftige Kommunikationssysteme und erweckte in den letzten Jahren großes Forschungsinteresse [6]–[11]. Als eine Weiterentwicklung von Multi-User-MIMO (MuMIMO)-Systemen, bei denen mehrere Nutzer gleichzeitig mit einer zentralen Basisstation (BS) kommunizieren, kommen bei MaMIMO-Systemen Antennen-Arrays mit deutlich mehr Antennenelementen (etwa 100 bis 1000) an der BS zum Einsatz. Um die Vorteile dieser Systeme hinsichtlich der spektralen Effizienz ausnutzen zu können, muss allerdings der Kanalzustand an der BS bekannt sein. Dazu muss der Übertragungskanal von jedem Nutzer zu jeder BS-Antenne geschätzt werden. Mit steigender Anzahl an BS-Antennen und/oder Nutzern nimmt die Komplexität der Kanalschätzung zu und kann sehr schnell herausfordernd werden. Die Schätzung des Übertragungskanals geschieht dabei typischerweise mithilfe von meist orthogonalen Trainingssequenzen bzw. Pilotsignalen, die über die Nutzer ausgesendet werden und an der BS bekannt sind. Die Genauigkeit kann durch die Länge der Sequenzen, aber auch durch die Wiederverwendung in benachbarten Kommunikationszellen stark beeinflusst werden [12]–[15]. Schätzungsungenau-

igkeiten zeigen dabei schwerwiegende Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit des Systems. Hinzu kommt, dass ein Teil des gesamten Übertragungsblocks für die Aussendung von Pilotsignalen und nicht für die Datenübertragung genutzt werden muss. Dadurch kann die maximal mögliche spektrale Effizienz des Systems nicht vollständig ausgeschöpft werden.

Ein attraktiver Lösungsansatz, um die Notwendigkeit der Kanalschätzung und die Aussendung von Trainingssequenzen zu umgehen, ist auf inkohärente Detektionsverfahren zurückzugreifen. Inspiriert durch die Ähnlichkeiten aus der Ultrabreitband(UWB, engl. Ultra-Wideband)- und MaMIMO-Kommunikation konnten die vorgestellten inkohärenten Verfahren aus UWB-Systemen auf den MaMIMO-Fall übertragen und optimiert werden [16], [17]. Zur Wiedergewinnung der einzelnen Nutzersignale im Uplink wird hierbei keine explizite Kanalkenntnis genutzt oder benötigt. Stattdessen wird die Kenntnis des sogenannten Leistungsprofils (PSP, engl. Power-Space Profile) der Nutzer ausgenutzt, das der Verteilung der mittleren Empfangsleistung eines Nutzers an den BS-Antennen entspricht und exemplarisch in Abbildung 1.1 dargestellt ist.

1.1 Aufgabenstellung

Die aus UWB-Systemen abgeleiteten Verfahren zeigten vielversprechende Ergebnisse. Die Beurteilung erfolgte allerdings bisher auf Basis eines sehr vereinfachten und stark idealisierten Kanalmodells. Um die Leistungsfähigkeit von MaMIMO-Systemen auch in realistischen Szenarien beurteilen zu können, sind entsprechend angepasste Kanalmodelle notwendig. Neben der reinen Kanalausbreitung offenbarten die inkohärenten Detektoren einen größeren Einfluss gegenüber der Richtcharakteristik von idealen Antennen. Dies erfordert zusätzlich zu einer adäquaten Kanalmodellierung eine Neubewertung der Verfahren unter Berücksichtigung realistischer Antennen und deren Eigenschaften.

Mit dem inkohärenten Detektionsansatz kann zwar auf die explizite Kanalzustandsinformation verzichtet werden, große Herausforderungen ergeben sich aber weiterhin im Realisierungsaufwand von MaMIMO-Systemen. Für jede Antenne an der BS muss ein dedizierter Hochfrequenz (HF)-Pfad mit den entsprechenden Komponenten zur Signalverstärkung, Auf-/Abwärtsmischung und Analog-Digital-Umsetzung bereitgestellt werden. Durch die Vielzahl der BS-Antennen ist es daher unverzichtbar, die Komplexität des Frontends zu verrin-

gern, um eine kostengünstige aber auch energieeffiziente Realisierung zu ermöglichen. Hierzu muss geklärt werden, inwiefern ein aufwandsgünstiges Frontend-Design die Leistungsfähigkeit der inkohärenten Verfahren beeinträchtigen kann.

Für die Funktionalität der inkohärenten Detektion ist außerdem die Form des PSP entscheidend. Der Großteil der jeweiligen Nutzerenergie sollte sich möglichst auf wenige BS-Antennen beschränken, sodass ein charakteristisches und schmales PSP vorliegt. Dies kann allerdings nicht in jedem beliebigen Szenario garantiert werden. So gelingt speziell für den Fall, dass die Nutzer im Fernfeld der BS stehen oder die BS kompakte Abmessungen aufweist, keine Nutzertrennung auf Basis des PSP. Dies macht die Anwendbarkeit des inkohärenten Verfahrens unmöglich. Alternative und neuartige Ansätze sind deshalb notwendig, um dennoch eine Detektion ohne Kanalschätzung zu ermöglichen.

Ausgehend von der obigen Diskussion und den genannten Fragestellungen konzentriert sich die vorliegende Arbeit daher auf folgende Kernziele:

1. Bewertung der Leistungsfähigkeit der Verfahren auf Grundlage einer adäquaten und realistischen Kanalmodellierung.

2. Aufzeigen der Wechselwirkungen mit dem HF-Frontend. Dies soll zum einen die Auswirkungen der Antenneneigenschaften beinhalten, woraus die Anforderungen an die Antennenauslegung abgeleitet werden können. Zum anderen soll auch die Robustheit gegenüber möglichen Hardware-Nichtidealitäten an der BS berücksichtigt werden, um die kritischen Systemkomponenten zu benennen und mögliche Einsparungsmöglichkeiten beim Frontend-Design darzulegen.

3. Entwicklung neuartiger Methoden, die nicht nur die Anwendbarkeit der inkohärenten Verfahren in Szenarien ermöglicht, in denen zunächst kein charakteristisches PSP vorliegt, sondern auch gleichzeitig eine kompakte und aufwandsgünstige Bauweise der BS erlauben.

Neben den formulierten Kernzielen muss stets der Vergleich mit den kohärenten Verfahren mit Kanalschätzung im Vordergrund stehen. Denn nur so kann beurteilt werden, inwieweit die inkohärente Detektion eine konkurrenzfähige Alternative darstellen kann.

1.2 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

Für die Modellierung des Ausbreitungskanals von MIMO-Systemen existieren bereits viele Ansätze. Dennoch eignen sich nicht alle Modelle für eine realistische Betrachtung. Für eine realitätsgetreue Nachbildung des Kanals sollte die Geometrie, aber auch die tatsächliche physikalische Ausbreitung eine Rolle spielen. Andererseits darf nicht nur eine spezifische Umgebung berücksichtigt werden, was nur mit stochastischen Ansätzen erreicht wird. Daher baut das zugrundeliegende Kanalmodell in dieser Arbeit auf den Grundzügen des COST-Modells auf, das beide Welten vereint. Die vorliegende Arbeit gliedert sich hierfür in folgende Kapitel.

Im nachfolgenden Kapitel 2 werden zunächst die Grundlagen erarbeitet, die für ein gesamtheitliches Verständnis von MIMO-Systemen in der Kommunikationstechnik beitragen sollen. Ausgehend von einem allgemeinen Systemmodell werden zunächst die Besonderheiten und die Unterschiede bei MaMIMO-Systemen gegenüber der klassischen MIMO-Übertragung dargelegt. Anschließend folgt eine detaillierte Erläuterung der konventionellen Detektionsverfahren mit Kanalschätzung und der aus UWB-Systemen abgeleiteten inkohärenten Verfahren. Zuletzt werden die möglichen Ansätze zur Modellierung des Ausbreitungskanals nochmals diskutiert und der für diese Arbeit relevante Ansatz mit dem COST-Modell ausführlicher vorgestellt.

Die Beurteilung der Leistungsfähigkeit der inkohärenten Detektion in realistischen (Nahfeld-)Szenarien geschieht in Kapitel 3. Grundlage bildet das bereits erwähnte COST-Kanalmodell, das zunächst jedoch den Ausbreitungskanal für MaMIMO-Systeme nicht adäquat abbilden kann. Dazu wird im ersten Abschnitt des Kapitels eine notwendige Erweiterung erarbeitet.

Auf Basis des so erarbeiteten Kanalmodells wird in Kapitel 4 eine ganzheitliche Modellierung der Antennen- und Hardware-Einflüsse präsentiert. Im ersten Teil des Kapitels wird dafür der Einfluss realer Antennen analysiert und bewertet. Die wichtigsten Eigenschaften wie die Richtcharakteristik, die Antennenverkopplung und der Antennengewinn werden mittels Vollwellensimulationen gewonnen. Mit Hilfe geeigneter verhaltensbezogener sowie stochastischer Modelle werden im zweiten Teil die wesentlichen Empfängerkomponenten an der BS beschrieben. Anhand dessen werden mögliche Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit theoretisch und systematisch aufgezeigt.

Zur Bewältigung der Fernfeldproblematik werden in Kapitel 5 neuartige Systemkonzepte vorgestellt, in denen die bisherige inkohärente Detektion mit sogenannten Beamspace-Verfahren kombiniert wird. Hierzu werden verschiedene Realisierungsmöglichkeiten im analogen als auch im digitalen Bereich betrachtet und jeweils die relevanten Anforderungen hinsichtlich der Hardware aufgeschlüsselt. Über entsprechende Modellierungsansätze wird die Leistungsfähigkeit der neuen Systemkonzepte umfassend evaluiert.

Kapitel 6 schließt die Arbeit mit einer Zusammenfassung.

2 Grundlagen der MIMO-Kommunikation

In diesem Kapitel werden die für diese Arbeit nötigen Grundlagen erläutert. Der erste Abschnitt beschäftigt sich allgemein mit Mehrantennen-Systemen und legt deren Unterschiede sowie Besonderheiten dar. Anschließend werden sowohl die kohärenten Detektionsverfahren mit Kanalkenntnis als auch die Verfahren ohne explizite Kanalzustandsinformation vorgestellt. Im letzten Teil des Kapitels wird näher auf den Ausbreitungskanal und dessen Modellierungsansätze eingegangen.

2.1 Mehrantennen-Systeme

Mehrantennen- bzw. Multiple-Input/Multiple-Output(MIMO)-Systeme sind Kommunikationssysteme mit mehreren Sende- und mehreren Empfangsantennen. Diese Systeme erlauben die simultane Übertragung von parallelen Datenströmen zur gleichen Zeit und im gleichen Frequenzband. Durch die räumliche Aufteilung des Sendesignals auf mehrere Antennen wird eine deutlich höhere Übertragungskapazität und damit spektrale Effizienz erreicht als mit konventionellen Übertragungssystemen. Mit der Erschließung der Ressource Raum bietet dieses Verfahren, auch Space-Division Multiple Access (SDMA) genannt, zudem eine Alternative zu klassischen Vielfachzugriffsverfahren wie Time-Division Multiple Access (TDMA), Frequency-Division Multiple Access (FDMA) und Code-Division Multiple Access (CDMA). Neben dem Gewinn durch räumliches Multiplexing lassen sich durch MIMO-Konzepte auch die Zuverlässigkeit der Datenübertragung verbessern. Durch Ausnutzung der räumlichen Diversität, d. h. durch die Kombination verschiedener Versionen des gleichen Sendesignals aus unterschiedlichen Übertragungswegen, können Schwankungen des Empfangspegels, die durch Fading bei Mehrwegeausbreitung hervorgerufen werden, ausgeglichen werden. Im Folgenden sollen MIMO-Systeme betrachtet werden, die nur auf eine Steigerung der spektralen Effizienz abzielen. Es folgt zunächst eine allgemeine Systembeschreibung.

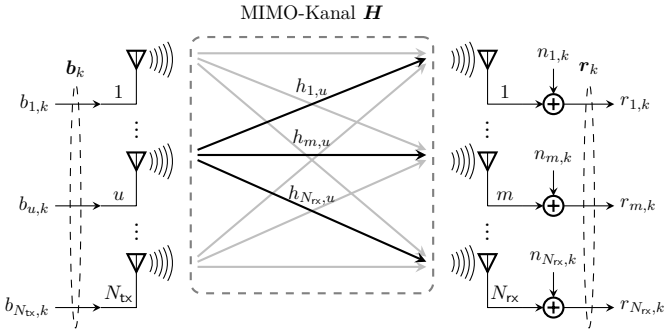


Abbildung 2.1: Allgemeines MIMO-System mit N_{tx} Sendeantennen und N_{rx} Empfangsantennen.

2.1.1 Allgemeines Systemmodell

Durch die Verwendung mehrerer Sende- und Empfangsantennen ergeben sich unterschiedliche Übertragungskanäle zwischen den einzelnen Antennenpaaren wie es Abbildung 2.1 zeigt. Diese können mittels einer zeit- und frequenzabhängigen Übertragungsfunktion beschrieben werden. Mit der vereinfachten Annahme eines zeitinvarianten und schmalbandigen Übertragungskanals ohne Frequenzselektivität (Flat-Fading-Kanal) lässt sich die Übertragungsfunktion in einen komplexwertigen Übertragungskoeffizienten überführen, welcher die Phasen- und Amplitudenänderung durch die Ausbreitung im Kanal beschreibt. Für ein MIMO-System mit N_{tx} Sendeantennen und N_{rx} Empfangsantennen wird der gesamte Übertragungskanal in einer Kanalmatrix $\boldsymbol{H}$ der Dimension $N_{\text{rx}} \times N_{\text{tx}}$ zusammengefasst, die aus den einzelnen Kanalkoeffizienten $h_{m,u}$ zwischen der m-ten Empfangsantenne und der u-ten Sendeantenne besteht:

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,N_{\text{tx}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{\text{rx}},1} & \dots & h_{N_{\text{rx}},N_{\text{tx}}} \end{bmatrix} = \left[\boldsymbol{h}_1, \dots, \boldsymbol{h}_{N_{\text{tx}}}\right] . \tag{2.1}$$

Die Spalte der Kanalmatrix bzw. der Kanalvektor $\boldsymbol{h}_u = \left[h_{1,u}, \dots, h_{N_{\text{rx}},u}\right]^{\mathsf{T}}$ beschreibt dabei die Ausbreitungscharakteristik der u-ten Sendeantenne. Das

Übertragungsverhalten eines MIMO-Systems kann im Allgemeinen im komplexen Basisband mit folgender Gleichung beschrieben werden:

$$\boldsymbol{r}_k = \sum_{u=1}^{N_{\mathsf{tx}}} \boldsymbol{h}_u b_{u,k} + \boldsymbol{n}_k = \boldsymbol{H}\boldsymbol{b}_k + \boldsymbol{n}_k \,. \tag{2.2}$$

Das Empfangssignal $\boldsymbol{r}_k = \left[r_{1,k}, \ldots, r_{N_{\mathsf{rx}},k}\right]^{\mathsf{T}}$ an den Empfangsantennen zum k-ten Zeitschritt ergibt sich über die Linearkombination der Sendesignale bzw. Sendesymbole $\boldsymbol{b}_k = \left[b_{1,k},, \ldots, b_{N_{\mathsf{tx}},k}\right]^{\mathsf{T}}$ der Sendeantennen gewichtet mit den entsprechenden Kanalkoeffizienten zuzüglich eines additiven Rauschterms gegeben mit $\boldsymbol{n}_k = \left[n_{1,k}, \ldots, n_{N_{\mathsf{rx}},k}\right]^{\mathsf{T}}$. Wird ein Übertragungsblock von N_{bl} Sendesymbolen mit Symboldauer T_{s} betrachtet, bei dem der Übertragungskanal als konstant angenommen werden kann (Block-Fading-Kanal), lässt sich das Empfangssignal in einer Empfangsmatrix $\boldsymbol{R}$ der Dimension $N_{\mathsf{rx}} \times N_{\mathsf{bl}}$ zusammenfassen:

$$\boldsymbol{R} = [\boldsymbol{r}_0, \ldots, \boldsymbol{r}_{N_{\mathsf{bl}}-1}] = \boldsymbol{H}\boldsymbol{B} + \boldsymbol{N} \,, \tag{2.3}$$

wobei hier die Matrix $\boldsymbol{B} = [\boldsymbol{b}_0, \ldots, \boldsymbol{b}_{N_{\mathsf{bl}}-1}]$ der Dimension $N_{\mathsf{tx}} \times N_{\mathsf{bl}}$ die Sendesymbole eines Übertragungsblocks für jede Sendeantenne beinhaltet und die Matrix $\boldsymbol{N} = [\boldsymbol{n}_0, \ldots, \boldsymbol{n}_{N_{\mathsf{bl}}-1}]$ der Dimension $N_{\mathsf{rx}} \times N_{\mathsf{bl}}$ die jeweiligen Rauschanteile berücksichtigt.

Die Rauschanteile werden im Folgenden als unabhängig zirkulär symmetrisch komplex Gauß-verteilt angenommen mit der Rauschleistung bzw. Varianz σ_{n}^2 und dem Mittelwert null. Die Kovarianzmatrix der Rauschsignale entspricht damit $\boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{n}} = \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{n}_k \boldsymbol{n}_k^{\mathsf{H}}\right\} = \sigma_{\mathsf{n}}^2 \boldsymbol{I}$ mit dem Erwartungswertoperator $\mathrm{E}\{\cdot\}$ und der Einheitsmatrix $\boldsymbol{I}$. Die Sendesymbole werden als unabhängig angesehen und haben die gleiche mittlere Sendeleistung P_{tx}, d. h. die Kovarianzmatrix des Sendesignals ergibt sich zu $\boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{b}} = \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{b}_k \boldsymbol{b}_k^{\mathsf{H}}\right\} = P_{\mathsf{tx}} \boldsymbol{I}$. Daraus resultiert am Empfänger die gesamte Empfangsleistung von allen Sendern summiert über alle Empfangsantennen von[1]

$$P_{\mathsf{rx,tot}} = \sum_{u=1}^{N_{\mathsf{u}}} \sum_{m=1}^{N_{\mathsf{rx}}} \left|h_{m,u}\right|^2 P_{\mathsf{tx}} = \sum_{u=1}^{N_{\mathsf{u}}} ||\boldsymbol{h}_u||_2^2 \, P_{\mathsf{tx}} = ||\boldsymbol{H}||_{\mathrm{F}}^2 \, P_{\mathsf{tx}} \,. \tag{2.4}$$

Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR, engl. Signal-to-Noise Ratio) am Emp-

[1] $||\cdot||_2$ und $||\cdot||_{\mathrm{F}}$ bezeichnen die euklidische Norm und die Frobeniusnorm.

fänger kann nun aus dem Verhältnis von gesamter Empfangs- und Rauschleistung gebildet werden. Für spätere Betrachtungen ist allerdings das SNR bezüglich der gesamten Empfangsleistung der u-ten Sendeantenne relevant. Dieses ist gegeben mit

$$\mathrm{SNR}_u = ||\boldsymbol{h}_u||_2^2 \underbrace{\frac{P_{\mathrm{tx}}}{\sigma_{\mathrm{n}}^2}}_{\mathrm{SNR}_{\mathrm{tx}}} \tag{2.5}$$

und hängt entsprechend nur vom senderbezogenen Kanalvektor $\boldsymbol{h}_u$ ab. Für eine unabhängige Betrachtung des Ausbreitungskanals kann das SNR auch rein auf die Sendeleistung über $\mathrm{SNR}_{\mathrm{tx}} = P_{\mathrm{tx}}/\sigma_{\mathrm{n}}^2$ festgelegt werden.

Um die einzelnen Sendesignale am Empfänger wiederherstellen zu können, muss in klassischen MIMO-Systemen der Übertragungskanal $\boldsymbol{H}$ am Empfänger und/oder am Sender bekannt sein. Die Kanalzustandsinformation (CSI, engl. Channel State Information) kann über Aussendung von Pilotsignalen gewonnen werden (Näheres hierzu in Abschnitt 2.2.3). Bei Ausnutzung der CSI am Sender wird von einer Vorkodierung (Precoding) gesprochen. Ist der Kanal am Empfänger bekannt, so können entsprechende Detektionsverfahren angewandt werden, die in Abschnitt 2.2 vorgestellt werden.

In der Kommunikation lassen sich MIMO-Systeme grundsätzlich in drei Kategorien unterteilen, die sich jeweils in unterschiedlichen Epochen und nacheinander entwickelt haben: Point-to-Point/Single-User MIMO (SuMIMO) [18], [19], Multi-User MIMO (MuMIMO) [20], [21] und Massive MIMO (MaMIMO) [7]–[9], [11]. In den folgenden Abschnitten werden die verschiedenen Abwandlungen beleuchtet und aufgezeigt, warum nur mit MaMIMO-Systemen eine deutliche Steigerung der spektralen Effizienz möglich ist.

2.1.2 Point-to-Point/Single-User MIMO

Point-to-Point/Single-User MIMO (SuMIMO) ist die klassische und einfachste Form eines MIMO-Systems. In diesem Fall kommuniziert eine Basisstation (BS) mit einem Nutzer oder Terminal, wobei Sender und Empfänger jeweils über ein Antennen-Array verfügen. Dies ist exemplarisch für den Uplink, d. h. für die Übertragung vom Terminal zur BS, in Abbildung 2.2 dargestellt. Mehrere Nutzer oder Terminals können mittels einer Kombination von TDMA und FDMA untergebracht werden. Die Kapazität C des MIMO-Kanals nach Shannon und

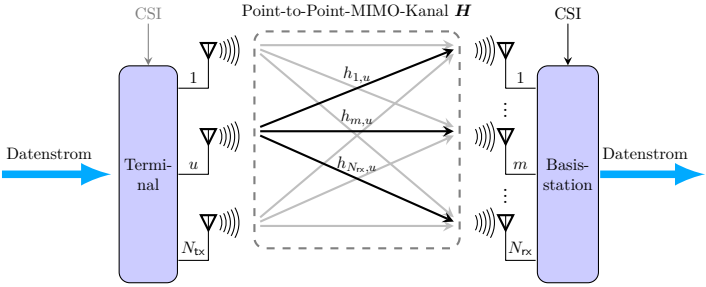


Abbildung 2.2: Point-to-Point/Single-User MIMO (SuMIMO) im Uplink.

damit die maximal erreichbare spektrale Effizienz ist gegeben durch [22]:

$$C = \log_2 \det\left(\boldsymbol{I} + \frac{P_{\mathsf{tx}}}{\sigma_{\mathsf{n}}^2}\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\right)\frac{\text{Bit}}{\text{s Hz}}\,. \tag{2.6}$$

Diese kann nur erreicht werden, sofern Kanalkenntnis am Empfänger vorhanden ist. Gleichzeitige CSI am Sender ist nicht zwingend erforderlich. Diese kann jedoch verwendet werden, um den Übertragungskanal mithilfe einer Singulärwertzerlegung zu diagonalisieren. Die Übertragung findet dann über orthogonale Subkanäle statt. Durch eine optimale Verteilung der zur Verfügung stehenden Sendeleistung mittels Waterfilling kann die Kanalkapazität noch erhöht werden [19].

Sind die Einträge $h_{m,u}$ der Kanalmatrix $\boldsymbol{H}$ in Gleichung (2.1) unabhängig und identisch Gauß-verteilt mit gleicher Varianz und Mittelwert null (independend and identically distributed (i.i.d.) Rayleigh-Fading[2]), so skaliert die Kanalkapazität linear mit dem Minimum aus der Anzahl der verwendeten Sende- und Empfangsantennen [11]:

$$C \propto \min\left(N_{\mathsf{tx}}, N_{\mathsf{rx}}\right)\,. \tag{2.7}$$

Demnach kann durch gleichzeitige Vergrößerung des Antennen-Arrays an beiden Übertragungsenden die spektrale Effizienz erhöht werden und das ohne

[2] Bei i.i.d. Rayleigh-Fading sind die Einträge der Kanalmatrix $\boldsymbol{H}$ entsprechend unkorreliert, sodass $\mathrm{E}\left\{h_{m,u}h_{k,l}^{*}\right\} = 0$ für $(m,u) \neq (k,l)$.

eine zusätzliche Vergrößerung der Bandbreite oder der Sendeleistung. Über $\min(N_{\mathsf{tx}}, N_{\mathsf{rx}})$ aus Gleichung (2.7) ergibt sich auch die maximale Anzahl der Datenströme, die parallel übertragen werden können. Die SuMIMO-Technologie findet ihre heutige Anwendung beispielsweise im WLAN-Standard 802.11ac [13]. Mit $N_{\mathsf{tx}} = N_{\mathsf{rx}} = 8$ können bis zu acht parallele Datenströme übertragen werden. Eine größere Anzahl ist allerdings meist nicht möglich, da sie vom Übertragungskanal aufgrund von auftretenden Korrelationen nicht unterstützt werden. Dies gilt speziell bei der Übertragung mit Sichtverbindung, also für Line-of-Sight (LOS)-Kanäle. Des Weiteren ist die Anzahl der Antennen am Terminal/Nutzer aufgrund der ansteigenden Hardware-Komplexität limitiert und lässt sich nicht beliebig erweitern. Die Skalierbarkeit von SuMIMO-Systemen ist daher stark eingeschränkt und verhindert somit eine beliebige Vergrößerung der spektralen Effizienz.

2.1.3 Multi-User MIMO

Durch eine Auftrennung des Antennen-Arrays am Terminal in mehrere autonome Terminals/Nutzer können die zuvor aufgezeigten Probleme im SuMIMO-System vermieden werden. Bei Multi-User MIMO (MuMIMO) kommunizieren damit N_{u} mobile Nutzer, die jeweils nur mit einer einzelnen Antenne ausgestattet sind, mit einer BS zur selben Zeit und unter der Verwendung der gleichen Bandbreite und Frequenz (siehe Abbildung 2.3). Im Uplink entspricht die Anzahl der Sendeantennen damit der Anzahl der Nutzer ($N_{\mathsf{tx}} = N_{\mathsf{u}}$).

Eine Kooperation der Nutzer ist nicht möglich. Dennoch wird in Summe dieselbe Kanalkapazität im Uplink erreicht wie bei SuMIMO-Systemen, sofern der Kanal an der BS bekannt ist [12]:

$$C = \log_2 \det\left(\boldsymbol{I} + \frac{P_{\mathsf{tx}}}{\sigma_{\mathsf{n}}^2}\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\right)\frac{\text{Bit}}{\text{s Hz}}\,. \tag{2.8}$$

MuMIMO-Systeme ermöglichen eine einfache und kostengünstige Hardware-Realisierung auf der Nutzerseite. Gleichzeitig sind sie weniger anfällig gegenüber der Ausbreitungsumgebung und funktionieren daher auch unter LOS-Bedingungen. Dennoch ist eine aufwändige Signalprozessierung notwendig, um die maximale spektrale Effizienz zu erreichen. Bei der Übertragung von der BS zu den Nutzern (Downlink) muss der Kanal sowohl an der BS als auch bei den

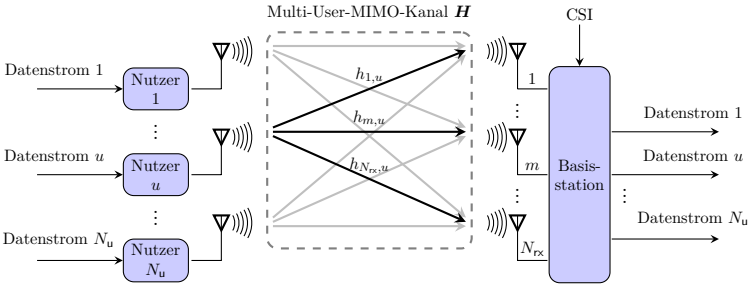


Abbildung 2.3: Multi-User MIMO (MuMIMO) im Uplink.

Nutzern bekannt sein. Der Zeitaufwand zur Erlangung der CSI steigt linear mit der Anzahl der Nutzer sowie der Antennen an der BS [23] und verhindert somit ebenfalls eine Skalierbarkeit des Systems.

2.1.4 Massive MIMO

Im Jahre 2010 stellte Thomas Marzetta in einer bahnbrechenden Arbeit [7] eine skalierbare Version von MuMIMO vor, die erst später den Namen Massive MIMO (MaMIMO) erhielt. Hierzu wird die BS mit einer Vielzahl an Antennen ausgestattet, wie in Abbildung 2.4 dargestellt. Typischerweise ist die Anzahl der Antennen deutlich größer als die Anzahl der Nutzer ($N_\mathsf{rx} \gg N_\mathsf{u}$) und bewegt sich in einer Größenordnung von etwa 100 bis 1000.

Durch die Verwendung einer Vielzahl an Antennen an der BS kann ein günstiger Ausbreitungskanal (Favorable Propagation) geschaffen werden. Für große N_rx und unter der Annahme von i.i.d. Rayleigh-Fading sind die einzelnen Kanalvektoren $\boldsymbol{h}_u$ der Nutzer nahezu orthogonal. Mit $N_\mathsf{rx} \to \infty$ gilt:

$$\frac{\boldsymbol{h}_i^\mathsf{H} \boldsymbol{h}_j}{\sqrt{\mathrm{E}\left\{||\boldsymbol{h}_i||_2^2\right\} \mathrm{E}\left\{||\boldsymbol{h}_j||_2^2\right\}}} \to 0 \quad \text{für } i \neq j\,. \tag{2.9}$$

Dies minimiert die Nutzerinterferenz und ermöglicht theoretisch die Anwendung einfacher linearer Prozessierung sowohl im Uplink als auch im Downlink. Die Kanalkapazität steigt in diesem Fall logarithmisch mit der Anzahl der An-

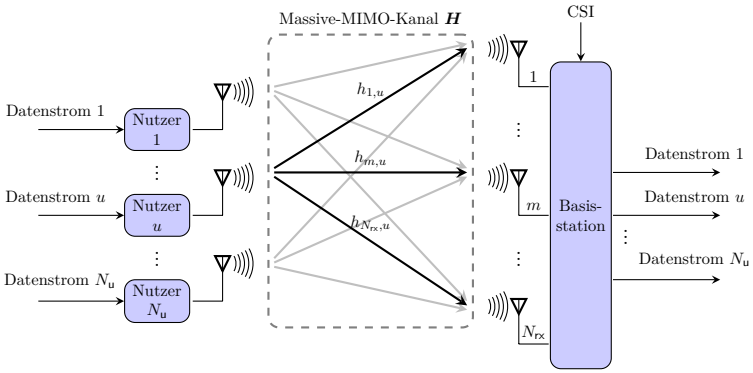


Abbildung 2.4: Massive MIMO (MaMIMO) mit $N_\mathrm{rx} \gg N_\mathrm{u}$ im Uplink.

tennen an der BS und linear mit der Anzahl der Nutzer [11]:

$$C \propto N_\mathrm{u} \log_2 N_\mathrm{rx} \,. \tag{2.10}$$

Die Zunahme der Kanalkapazität mit N_rx kann auf die kohärente Addition der Nutzersignale an der BS zurückgeführt werden und wird als Array-Gewinn bezeichnet. MaMIMO-Systeme können auch davon profitieren, dass sich der effektive Übertragungskanal eines Nutzers nach Kombination am Empfänger oder durch Vorkodierung an der Basistation nahezu deterministisch verhält, sodass für $N_\mathrm{rx} \to \infty$

$$\frac{||\boldsymbol{h}_u||_2^2}{\mathrm{E}\left\{||\boldsymbol{h}_u||_2^2\right\}} \to 1 \,. \tag{2.11}$$

Dieses Phänomen wird auch als Channel Hardening bezeichnet und macht das System nahezu immun gegenüber Schwankungen des Empfangspegels und damit des Fadings.

Um den Zeitaufwand für die Erlangung der CSI mittels Pilotsignale zu minimieren, wird ein Time-Division-Duplex(TDD)-Protokoll verwendet. Die Kanalschätzung erfolgt nur an der BS im Uplink. Für den Downlink wird die Kanal-Reziprozität ausgenutzt und entsprechende Vorkodierungsverfahren an der BS eingesetzt, um mit den Nutzern zu kommunizieren. Die Notwendigkeit der CSI an den Nutzerterminals entfällt somit. In Abbildung 2.5 wird der Über-

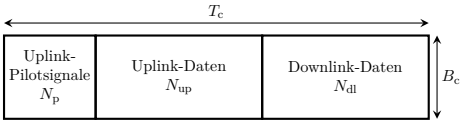


Abbildung 2.5: Übertragungsblock bei MaMIMO-Systemen.

tragungsblock für MaMIMO-Systeme gezeigt, der in drei Phasen unterteilt werden kann: Aussendung von Pilotsignalen, Übertragung der Uplink-Daten und Übertragung der Downlink-Daten. Die Länge N_c des Übertragungsblocks ergibt sich aus dem Kohärenzintervall, in dem der Kanal als zeitinvariant und ohne Frequenzselektivität angenommen werden kann. Die Dauer des Kohärenzintervalls ist die Kohärenzzeit T_c[3], in der die Phasen- und Amplitudenschwankungen im Kanal aufgrund der Mobilität der Nutzer vernachlässigt werden kann. Die Bandbreite des Kohärenzintervalls ist die Kohärenzbandbreite B_c[4], in dem alle Frequenzkomponenten des Signals das gleiche Maß an Fading erfahren (Flat-Fading). Insgesamt können $N_c = T_c\, B_c = N_p + N_{up} + N_{dl}$ Datensymbole übertragen werden, von denen N_p zur Aussendung von Pilotsignalen genutzt werden und mit dessen Hilfe der Kanal an der BS geschätzt wird. Der Rest wird für die tatsächliche Datenübertragung im Uplink mit N_{up} bzw. im Downlink mit N_{dl} verwendet. Da ein Teil des Kohärenzintervalls ausschließlich für die Kanalschätzung gebraucht wird und keine Nutzdaten übermittelt werden, reduziert sich die Kanalkapazität C in Gleichung (2.10) entsprechend zu:

$$\tilde{C} = \left(1 - \frac{N_p}{N_c}\right) C\,. \tag{2.12}$$

Die aufgezeigten Besonderheiten machen MaMIMO-Systeme damit zu einer skalierbaren Technologie hinsichtlich der Anzahl der Antennen N_{rx} an der BS.

[3] Die Kohärenzzeit T_c kann mit der Zeit angenähert werden, die benötigt wird, um ein Viertel der Wellenlänge λ zurückzulegen. Daher ist T_c umgekehrt proportional zur Trägerfrequenz f_c.

[4] Die Kohärenzbandbreite B_c wird näherungsweise durch den Kehrwert des Delay Spread (Zeitunterschied des kürzesten und längsten Ausbreitungspfades) bestimmt. Für einen Flat-Fading-Kanal darf die Signalbandbreite, gegeben mit $1/T_s$, die Kohärenzbandbreite nicht überschreiten. Alternativ kann bei frequenzselektiven Kanälen mit Hilfe von Mehrträgerverfahren wie Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) der Kanal in mehrere parallele Flat-Fading-Kanäle zerlegt werden, womit höhere Bandbreiten und damit Datenraten möglich sind [12], [24], [25].

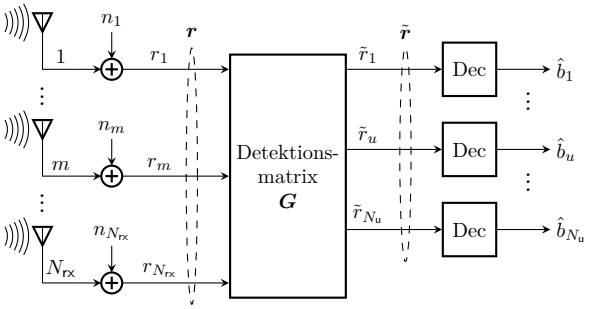


Abbildung 2.6: Blockdiagramm für lineare Detektion am Empfänger bzw. im Uplink an der BS.

2.2 Klassische Detektionsverfahren

Mithilfe von geeigneten Vorkodierungsverfahren am Sender oder entsprechenden Detektionsverfahren am Empfänger können die einzelnen Sendesignale in MIMO-Systemen separiert und rekonstruiert werden. Im folgenden Abschnitt werden die klassischen Verfahren vorgestellt, welche die CSI ausnutzen. Im Fokus steht die Detektion im Uplink in MuMIMO- und MaMIMO-Systemen, bei denen die CSI an der BS vorliegt. Die vorgestellten Verfahren können allerdings auch für SuMIMO-Systeme angewandt werden.

2.2.1 Lineare Detektion

Die Detektionsverfahren lassen sich in lineare und nichtlineare Verfahren untergliedern. Bei linearen Detektoren wird eine lineare Transformation des Empfangssignals durchgeführt [26], [27]. Durch Multiplikation mit einer $N_{\mathsf{u}} \times N_{\mathsf{rx}}$-Detektionsmatrix $\boldsymbol{G}$ wird das Empfangssignal $\boldsymbol{r}$ (aus Gleichung (2.2) ohne Zeitindex k) in N_{u} Datenströme, also entsprechend der Nutzeranzahl, aufgeteilt:

$$\tilde{\boldsymbol{r}} = \boldsymbol{G}\boldsymbol{r} = \boldsymbol{G}\boldsymbol{H}\boldsymbol{b} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{n}\,. \tag{2.13}$$

Jeder Datenstrom wird daraufhin einzeln dekodiert, siehe Abbildung 2.6.

Maximum Ratio Combining

Die einfachste Wahl der Detektionsmatrix ist die konjugiert und komplex transponierte Kanalmatrix bzw.

$$\boldsymbol{G} = \boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\,. \tag{2.14}$$

Mit diesem Ansatz werden die Signalkomponenten eines jeden Nutzers kohärent aufaddiert, wodurch ihre Empfangssignalstärke gegenüber den Rauschanteilen maximiert wird. Daher wird das Verfahren auch Maximum Ratio Combining (MRC) genannt. Die Verstärkung des Nutzersignals (Array-Gewinn) ist proportional zu der Anzahl der verwendeten Antennen N_{rx} an der BS. Die Interferenz zwischen den Nutzern wird nicht abgeschwächt und bleibt daher bei diesem Verfahren bestehen.

Zero-Forcing Equalization

Zur Unterdrückung der Nutzerinterferenz kann die Zero-Forcing (ZF)-Lösung angewendet werden mit

$$\boldsymbol{G} = \boldsymbol{H}^{\dagger} = \left(\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\boldsymbol{H}\right)^{-1}\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\,. \tag{2.15}$$

Unter Verwendung der Pseudoinversen $(\cdot)^{\dagger}$ der Kanalmatrix kann der Datenvektor $\boldsymbol{b}$ perfekt hergestellt werden:

$$\tilde{\boldsymbol{r}} = \boldsymbol{b} + \left(\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\boldsymbol{H}\right)^{-1}\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\boldsymbol{n} = \boldsymbol{b} + \tilde{\boldsymbol{n}}\,. \tag{2.16}$$

Dies geschieht allerdings auf Kosten eines reduzierten Array-Gewinns und führt bei schlecht konditionierten Kanalmatrizen zu einer starken Rauschanhebung vor der Dekodierung. Die Rauschanhebung kann für jeden Nutzer unterschiedlich sein und ergibt sich aus der quadratischen Norm der Zeilen der Detektionsmatrix $\boldsymbol{G} = \left[\boldsymbol{g}_1^{\mathsf{T}}, \ldots, \boldsymbol{g}_{N_{\mathsf{u}}}^{\mathsf{T}}\right]^{\mathsf{T}}$. Die Rauschvarianz $\sigma^2_{\tilde{\mathsf{n}},u}$ des u-ten Nutzers nach der ZF-Verarbeitung beträgt $\sigma^2_{\mathsf{n}}||\boldsymbol{g}_u||^2_2$.

Minimum Mean-Squared Error Equalization

Die besten Ergebnisse werden mit dem Minimum-Mean-Squared-Error (MMSE)-Ansatz erzielt. Dieser schafft einen Kompromiss zwischen perfekter Interfe-

renzunterdrückung und Array-Gewinn bzw. Rauschanhebung. Hierzu wird der mittlere quadratische Fehler zwischen dem Sendesignalvektor $\boldsymbol{b}$ und dem Empfangssignalvektor $\tilde{\boldsymbol{r}}$ nach der linearen Transformation mit $\boldsymbol{G}$ minimiert. Dies wird durch die Addition des invertierten SNR auf der Diagonalen von $\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\boldsymbol{H}$ in Gleichung (2.15) erreicht:

$$\boldsymbol{G} = \left(\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\boldsymbol{H} + \frac{\sigma_{\mathsf{n}}^2}{P_{\mathsf{tx}}}\boldsymbol{I} \right)^{-1} \boldsymbol{H}^{\mathsf{H}} . \tag{2.17}$$

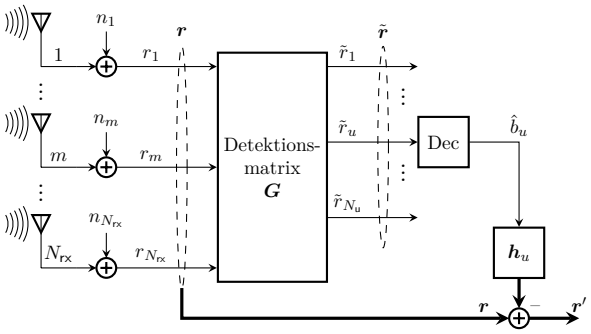
Der Sendesignalvektor wird daher nicht perfekt rekonstruiert, allerdings kann eine Reduktion der Rauschanhebung erreicht werden. So kann mit der MMSE-Variante bei kleinem SNR ein besseres Ergebnis gegenüber dem ZF-Verfahren erzielt werden.

2.2.2 Decision-Feedback Equalization

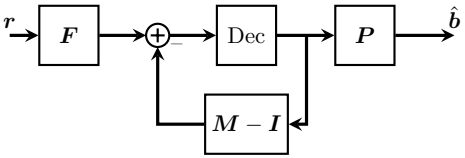
Die zuvor vorgestellten linearen Detektionsmethoden erfordern einen geringen Berechnungsaufwand. Die resultierende Rauschanhebung kann jedoch zu starken Leistungseinbußen bei der MIMO-Übertragung führen. Dies lässt sich durch die Anwendung von nichtlinearen Verfahren auf der Basis von Successive Interference Cancellation (SIC) bzw. Decision-Feedback Equalization (DFE) [27]–[29] verhindern. Hierbei werden die Nutzersignale sequentiell detektiert und die Nutzerinterferenz schrittweise ausgelöscht.

Im ersten Schritt wird ein lineares Verfahren angewendet und zunächst nur das zuverlässigste Nutzersignal bzw. Sendesymbol b_u detektiert. Nach der Datenentscheidung wird das detektierte Symbol $\hat{b}_u$ mit den entsprechenden Kanalkoeffizienten des Kanalvektors $\boldsymbol{h}_u$ gewichtet und von dem Empfangssignal $\boldsymbol{r}$ abgezogen. Dies ist beispielhaft in Abbildung 2.7 (a) dargestellt. Im nächsten Schritt wird das resultierende Empfangssignal $\boldsymbol{r}'$ erneut mit einem linearen Verfahren verarbeitet und nach der Entscheidung des nächstzuverlässigsten Symbols wird wiederum die zugehörige Interferenz von dem zuvor betrachteten Empfangssignal entfernt. Der iterative Vorgang wird solange fortgesetzt bis alle Sendesymbole bzw. Nutzersignale detektiert wurden.

Das Verfahren kann äquivalent über das Blockdiagramm in Abbildung 2.7 (b) beschrieben werden. Die Matrix $\boldsymbol{F}$ ersetzt die Detektionsmatrix $\boldsymbol{G}$ und bewirkt eine lineare Vorfilterung einschließlich einer Umsortierung der Nutzersignale



(a) Prinzipielle Detektion mit Decision-Feedback Equalization (DFE).



(b) Äquivalentes Blockdiagramm.

Abbildung 2.7: Nichtlineare Detektion am Empfänger bzw. im Uplink an der BS.

entsprechend ihrer Zuverlässigkeit. Die ursprüngliche Sortierung wird über eine Permutationsmatrix $\boldsymbol{P}$ wiederhergestellt. Die Interferenzanteile werden über eine Rückführungsmatrix $\boldsymbol{M}$ entfernt. Diese besitzt eine untere Dreiecksstruktur, deren Diagonaleinträge gleich 1 sind und berechnet sich über

$$\boldsymbol{M} = \boldsymbol{FHP}\,. \tag{2.18}$$

Wird zur linearen Vorverarbeitung die ZF-Methode angewandt, so ergibt sich das bekannte Bell-Laboratories-Layered-Space-Time(BLAST)-Verfahren [30]–[32]. Die Zeilen der Vorfilterungsmatrix $\boldsymbol{F}$ entsprechen damit den Zeilen der Pseudoinversen $\boldsymbol{H}^{\dagger}$ der Kanalmatrix, die schrittweise ausgewählt werden und entsprechend vorsortiert sind. Ausschlaggebend für die Detektionsreihenfolge ist die resultierende Rauschanhebung vor der Datenentscheidung, die für je-

den Iterationsschritt minimiert werden muss. Der BLAST-Algorithmus wird im Pseudocode 1 zusammengefasst.

Pseudocode 1 BLAST-Algorithmus [28], [31], [32]

$[\boldsymbol{F}, \boldsymbol{M}, \boldsymbol{P}] = \text{BLAST}\,(\boldsymbol{H})$

$\boldsymbol{F} = \left[\boldsymbol{f}_1^{\mathsf{T}}, \ldots, \boldsymbol{f}_{N_\mathrm{u}}^{\mathsf{T}}\right]^{\mathsf{T}} = \boldsymbol{0}$ ▷ Vorfilterungsmatrix

$\boldsymbol{P} = \left[p_{i,j}\right] = \boldsymbol{0}$ ▷ Permutationsmatrix

$\mathcal{D} = \emptyset$ ▷ Menge der detektierten Nutzer

$\hat{\boldsymbol{H}} = \boldsymbol{H}$

while $l \leq N_\mathrm{u}$ **do**

  $\boldsymbol{G} = \left[\boldsymbol{g}_1^{\mathsf{T}}, \ldots, \boldsymbol{g}_{N_\mathrm{u}}^{\mathsf{T}}\right]^{\mathsf{T}} = \hat{\boldsymbol{H}}^{\dagger}$ ▷ Vorverarbeitung mit Pseudoinverse

  $\nu^{(l)} = \underset{\nu \notin \mathcal{D}}{\operatorname{argmin}} ||\boldsymbol{g}_\nu||_2^2$ ▷ Bestimme zuverlässigsten Nutzer

  $\mathcal{D} = \{\mathcal{D}, \nu^{(l)}\}$ ▷ Füge Nutzer $\nu^{(l)}$ zu $\mathcal{D}$ hinzu

  $p_{\nu^{(l)},l} = 1$ ▷ Aktualisiere Permutationsmatrix

  $\boldsymbol{f}_l = \boldsymbol{g}_{\nu^{(l)}}$ ▷ Wähle $\boldsymbol{g}_{\nu^{(l)}}$ als l-te Zeile von $\boldsymbol{F}$

  $\hat{\boldsymbol{h}}_{\nu^{(l)}} = \boldsymbol{0}$ ▷ Setze Spalte mit Index $\nu^{(l)}$ von $\hat{\boldsymbol{H}}$ zu null

  $l = l + 1$ ▷ Nächster Iterationsschritt

end while

$\boldsymbol{M} = \boldsymbol{FHP}$ ▷ Rückführungsmatrix

2.2.3 Kanalschätzung

Um die vorherigen Detektionsverfahren anwenden zu können, muss der Empfänger die Kanalmatrix $\boldsymbol{H}$ kennen. Diese wird in der Praxis mit Hilfe von Trainingssequenzen bzw. Pilotsignalen geschätzt, welche die Nutzer gleichzeitig aussenden und an der BS bereits bekannt sind. Dazu wird jedem Nutzer eine Trainingssequenz der Länge N_p zugeordnet. Zusammengefasst in einer Pilotmatrix $\boldsymbol{S}$ der Dimension $N_\mathrm{u} \times N_\mathrm{p}$ ergibt sich die resultierende $N_\mathrm{rx} \times N_\mathrm{p}$-Empfangsmatrix zu

$$\boldsymbol{R}_\mathrm{p} = \boldsymbol{HS} + \boldsymbol{N}\,. \tag{2.19}$$

Ein einfaches Verfahren, mit dem der Kanal geschätzt werden kann, ist der Least-Squares(LS)-Ansatz. Dieser minimiert den quadratischen Fehler zwischen dem tatsächlichen Empfangssignal $\boldsymbol{R}_\mathrm{p}$ und dem geschätzten Empfangssignal $\hat{\boldsymbol{R}}_\mathrm{p} = \hat{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{S}$. Durch die Kenntnis der Pilotmatrix am Empfänger ergibt sich die

geschätzte Kanalmatrix über [13]

$$\hat{\boldsymbol{H}} = \boldsymbol{R}_{\mathrm{p}} \boldsymbol{S}^{\mathsf{H}} \left(\boldsymbol{S}\boldsymbol{S}^{\mathsf{H}} \right)^{-1} . \tag{2.20}$$

Die Pilotmatrix wird derart gewählt, dass die Nutzer sich nicht gegenseitig stören. Die Zeilen von $\boldsymbol{S}$ müssen hierzu orthogonal sein und daher muss die Bedingung

$$\boldsymbol{S}\boldsymbol{S}^{\mathsf{H}} = N_{\mathrm{p}} \boldsymbol{I} \tag{2.21}$$

erfüllt sein. Die Länge der Trainingssequenzen muss zudem mindestens der Nutzeranzahl entsprechen, darf aber gleichzeitig nicht die Übertragungsblocklänge N_{c} des Kohärenzintervalls überschreiten, d. h. $N_{\mathrm{u}} \leq N_{\mathrm{p}} \leq N_{\mathrm{c}}$.

Orthogonale Pilotsequenzen können beispielsweise über Hadamard-Walsh-Folgen bereitgestellt werden. Diese erfüllen die Bedingung in Gleichung (2.21) und ergeben sich aus den Zeilen der Hadamard-Matrix $\boldsymbol{T}$, dessen Einträge entweder $+1$ oder -1 betragen. Über ein einfaches rekursives Verfahren kann $\boldsymbol{T}$ wie folgt konstruiert werden [24]:

$$\boldsymbol{T}_1 = 1, \boldsymbol{T}_2 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{T}_1 & \boldsymbol{T}_1 \\ \boldsymbol{T}_1 & -\boldsymbol{T}_1 \end{bmatrix}, \boldsymbol{T}_{2^n} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{T}_{2^{n-1}} & \boldsymbol{T}_{2^{n-1}} \\ \boldsymbol{T}_{2^{n-1}} & -\boldsymbol{T}_{2^{n-1}} \end{bmatrix} n = 0, 1, 2, \ldots . \tag{2.22}$$

Da die quadratische Hadamard-Matrix nur für Dimensionen generiert werden kann, die einer Zweierpotenz entsprechen, ergibt sich die Länge der Pilotsequenz entsprechend zu $N_{\mathrm{p}} = 2^n$ $(n = 0, 1, 2, \ldots)$.

Unter der Bedingung von Gleichung (2.21) folgt für die geschätzte Kanalmatrix aus Gleichung (2.20)

$$\hat{\boldsymbol{H}} = \boldsymbol{H} + \frac{1}{N_{\mathrm{p}}} \boldsymbol{N}\boldsymbol{S}^{\mathsf{H}} . \tag{2.23}$$

Der zweite Term in Gleichung (2.23) beschreibt den Schätzfehler. Dieser ist zum einen abhängig von den Rauschanteilen also dem SNR, lässt sich aber durch die Länge der Trainingssequenzen verkleinern. Eine Vergrößerung von N_{p} bedeutet allerdings gleichzeitig einen Mehraufwand hinsichtlich der Kanalschätzung, der mit einer Verminderung der Kanalkapazität einhergeht (vgl. Gleichung (2.12)). Die Auslegung von N_{p} stellt somit einen Kompromiss zwischen Schätzgenau-

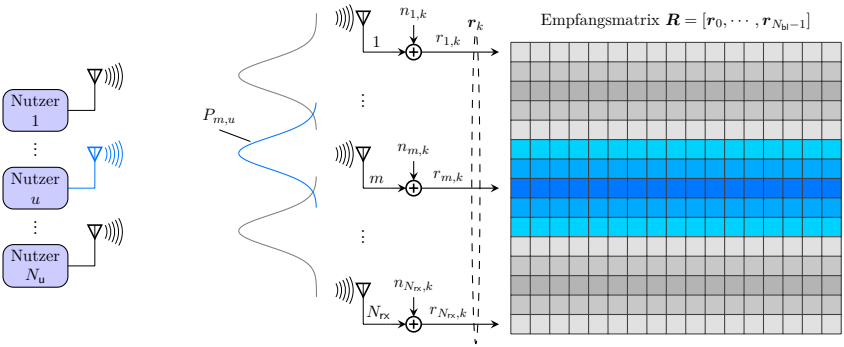


Abbildung 2.8: Ausnutzung des Leistungsprofils $P_{m,u}$ der Nutzer an der BS bei inkohärenter Detektion.

igkeit und Nutzdatenübertragung dar. Gleichzeitig skaliert die Länge der Trainingssequenzen entsprechend mit der Anzahl an Nutzern.

Problematisch ist auch, dass die Orthogonalität der Pilotsignale zwischen unterschiedlichen Kommunikationszellen nicht aufrechterhalten werden kann und stattdessen die gleichen Pilotsequenzen in mehreren Zellen verwendet werden müssen. Folglich kann es zu großen Fehlern bei der Kanalschätzung kommen. Dieses Problem ist auch als Pilot Contamination bekannt, das die Leistungsfähigkeit von MIMO-Systemen mit Kanalschätzung maßgeblich beeinträchtigen kann [15], [33], [34].

2.3 Inkohärente Detektionsverfahren

Für die klassischen kohärenten Detektionsverfahren muss die Kanalmatrix vollständig bekannt sein. Dies erfordert allerdings eine aufwändige Kanalschätzung mittels Pilotsignalen, die gleichzeitig auch sehr fehleranfällig ist. Hinzu kommt eine Verringerung der Kanalkapazität je nach Länge des verwendeten Schätzblocks. Um die einzelnen Sendesignale auch ohne explizite CSI zurückzugewinnen, können stattdessen inkohärente Verfahren eingesetzt werden, die von Ultrabreitband(UWB, engl. Ultra-Wideband)-Systemen abgeleitet wurden [35], [36].

Die inkohärente Detektion basiert auf einem Autokorrelationsprinzip der Empfangssignale und unter Ausnutzung der Kenntnis des Leistungsprofils (PSP, engl. Power-Space Profile) der Nutzer an der BS. Das PSP beschreibt dabei die räumliche Verteilung der mittleren Empfangsleistung eines Nutzers über die N_{rx} Empfangsantennen (siehe Abbildung 2.8). Die mittlere Empfangsleistung $P_{m,u}$ des u-ten Nutzers an der m-ten Empfangsantenne ergibt sich aus dem Erwartungswert des Betragsquadrates der Kanalkoeffizienten $h_{m,u}$ aus der Kanalmatrix in Gleichung (2.1) und des zugehörigen Sendesymbols $b_{u,k}$ gemäß

$$P_{m,u} \overset{\text{def}}{=} \mathrm{E}\left\{ \left| h_{m,u}\, b_{u,k} \right|^2 \right\} = \mathrm{E}\left\{ \left| h_{m,u} \right|^2 \right\} P_{\mathsf{tx}}\,. \tag{2.24}$$

Als Modulationsverfahren wird bei der inkohärenten Detektion eine differentielle Phasenumtastung (DPSK, engl. Differential Phase Shift Keying) verwendet. Die zu übertragenen Datensymbole $a_{u,k}$ des u-ten Nutzers zum Zeitpunkt k werden zunächst entsprechend aus einer Signalkonstellation

$$\mathcal{M} = \left\{ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi i/M} \mid i = 0, 1, \ldots, M-1 \right\} \tag{2.25}$$

einer Phasenumtastung (PSK, engl. Phase Shift Keying) der Ordnung M gewählt. Die anschließende differentielle Encodierung zu den Sendesymbolen $b_{u,k}$ geschieht gemäß der Vorschrift

$$b_{u,k} = a_{u,k}\, b_{u,k-1}\,, \qquad b_{u,0} = 1\,. \tag{2.26}$$

Durch die Addition der Phasen des aktuellen Datensymbols $a_{u,k}$ und des vorherigen Sendesymbols $b_{u,k-1}$ wird die Information im Phasenunterschied zwischen zwei aufeinanderfolgenden Sendesymbolen übertragen. Das erste verwendete Sendesymbol wird dabei mit einem konstanten Wert belegt ($b_{u,0} = 1$) und dient als Referenzsymbol. Aufgrund der reinen Phasenmodulation beträgt die mittlere Sendeleistung $P_{\mathsf{tx}} = 1$.

Im Gegensatz zur kohärenten Detektion werden die Sendesymbole nicht einzeln detektiert, sondern blockweise durch die Anwendung von Mehrsymbol-Detektionsverfahren. Hierzu wird ein gesamter Übertragungsblock von N_{bl} Sendesymbolen betrachtet. Mittels der Empfangsmatrix $\boldsymbol{R}$ in Gleichung (2.3) wird für jeden Nutzer u eine (Auto-)Korrelationsmatrix

$$\boldsymbol{Z}_u \overset{\text{def}}{=} \boldsymbol{R}^{\mathsf{H}} \boldsymbol{\mathcal{W}}_u \boldsymbol{R} \tag{2.27}$$

der Dimension $N_{\mathsf{bl}} \times N_{\mathsf{bl}}$ gebildet, die mit einer nutzerspezifischen und reellwertigen Diagonalmatrix

$$\boldsymbol{\mathcal{W}}_u \overset{\text{def}}{=} \operatorname{diag}(\zeta_{1,u}, \ldots, \zeta_{N_{\mathsf{rx}},u}) \tag{2.28}$$

gewichtet wird. Aufgrund der unterschiedlichen räumlichen Verteilung der mittleren Empfangsleistungen der Nutzer über den Empfangsantennen verteilt sich auch die jeweilige Nutzerinformation entsprechend räumlich (siehe Abbildung 2.8) und ermöglicht daher eine Nutzertrennung an der BS. Die Gewichtungsmatrix $\boldsymbol{\mathcal{W}}_u$ in Gleichung (2.28) agiert somit als räumliches Filter, das nur die relevanten räumlichen Einträge des u-ten Nutzers in der Empfangsmatrix $\boldsymbol{R}$ extrahiert. Das Filter muss derart entworfen werden, dass möglichst viel von der ursprünglichen Empfangsleistung des u-ten Nutzers erhalten bleibt, aber gleichzeitig unerwünschte Rauschanteile und Interferenzen durch andere Nutzer unterdrückt werden. Hierzu gibt es verschiedene Gewichtungsstrategien, die auf der Kenntnis der Leistungsprofile $P_{m,u}$ beruhen. Eine einfache Möglichkeit ergibt sich durch Matched Weighting oder Antenna Windowing [16]. Hier werden die Gewichtungskoeffizienten in Gleichung (2.28) entsprechend dem Leistungsprofil gewählt, d. h. $\zeta_{m,u} = P_{m,u}$, oder alternativ $\zeta_{m,u} = 1$ gesetzt für diejenigen Antennenpositionen, an denen ein Großteil der Nutzerempfangsleistung vorliegt; für die restlichen Antennenpositionen ist $\zeta_{m,u} = 0$. Beide genannten Strategien sind allerdings nicht optimal. Durch eine genaue Analyse der Korrelationsmatrix $\boldsymbol{Z}_u$ in Gleichung (2.27) kann diese in ihre Rausch- und Interferenzanteile zerlegt und eine Gleichung für das Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis (SINR, engl. Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) aufgestellt werden. Mit der Indexmenge $\mathcal{D}$ bereits detektierter Nutzer gilt für den u-ten Nutzer [17], [37]

$$\mathrm{SINR}_u = \frac{\eta_{u,u}^2 + \sigma_{u,u,u}^2}{\sum\limits_{\nu \notin \mathcal{D}, \nu \neq u} \eta_{u,\nu}^2 + \sum\limits_{(\nu,\mu) \neq (u,u)} \sigma_{u,\nu,\mu}^2 + \sigma_{\mathsf{n},u}^2} \,. \tag{2.29}$$

Das SINR in Gleichung (2.29) setzt sich zusammen aus den Interferenzanteilen

$$\eta_{u,\nu} \overset{\text{def}}{=} \sum_{m=1}^{N_{\mathsf{rx}}} \zeta_{m,u} P_{m,\nu} \tag{2.30}$$

von Nutzer ν auf Nutzer u, den gemischten Interferenzanteilen

$$\sigma^2_{u,\nu,\mu} \overset{\text{def}}{=} \sum_{m=1}^{N_{\text{rx}}} \zeta^2_{m,u} P_{m,\nu} P_{m,\mu} \,, \tag{2.31}$$

die von den Nutzern ν und μ auf Nutzer u entstehen, und den gesamten Rauschanteilen

$$\sigma^2_{\text{n},u} \overset{\text{def}}{=} \sum_{m=1}^{N_{\text{rx}}} \zeta^2_{m,u} \sigma^2_{\text{n}} \left(\sigma^2_{\text{n}} + 2 \sum_{\nu=1}^{N_{\text{u}}} P_{m,\nu} \right) \,. \tag{2.32}$$

Bei genauer Betrachtung lässt sich erkennen, dass das SINR lediglich vom PSP bzw. $P_{m,u}$, von den Gewichtungsfaktor $\zeta_{m,u}$ und von der Rauschleistung σ^2_{n} abhängt. Bei gegebenen PSP und unter der Annahme, dass die Rauschleistung ebenfalls bekannt ist, kann die Gewichtungsmatrix $\boldsymbol{\mathcal{W}}_u$ individuell für jeden Nutzer ausgelegt werden, sodass das SINR für den jeweiligen Nutzer maximiert wird. Die Maximierung kann dabei über eine numerische Optimierung erfolgen [38].

2.3.1 Decision-Feedback Differential Detection

Basierend auf der Korrelationsmatrix $\boldsymbol{Z}_u$ in Gleichung (2.27) berechnet sich die optimale Strategie zur Detektion der Sendesymbole $\boldsymbol{b}_u = [b_{u,0}, \ldots, b_{u,N_{\text{bl}}-1}]$ des u-ten Nutzers bei der Verwendung von Multiple-Symbol Differential Detection (MSDD) zu

$$\hat{\boldsymbol{b}}_u^{\text{MSDD}} = \underset{\bar{\boldsymbol{b}} \in \mathcal{M}^{N_{\text{bl}}}, \bar{b}_0 = 1}{\operatorname{argmax}} \; \bar{\boldsymbol{b}} \boldsymbol{Z}_u \bar{\boldsymbol{b}}^{\mathsf{H}} \,. \tag{2.33}$$

Dies erfordert allerdings die volle Suche von $M^{N_{\text{bl}}-1}$ möglichen Sendesymbolvektoren $\bar{\boldsymbol{b}}$. Um den Berechnungsaufwand zu reduzieren, kann stattdessen die Decision-Feedback Differential Detection (DFDD) [16] eingesetzt werden, die nur einen geringen Verlust gegenüber der MSDD aufweist. Bei der DFDD wird die Detektion für jeden Nutzer individuell und parallel über den gegebenen Übertragungsblock bzw. der Korrelationsmatrix durchgeführt. Die Sendesymbole werden dabei nacheinander detektiert und bereits detektierte Symbole fließen in den Entscheidungsprozess mit ein. Der Korrelationskoeffizient $z_{l,k,u}$ der Korrelationsmatrix $\boldsymbol{Z}_u$ kann direkt als Entscheidungsvariable genutzt werden.

Zur besseren Übersicht wird für folgende Betrachtungen der Index u weggelassen. Mit dem Operator

$$\mathcal{Q}_{\mathrm{PSK}}\{\cdot\} \overset{\mathrm{def}}{=} \frac{2\pi}{M}\left\lfloor \frac{M}{2\pi}\arg(\cdot)\right\rceil , \tag{2.34}$$

der die Phase einer komplexen Zahl auf die M Phasenwerte der verwendeten PSK-Konstellation aus Gleichung (2.25) quantisiert, und mit dem festgelegten Referenzsymbol $b_0 = 1$ ergeben sich die geschätzten Sendesymbole zu

$$\begin{aligned}
\hat{b}_1 &= \mathrm{e}^{\mathrm{j}\mathcal{Q}_{\mathrm{PSK}}\{b_0 z_{0,1}\}} \\
\hat{b}_2 &= \mathrm{e}^{\mathrm{j}\mathcal{Q}_{\mathrm{PSK}}\{b_0 z_{0,2}+\hat{b}_1 z_{1,2}\}} \\
&\vdots \\
\hat{b}_{N_{\mathrm{bl}}-1} &= \mathrm{e}^{\mathrm{j}\mathcal{Q}_{\mathrm{PSK}}\{\sum_{l=1}^{N_{\mathrm{bl}}-2}\hat{b}_l z_{l,N_{\mathrm{bl}}-1}\}} .
\end{aligned} \tag{2.35}$$

Allgemein formuliert resultiert das k-te detektierte Sendesymbol $\hat{b}_k$ aus der Summe aller bisher detektierten Symbole, die jeweils mit dem dazugehörigen Korrelationskoeffizienten für das aktuell zu detektierende Symbol gewichtet werden, und einer anschließenden Quantisierung über Gleichung (2.34):

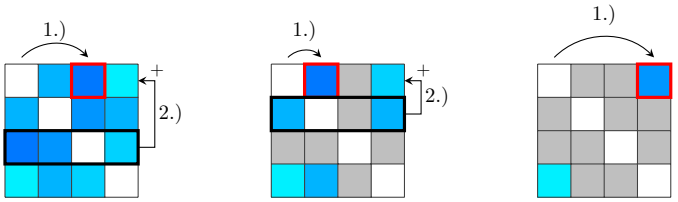
$$\hat{b}_k = \mathrm{e}^{\mathrm{j}\mathcal{Q}_{\mathrm{PSK}}\{\sum_{l=1}^{k-1}\hat{b}_l z_{l,k}\}} . \tag{2.36}$$

Die ursprünglichen Datensymbole, welche die zu übertragenden Informationen enthalten, können über die detektierten Sendesymbole gemäß $\hat{a}_k = \hat{b}_k \hat{b}_{k-1}^{*}$ wiedergewonnen werden.

Um die Leistungsfähigkeit der DFDD zu verbessern, kann zusätzlich die Detektionsreihenfolge optimiert werden. Hierzu wird für jeden Detektionsschritt das nächstzuverlässigste Symbol ermittelt, ähnlich wie beim BLAST-Verfahren (siehe Kapitel 2.2.2). Als Maß für die Zuverlässigkeit der Datenentscheidung wird in diesem Fall der Quantisierungsfehler[5]

$$\Delta\mathcal{Q}_{\mathrm{PSK}}\{\cdot\} \overset{\mathrm{def}}{=} \mathrm{mod}_{2\pi}\left(\arg(\cdot) - \mathcal{Q}_{\mathrm{PSK}}\{\cdot\}\right) \tag{2.37}$$

[5] $\mathrm{mod}_{2\pi}(\cdot)$ ist der symmetrische Modulo im Intervall $(-\pi,+\pi]$.



1. Iterationsschritt 2. Iterationsschritt 3. Iterationsschritt

Abbildung 2.9: Beispielhafter Ablauf der DFDD anhand der Korrelationsmatrix $\boldsymbol{Z}_u$ für einen Übertragungsblock der Länge $N_{\text{bl}} = 4$. In jedem Iterationsschritt wird zunächst das zuverlässigste Symbol im Bezug auf das Referenzsymbol gesucht und detektiert. Anschließend wird das detektierte Symbol mit den dazugehörigen Korrelationskoeffizienten gewichtet und auf die erste Zeile der Korrelationsmatrix addiert.

gewählt, der durch die Abbildung auf die M Phasenwerte der gewählten PSK-Konstellation entsteht, und für das als nächstes zu detektierende Symbol minimiert wird. Damit ist der Index k_1 des zuverlässigsten Symbols im ersten Iterationsschritt (in Bezug auf das Referenzsymbol $b_0 = 1$) gegeben mit

$$k_1 = \underset{k_1 \in \{1,\ldots,N_{\text{bl}}-1\}}{\operatorname{argmin}} \left| \Delta\mathcal{Q}_{\text{PSK}}\{z_{0,k_1}\} \right| . \tag{2.38}$$

Dies entspricht einer Suche des kleinsten Quantisierungsfehlers entlang der Zeile $\boldsymbol{z}_0 = [z_{0,0}, \ldots, z_{0,N_{\text{bl}}-1}]$ von $\boldsymbol{Z}$, wobei der erste Eintrag in $\boldsymbol{z}_0$ aufgrund des Referenzsymbols ignoriert wird. Das zugehörige zu detektierende Symbol errechnet sich über

$$\hat{b}_{k_1} = \mathrm{e}^{\mathrm{j}\mathcal{Q}_{\text{PSK}}\{z_{0,k_1}\}} . \tag{2.39}$$

Unter Berücksichtigung des bereits detektierten Symbols $\hat{b}_{k_1}$ und den dazugehörigen Korrelationskoeffizienten $\boldsymbol{z}_{k_1} = [z_{k_1,0}, \ldots, z_{k_1,N_{\text{bl}}-1}]$ in der k_1-ten Zeile können die Einträge in $\boldsymbol{z}_0$ über

$$\boldsymbol{z}_0' = \boldsymbol{z}_0 + \hat{b}_{k_1} \boldsymbol{z}_{k_1} \tag{2.40}$$

aktualisiert werden. Im nächsten Iterationsschritt wird der Index des nächst-

zuverlässigsten Symbols anhand des kleinsten Quantisierungsfehlers in $\boldsymbol{z}'_0$ bestimmt und das zugehörige Sendesymbol detektiert. Nach erneuter Rückführung des geschätzten Symbols mit den korrespondierenden Korrelationskoeffizienten wird wiederum das nächstzuverlässigste Symbol gesucht und der Datenentscheid durchgeführt. Dies kann iterativ fortgesetzt werden bis die Detektion aller Sendesymbole abgeschlossen ist. Der iterative Prozess der DFDD ist beispielhaft für einen Übertragungsblock der Länge $N_{\mathsf{bl}} = 4$ in Abbildung 2.9 dargestellt.

2.3.2 Decision-Feedback Differential Detection mit Noncoherent Decision-Feedback Equalization

Bei der DFDD geschieht die Detektion der Nutzer gleichzeitig aber getrennt auf der Basis der jeweiligen Korrelationsmatrix $\boldsymbol{Z}_u$. Die Rückführung bereits entschiedener Symbole in der zeitlichen Dimension führt zu einer entsprechenden Verbesserung des Detektionsergebnisses. Zur Unterdrückung der Nutzerinterferenz kann die DFDD um eine zusätzliche Rückführung bereits detektierter Symbole der Nutzer mittels Noncoherent Decision-Feedback Equalization (nDFE) [17] erweitert werden. Die klassische DFE erfordert hierzu die Kenntnis des Kanals, um die Interferenz bereits detektierter Nutzer zu entfernen (siehe Kapitel 2.2.2). Bei der inkohärenten Detektion sind die Kanalkoeffizienten jedoch unbekannt und es steht nur deren Statistik entsprechend des PSP zur Verfügung. Allerdings kann der Interferenzterm $\eta_{u,\nu}$ in Gleichung (2.30) ausgenutzt werden, wenn der Nutzer ν zuvor detektiert wurde. Mit der Indexmenge $\mathcal{D}$ bereits detektierter Nutzer und mit dem geschätzten Sendesymbolvektor $\hat{\boldsymbol{b}}_\nu$ des Nutzers ν kann eine Interferenz-reduzierte Korrelationsmatrix

$$\boldsymbol{Z}'_u = \boldsymbol{Z}_u - \sum_{\nu \in \mathcal{D}} \eta_{u,\nu}\, \hat{\boldsymbol{b}}_\nu^{\mathsf{H}} \hat{\boldsymbol{b}}_\nu \tag{2.41}$$

bereitgestellt werden, auf dessen Basis die Datensymbole des Nutzers u wiederum über die DFDD ermittelt werden kann. Die optimale Detektionsreihenfolge der Nutzer wird in diesem Fall über das SINR in Gleichung (2.29) vorgegeben. Derjenige Nutzer mit dem höchsten SINR wird als Erster mit der DFDD verarbeitet. Der Ablauf der DFDD in Kombination mit der nDFE wird nochmals in Abbildung 2.10 veranschaulicht.

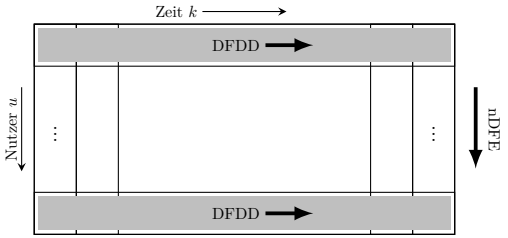


Abbildung 2.10: Ablauf der DFDD und der nDFE über der Zeit und über die Nutzer nach [17].

2.4 Kanalmodellierung

Eine realistische Leistungsbewertung von MIMO-Systemen erfordert die Verwendung von Kanalmodellen, die den Ausbreitungskanal bzw. die Kanalmatrix $\boldsymbol{H}$ in Gleichung (2.1) möglichst realitätsgetreu nachbilden. Im nachfolgenden Abschnitt wird zunächst ein Überblick über die bestehenden Kanalmodelle und deren Verwendungszweck gegeben. Anschließend wird auf das in dieser Arbeit verwendete Modell im Detail eingegangen.

2.4.1 Überblick

In der Literatur steht eine Vielzahl an Kanalmodellen zur Verfügung [24], [39], [40]. Die Wesentlichen sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Die Kanalmodelle können dabei entweder in deterministische oder stochastische Modelle gegliedert werden. Deterministische Modellierungsansätze betrachten die physikalische Ausbreitung in einer vordefinierten Umgebung, bei der sich Sender, Empfänger und mögliche Streuzentren an festen Positionen befinden. Dies ist beispielsweise bei Ray Tracing [41]–[43] oder bei der Modellierung durch Kanalmessdaten der Fall. Damit können sehr genaue Aussagen bezüglich der Leistungsfähigkeit des Systems getroffen werden. Diese gelten jedoch nur für das betrachtete Szenario und eignen sich daher nicht, um weitreichende Schlussfolgerungen zu ziehen.

Stochastische Kanalmodelle hingegen sind unabhängig von einer bestimmten Umgebung und können dazu genutzt werden, eine unbegrenzte Menge an mög-

Stochastische Modelle	Deterministische Modelle
i) Geometrie-gestützt – COST 259/273/2100 [44]–[49] – WINNER [50] – 3GPP [51], [52] – QuaDRiGa [53] ii) korrelationsbasiert – i.i.d. Rayleigh [40] – Kronecker [54], [55] – Weichselberger [56] iii) parametrisch – Saleh-Valenzuela [57], [58]	i) Ray Tracing [41]–[43] ii) Messdaten-gestützt

Tabelle 2.1: Überblick über MIMO-Kanalmodelle.

lichen Kanalrealisierungen mit den gewünschten statistischen Eigenschaften zu generieren. Diese Modelle können grob in korrelationsbasierte, parametrische und Geometrie-gestützte Kanalmodelle unterteilt werden.

Bei korrelationsbasierten Modellen wird der Kanal zwischen den Sende- und Empfangsantennen auf analytische Weise charakterisiert, aber ohne explizite Berücksichtigung der zugrundeliegenden Wellenausbreitung. Hierzu gehört der bereits erwähnte i.i.d.-Ansatz, bei dem die Einträge der Kanalmatrix als unabhängig und identisch Gauß-verteilt mit gleicher Varianz und Mittelwert null (Rayleigh-Fading) modelliert werden. Physikalisch entspricht dies einer stark streuenden Ausbreitungsumgebung, die sich ausschließlich durch unabhängige Mehrwegeausbreitung ohne LOS auszeichnet. Um zusätzlich Korrelationseffekte am Sender oder Empfänger zu berücksichtigen, kann das Kronecker- [54], [55] oder Weichselberger-Modell [56] verwendet werden. Die vorgestellten analytischen Modelle sind kaum rechenintensiv, werden aber aufgrund des fehlenden praktischen Bezugs hauptsächlich nur für theoretische Betrachtungen von MIMO-Systemen verwendet, beispielsweise zur Abschätzung der Kanalkapazität

wie in Gleichung (2.7).

Mit parametrischen Modellen hingegen können die Kanalkoeffizienten auf Basis der elektromagnetischen Wellenausbreitung konstruiert werden. Hierzu zählt beispielsweise das Saleh-Valenzuela-Kanalmodell [57], [58]. Die physikalischen Parameter der Ausbreitungspfade werden dabei individuell und vollständig in stochastischer Weise beschrieben, in dem die zugrundeliegende Wahrscheinlichkeitsverteilung vorgegeben wird. Die Geometrie der Ausbreitungsumgebung bleibt in diesem Fall aber unberücksichtigt.

Aus diesem Grund kommen Geometrie-gestützte Kanalmodelle zur praktischen Untersuchung von MIMO-Systemen zum Einsatz. Diese erfordern zwar einen großen Berechnungsaufwand, sind jedoch flexibel konfigurierbar und können gleichzeitig eine Vielzahl von Ausbreitungsszenarien abbilden. Die Wellenausbreitung wird über Streuzentren für eine festgelegte Sender- und Empfängerposition modelliert, ähnlich wie bei deterministischen Kanalmodellen. Die Position und Geometrie der Streuzentren werden allerdings zufällig anhand stochastischer Parameter gewählt, die für das zu modellierende Szenario typisch sind. Zu den Geometrie-gestützten Kanalmodellen gehören das WINNER-Modell [50], das 3GPP-Modell [51], [52], das QuaDRiGa-Modell [53] und die Modelle der COST-Familie [44]–[49]. Die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit basieren auf dem COST-2100-Kanalmodell [48], [49], das im Folgenden nun näher erläutert wird.

2.4.2 Das COST-2100-Kanalmodell

Das COST-2100-Kanalmodell ist in der Lage beliebige MIMO-Szenarien mit mehreren Nutzern abzubilden. Es baut in seinen Grundzügen auf den älteren COST-Versionen auf, dem COST-259-Modell [44], [45] und dem COST-273-Modell [46], [47]. Grundsätzlich kann die Wellenausbreitung zwischen Sender und Empfänger bzw. Nutzer und BS über verschiedene Ausbreitungswege, den Mehrwegekomponenten (MPCs, engl. Multi-Path Components), charakterisiert werden. Diese entstehen durch Reflexion und Beugung an Streuzentren in der physikalischen Umgebung. Bei der Interaktion mit einem Objekt können die MPCs zu einem Cluster zusammengefasst werden. Die Grundidee des COST-2100-Kanalmodells besteht nun darin, diese Cluster in der Simulationsumgebung zu platzieren, um so mögliche physikalische Streuobjekte in der realen

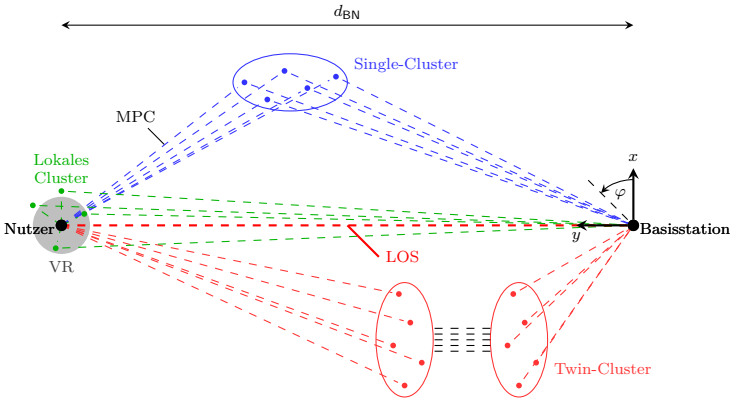


Abbildung 2.11: Veranschaulichung des Grundkonzeptes beim COST-2100-Kanalmodell.

Umgebung nachzuahmen (siehe Abbildung 2.11). Die Clustereigenschaften können dabei auf Kanalmessungen basieren. Grundsätzlich werden drei Arten von Clustern unterschieden. Zum einen gibt es lokale Cluster, die mögliche Streuzentren um die Nutzer und/oder der BS berücksichtigen. Zum anderen gibt es entfernte Cluster, die eine einfache oder eine mehrfache Interaktion mit einem Objekt modellieren und als Single- bzw. Twin-Cluster bezeichnet werden. Die Verteilung der Cluster in den Simulationskoordinaten geschieht auf zufällige Weise. Die Ausbreitungsparameter der MPCs wie die Senderichtung (DoD, engl. Direction of Departure), die Empfangsrichtung (DoA, engl. Direction of Arrival) und die Ausbreitungsverzögerung werden einzeln auf Grundlage der erzeugten Geometrie durch Nutzer-, BS- und Clusterposition errechnet. Die Sichtbarkeit und der Beitrag eines entfernten Clusters zum Empfangssignal wird zusätzlich über dessen Sichtbarkeitsgebiet (VR, engl. Visibility Region) festgelegt. VRs sind dabei gleichgroße kreisförmige Regionen, die zufällig und gleichmäßig in der Simulationsumgebung verteilt werden. Jedes Cluster wird einem VR zugeordnet und ist nur dann aktiv, wenn sich der Nutzer auch im entsprechenden VR befindet. Da eine Überlappung der verschiedenen VRs möglich ist, können somit auch mehrere Cluster gleichzeitig aktiv sein. Neben der Mehrwegeausbreitung über MPCs kann auch der direkte Ausbreitungspfad (LOS) zwischen Nutzer und BS berücksichtigt werden.

Clustermodellierung

Jedes Cluster wird als Ellipsoid im dreidimensionalem Raum beschrieben, in dem die möglichen Streupunkte zufällig platziert werden. Die Dimensionen Höhe, Breite und Länge der Ellipsoiden hängen direkt mit der Streuung der Ausbreitungsrichtung (Angular Spread) und der Streuung der Ausbreitungsverzögerung (Delay Spread) der MPCs innerhalb des Clusters zusammen. Die Positionierung, Orientierung und Dimensionierung der Ellipsoiden erfolgt anhand des gewünschten Angular Spread sowie Delay Spread der MPCs aus Sicht der BS bzw. der Nutzer. Das Ellipsoid eines lokalen Clusters befindet sich dabei zentriert um die Nutzerposition oder der Position der BS. Die Lage eines Single-Clusters hingegen wird durch einen Zufallsvektor bestimmt. Ausgehend von der BS wird dieser Clustertyp unter einem Gauß-verteilten Winkel relativ zur imaginären Verbindungslinie zwischen der BS und dem Zentrum des entsprechenden VR platziert. Das gleiche Prinzip wird auch bei Twin-Clustern angewendet, die aus zwei identischen Ellipsoiden bestehen. Eines wird aus Sicht der BS und das andere aus Sicht des VR jeweils über einen Zufallsvektor positioniert. Die zusätzlich auftretende Ausbreitungsverzögerung bei Twin-Clustern wird dabei entsprechend berücksichtigt.

Die Ausbreitung über die MPC rufen eine Amplituden- und eine Phasenänderung des Sendesignals hervor, welche über die komplexe Amplitude a^{MPC} für jede MPC einzeln beschrieben werden kann. Für den p-ten aktiven Ausbreitungspfad ergibt sich diese beim COST-2100-Kanalmodell allgemein über

$$a_p^{\mathsf{MPC}} \sim A_p^{\mathsf{MPC}} \frac{1}{\sqrt{\alpha_0}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_c \tau_p^{\mathsf{MPC}}}. \tag{2.42}$$

Der Wert ist abhängig von der Ausbreitungsverzögerung τ^{MPC} der MPC, der Trägerfrequenz f_c und der Pfaddämpfung

$$\alpha_0 = \left(\frac{4\pi f_c d_{\mathsf{BN}}}{c_0} \right)^{\gamma} \tag{2.43}$$

mit dem Dämpfungskoeffizienten $\gamma = 2$, der sich durch die Freiraumausbreitung im Kanal mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_0 zwischen Nutzer und BS mit Abstand d_{BN} (siehe Abbildung 2.11) ergibt. Die komplexe Gauß-verteilte Amplitude A^{MPC} spiegelt dabei die Amplitudenschwankungen der verschiedenen

MPCs innerhalb eines Cluster wider. Abhängig von der Clusterzugehörigkeit des MPC kommen in Gleichung (2.42) bei entfernten Clustern noch ein VR-Gewinn, der den Sichtbarkeitsgrad des Clusters in Abhängigkeit der Nutzerposition innerhalb des VR berücksichtigt, und eine clusterbezogene Dämpfung hinzu. Zusätzlich kann durch einen entsprechenden Faktor ein durch Abschattung hervorgerufenes Fading (Shadow-Fading) für die einzelnen MPC eines Clusters miteinbezogen werden [49].

Die LOS zwischen Nutzer und BS wird über ein eigenständiges Cluster modelliert, das nur eine MPC besitzt. Das LOS-Cluster wird ebenfalls einem VR zugeordnet, das die Sichtbarkeit der LOS-Komponente nur bis zu einer festgelegten Entfernung von der BS bestimmt. Die komplexe Amplitude des direkten Ausbreitungspfades ist gegeben durch

$$a^{\mathsf{LOS}} = A^{\mathsf{LOS}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_c d_{\mathsf{BN}}/c_0}, \tag{2.44}$$

wobei dessen Leistung $\left|a^{\mathsf{LOS}}\right|^2 = \left|A^{\mathsf{LOS}}\right|^2$ generell zufällig, aber in Bezug auf die Gesamtleistung $\sum_p \left|a_p^{\mathsf{MPC}}\right|^2$ aller anderen aktiven MPCs skaliert wird.

Gewinnung der Kanalkoeffizienten

Der gesamte Ausbreitungskanal wird durch die Superposition der komplexen Amplituden der einzelnen MPC aktiver Cluster sowie der LOS-Komponente charakterisiert, welche über die Gleichungen (2.42) und (2.44) errechnet werden. Da der Ausbreitungskanal zunächst nur auf Basis der Nutzerposition und der Lage der BS beim COST-2100-Kanalmodell bestimmt wird, bleiben die Antennenpositionen sowie deren Konfiguration vorerst unberücksichtigt. Die Berechnung des Ausbreitungskanals zwischen Sende- und Empfangsantenne und damit des Kanalkoeffizienten erfolgt hierzu über die Steuervektoren des verwendeten Antennen-Arrays. Die Steuervektoren berücksichtigen dabei den Phasenunterschied, der durch eine einfallende ebene Welle eines schmalbandigen Sendesignals an den einzelnen Antennenelementen hervorgerufen wird. Für ein lineares Antennen-Array (ULA, engl. Uniform Linear Array), bei dem N_{rx} Antennen im gleichmäßigen Antennenabstand d_{a} entlang der x-Achse angeordnet sind, ist der Steuervektor $\boldsymbol{a}_{N_{\mathsf{rx}}}(\varphi)$ für eine einfallende Welle mit Azimut-

Winkel φ gegeben durch

$$\boldsymbol{a}_{N_{\mathsf{rx}}}(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{N_{\mathsf{rx}}}} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}kd_{\mathsf{a}}\cos(\varphi)} \\ \vdots \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}k(N_{\mathsf{rx}}-1)d_{\mathsf{a}}\cos(\varphi)} \end{bmatrix}, \tag{2.45}$$

wobei $k = 2\pi/\lambda$ die Wellenzahl und λ die Wellenlänge bezeichnet. Wird an der BS ein ULA angenommen und sind die Nutzer jeweils mit einer einzigen Antenne ausgestattet, so können die Kanalkoeffizienten folgendermaßen bestimmt werden: Unter der Annahme eines Flat-Fading-Kanals ergeben sich diese für den u-ten Nutzer aus der Summation der komplexen Amplituden aller nutzerrelevanten Ausbreitungspfade, die entsprechend ihrer Ankunftsrichtung mit dem Phasenterm des Steuervektors verrechnet werden. Mit den DoAs φ_u^{LOS} der LOS-Komponente und $\varphi_{u,p}^{\mathsf{MPC}}$ des p-ten MPC, lässt sich der Kanalvektor des u-ten Nutzers über

$$\boldsymbol{h}_u = a_u^{\mathsf{LOS}} \boldsymbol{a}_{N_{\mathsf{rx}}}(\varphi_u^{\mathsf{LOS}}) + \sum_p a_{u,p}^{\mathsf{MPC}} \boldsymbol{a}_{N_{\mathsf{rx}}}(\varphi_{u,p}^{\mathsf{MPC}}) \tag{2.46}$$

kompakt beschreiben. Die Berechnung der Kanalkoeffizienten in Gleichung (2.46) geschieht allerdings unter der Annahme, dass sich der jeweilige Nutzer auch im Fernfeld des betrachteten Antennen-Arrays an der BS befindet. Bei Betrachtung einer reinen LOS-Komponente muss dafür der Abstand d_{BN} zwischen Nutzer und BS die Fernfeldbedingung [59]

$$d_{\mathsf{BN}} > \frac{2D^2}{\lambda} \tag{2.47}$$

als Funktion der physikalischen Ausdehnung D des Antennen-Arrays erfüllen. Bei einem ULA beträgt $D = N_{\mathsf{rx}} d_{\mathsf{a}}$.

2.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die für diese Arbeit nötigen Grundlagen erarbeitet und die Basis für ein gesamtheitliches Verständnis der MIMO-Übertragung in der Kommunikationstechnik geschaffen. Ausgehend von einem allgemeinen

Systemmodell werden zunächst die Unterschiede der verschiedenen Mehrantennensysteme dargelegt, mit denen eine simultane Übertragung von parallelen Datenströmen zur gleichen Zeit und im gleichem Frequenzband möglich ist. Insbesondere mit der MaMIMO-Technologie, bei der die BS mit einer Vielzahl an Antennen ausgestattet wird, lässt sich eine deutliche Steigerung der Übertragungsrate erzielen. Um die Vorteile dieser Systeme ausnutzen zu können, muss für die Anwendung der anschließend vorgestellten kohärenten Detektionsverfahren der Übertragungskanal vollständig bekannt sein. Dies gelingt nur durch die Aussendung von Pilotsignalen im Uplink. Die Kanalschätzung ist jedoch sehr fehleranfällig und vermindert gleichzeitig die maximal mögliche Kanalkapazität. Abhilfe können die daraufhin gezeigten inkohärenten Verfahren schaffen. Anstelle der expliziten Kanalzustandsinformation wird die räumliche Verteilung der Empfangsleistung der Nutzer an den BS-Antennen ausgenutzt.

Der letzte Teil des Kapitels beschäftigt sich mit der Kanalmodellierung bei MIMO-Systemen. Nach einem Überblick über die bisher existierenden Modellierungsansätze wird genauer auf das COST-2100-Kanalmodell eingegangen, das sowohl die geometrischen Beziehungen im Übertragungskanal berücksichtigt als auch einen stochastischen Ansatz verfolgt. Damit lässt sich der Ausbreitungskanal realitätsgetreu nachbilden und wird daher als Bewertungsgrundlage für die nachfolgenden Kapitel herangezogen.

3 Inkohärente Massive-MIMO-Systeme in Nahfeld-Szenarien

In bisherigen Arbeiten geschah die Bewertung der inkohärenten Detektion auf der Grundlage eines idealisierten und geometrischen Kanalmodells [16], [17], [37]. Die Kanalkoeffizienten der Nutzer wurden dabei unter Vorgabe eines künstlich generierten PSP erzeugt bzw. als unabhängig Gauß-verteilt mit Varianz entsprechend dem PSP modelliert. Im Gegensatz dazu soll im Folgenden das zuvor vorgestellte COST-2100-Kanalmodell als Bewertungsgrundlage dienen. Hierzu ist zunächst eine Erweiterung des Kanalmodells zur Betrachtung von MaMIMO-Systemen notwendig, die im folgenden Abschnitt vorgestellt wird.

3.1 Erweiterung des COST-2100-Kanalmodells

Das COST-2100-Kanalmodell berücksichtigt zunächst nur konventionelle MIMO-Systeme mit kleinen und kompakten Antennen-Arrays. Bei MaMIMO-Systemen hingegen ist die BS mit einer Vielzahl von Antennen ausgestattet, sodass das Antennen-Array auch mehrere hunderte Wellenlängen im Raum umfassen kann. Aufgrund dieser Tatsache gilt im Allgemeinen die Annahme einer einfallenden ebenen Welle am Empfänger nicht mehr und es werden stattdessen Kugelwellen beobachtet [60], [61].

Bisher wird der Ausbreitungskanal ausschließlich über die Positionen der Nutzer und der BS modelliert. Die Kanalkoeffizienten zwischen Sende- und Empfangsantenne werden anschließend über die Steuervektoren gewonnen. Um dennoch physikalisch große Antennen-Arrays zu unterstützen und die räumlichen Ausbreitungsunterschiede bei Nichteinhaltung der Fernfeldbedingung aus Gleichung (2.47) zu modellieren, wird anstatt der eigentlichen Lage der BS dessen Antennenpositionen berücksichtigt. Hierzu können entweder alle BS-Antennen oder Gruppen von BS-Antennen, die ein kleines MIMO-Array der Größe D_{group} darstellen und bei denen die Fernfeldbedingung erfüllt ist, in der

Simulationsumgebung platziert werden. Zusätzlich ist eine Anpassung der Cluster notwendig. So wird in [62], [63] vorgeschlagen, das Konzept der VRs auf die BS-Seite auszudehnen, um mögliche Szenarien abzudecken, bei denen mehrere benachbarte BS-Antennen die gleiche Menge an Clustern teilen. Diese Erweiterung wird jedoch im Simulations-Framework nicht berücksichtigt. Stattdessen wird das Konzept der gemeinsamen Cluster angewendet, das ursprünglich für die Multi-Link-Modellierung bei mehreren BS und zur Untersuchung der auftretenden Inter-Link-Korrelationen vorgeschlagen wurde [64], [65]. Damit sehen mehrere BS-Antennen dasselbe Cluster (gemeinsames BS-Cluster), jedoch unabhängig von der Antennenposition. Dieser Ansatz wird ebenfalls auf der Nutzerseite angewandt, sodass ein Teil des Sendesignals unterschiedlicher Nutzer sich durch dasselbe Cluster (gemeinsames Nutzer-Cluster) ausbreitet. Ein Überblick des erweiterten COST-2100-Kanalmodells, das die zuvor aufgeführten Aspekte vereint, ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Alle möglichen Clustertypen sind beispielhaft für den u-ten Nutzer und die m-te BS-Antenne abgebildet. An der BS wird hierbei exemplarisch ein ULA entlang der x-Achse angenommen, wobei mit dem gegebenen Framework auch andere Antennenanordnungen modelliert werden können (siehe Anhang A, Seite 127). Geschieht die Platzierung der BS-Antennen in der Simulationsumgebung gruppenweise, so wird nur die Mittenantenne platziert und deren Position berücksichtigt. Die Anzahl an tatsächlich platzierten BS-Antennen wird mit $N_{\mathrm{BS,true}} \leq N_{\mathsf{rx}}$ gekennzeichnet. Aus der Gruppengröße $N_{\mathrm{group}} = N_{\mathsf{rx}}/N_{\mathrm{BS,true}}$ und dem Antennenabstand d_{a} resultiert die physikalische Ausdehnung der jeweiligen Antennengruppen mit $D_{\mathrm{group}} = N_{\mathrm{group}}\, d_{\mathsf{a}}$.

Aufgrund der separaten Platzierung der BS-Antennen ergibt sich auch ein gesonderter Ausbreitungspfad, dessen Ausbreitungscharakteristik wiederum über eine komplexe Amplitude beschrieben wird. Der Kanalkoeffizient $h_{m,u}$ des u-ten Nutzers und der m-ten BS-Antenne lässt sich nun direkt über die Summe der komplexen Amplituden aller relevanten Ausbreitungspfade ausdrücken. Hierzu gehört die komplexe Amplitude $a^{\mathsf{LOS}}_{m,u}$ der LOS-Komponente und die komplexen Amplituden $a^{\mathsf{MPC}}_{p,m,u}$ der MPCs aller Cluster, die für den jeweiligen Nutzer und der BS-Antenne sichtbar sind. Der Übertragungskanal wird maßgeblich auch von den Antenneneigenschaften beeinflusst. So wurde bereits mit dem vereinfachten Kanalmodell in [37] gezeigt, dass beispielsweise die Richtcharakteristik Auswirkungen auf die PSPs und damit auf die Nutzertrennung bei der

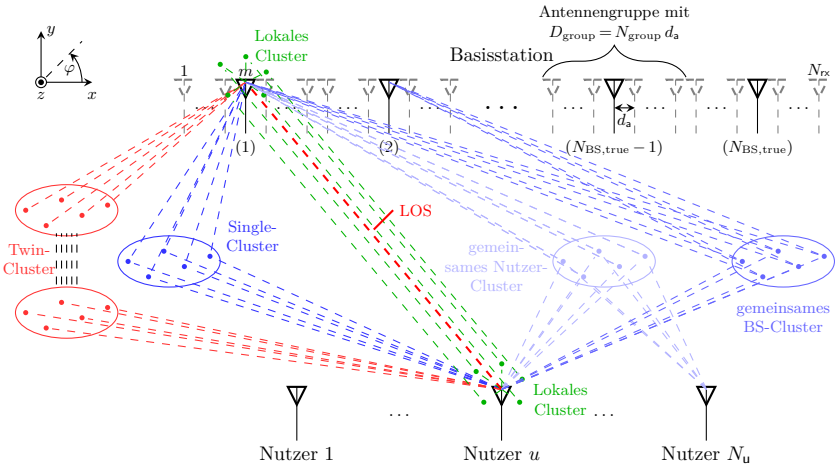


Abbildung 3.1: Überblick des erweiterten COST-2100-Kanalmodells nach [66] © 2018 VDE. Die Cluster sind exemplarisch für den u-ten Nutzer und der m-ten Antenne an der BS dargestellt.

inkohärenten Detektion haben. Da es sich beim COST-2100-Kanalmodell um einen physikalischen Modellierungsansatz handelt, liegen zusätzlich die DoA und DoD der Ausbreitungspfade vor. Diese Information kann verwendet werden, um auch die winkelabhängige Richtcharakteristik $C_{\mathsf{A}}(\varphi, \theta)$ der Antennen sowie deren Gewinn G_{A} bei der Übertragung miteinfließen zu lassen. Für die Nutzer kann hierbei von omnidirektionalen Antennen ausgegangen werden, sodass nur die Antenneneigenschaften der BS-Antennen mit dem Strahlungsdiagramm $C_{\mathsf{A,BS}}(\varphi, \theta)$ und dem Gewinn $G_{\mathsf{A,BS}}$ Berücksichtigung finden. Damit sind die Kanalkoeffizienten gegeben mit

$$\begin{aligned} h_{m,u} \;=\; & a^{\mathsf{LOS}}_{m,u}\; C_{\mathsf{A,BS}}\left(\varphi^{\mathsf{LOS}}_{m,u}, \theta^{\mathsf{LOS}}_{m,u}\right) \sqrt{G_{\mathsf{A,BS}}} \\ & + \sum_{p} a^{\mathsf{MPC}}_{p,m,u}\; C_{\mathsf{A,BS}}\left(\varphi^{\mathsf{MPC}}_{p,m,u}, \theta^{\mathsf{MPC}}_{p,m,u}\right) \sqrt{G_{\mathsf{A,BS}}}\;, \end{aligned} \tag{3.1}$$

wobei $\varphi^{\mathsf{LOS}}_{m,u}$ bzw. $\theta^{\mathsf{LOS}}_{m,u}$ die DoAs der LOS-Komponente und $\varphi^{\mathsf{MPC}}_{p,m,u}$ bzw. $\theta^{\mathsf{MPC}}_{p,m,u}$ die DoA des p-ten relevanten MPC bezeichnet.

Die Gleichung (3.1) ist gültig, sofern alle BS-Antennen in der Simulationsum-

gebung platziert sind, d. h. $N_{\mathrm{BS,true}} = N_{\mathsf{rx}}$. Bei gruppenweiser Platzierung der BS-Antennen werden die Kanalkoeffizienten innerhalb einer Antennengruppe auf Basis der komplexen Amplituden $a^{\mathsf{LOS}}_{m_{\mathrm{true}},u}$ bzw. $a^{\mathsf{MPC}}_{p,m_{\mathrm{true}},u}$ der tatsächlich platzierten Antenne mit Index m_{true} errechnet. Da nur ein physikalisch kleinerer Teil des gesamten Antennen-Arrays an der BS betrachtet wird, kann die Fernfeldbedingung als erfüllt angesehen werden. So kann mithilfe der Steuervektoren und den entsprechenden DoAs $\varphi^{\mathsf{LOS}}_{m_{\mathrm{true}},u}$ bzw. $\varphi^{\mathsf{MPC}}_{p,m_{\mathrm{true}},u}$ die komplexe Amplitude aller anderen Empfangsantennen innerhalb einer Antennengruppe rekonstruiert werden. Bei einer Gruppengröße $N_{\mathrm{group}} = N_{\mathsf{rx}}/N_{\mathrm{BS,true}}$ resultieren diese für die l-te Antenne einer Gruppe über

$$a^{\mathsf{LOS}}_{l,u} = a^{\mathsf{LOS}}_{m_{\mathrm{true}},u}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}k\left(l-\frac{N_{\mathrm{group}}+1}{2}\right)d_{\mathsf{a}}\cos\left(\varphi^{\mathsf{LOS}}_{m_{\mathrm{true}},u}\right)} \tag{3.2}$$

und

$$a^{\mathsf{MPC}}_{p,l,u} = a^{\mathsf{MPC}}_{p,m_{\mathrm{true}},u}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}k\left(l-\frac{N_{\mathrm{group}}+1}{2}\right)d_{\mathsf{a}}\cos\left(\varphi^{\mathsf{MPC}}_{p,m_{\mathrm{true}},u}\right)}\,. \tag{3.3}$$

Mit diesem Ansatz wird lediglich die Phasenänderung aber keine Amplitudenänderung aufgrund der Freiraumausbreitung innerhalb einer Antennengruppe berücksichtigt. Jedoch lässt sich damit die Komplexität des Kanalmodells vereinfachen und damit die Zeit zur Generierung der Kanaldaten stark reduzieren, speziell wenn alle Clustertypen aktiv sind.

3.2 Einfluss der Kanaleigenschaften

Das vorgestellte erweiterte COST-2100-Kanalmodell soll nun als Grundlage dienen, um die Leistungsfähigkeit der inkohärenten Detektion bei MaMIMO-Systemen zu analysieren. Im Blickpunkt steht zunächst der Einfluss der Kanaleigenschaften, zu denen u. a. das Ausbreitungsszenario, die Clustertypen und die Platzierung der Nutzer bezüglich der BS zählen.

Für die Analyse wird dazu ein Ausgangsszenario definiert. Es werden drei Nutzer ($N_{\mathsf{u}} = 3$) betrachtet, die mit einer BS kommunizieren. Die BS ist mit einem ULA ausgestattet, das insgesamt aus $N_{\mathsf{rx}} = 100$ Antennen besteht und sich dabei im Ursprung des Koordinatensystems entlang der x-Achse (siehe Abbildung 3.2) befindet. Für den Abstand der Antennenelemente des ULA wird eine Wellenlänge angenommen ($d_{\mathsf{a}} = \lambda$) und die Trägerfrequenz wird auf $f_{\mathsf{c}} = 1\,\mathrm{GHz}$

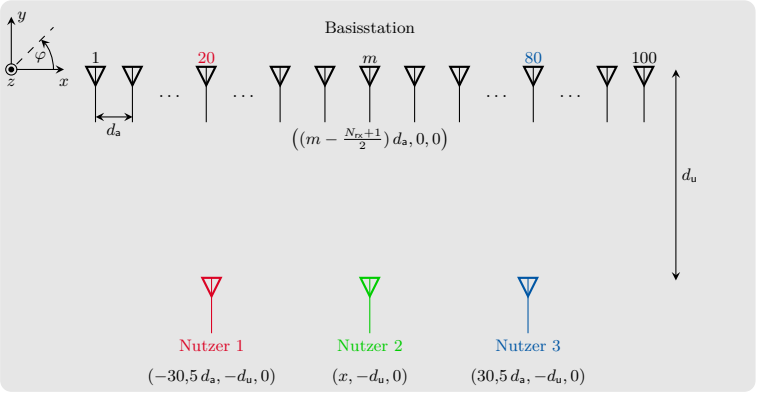


Abbildung 3.2: Nutzer- und BS-Anordnung unter Verwendung des erweiterten COST-2100-Kanalmodells bei Nahfeld-Betrachtungen.

festgelegt. Dies führt zu einem physikalisch großen Array an der BS mit einer Abmessung von insgesamt $D = 30\,\mathrm{m}$. Die Nutzer werden entlang einer Geraden in x-Richtung im Abstand $d_u = 5\,\mathrm{m}$ zur BS positioniert. Die Nutzer 1 und 3 werden dabei jeweils der zwanzigsten und achtzigsten BS-Antenne gegenübergestellt, sodass deren x-Positionen übereinstimmen. Nutzer 2 wird zunächst keine feste x-Position zugeordnet. Alle Nutzer sowie die BS befinden sich in der x-y-Ebene und damit auf der gleichen Höhe ($z = 0\,\mathrm{m}$). Zur besseren Nutzertrennung hinsichtlich des PSP sollten die Antennen an der BS nach [37] ein gerichtetes Antennendiagramm besitzen. Deshalb werden im Folgenden Patch-Antennen an der BS ausgewählt und deren 3D-Strahlungsdiagramm aus Vollwellensimulationen im COST-2100-Kanalmodell hinterlegt. Relevant ist hierbei die Richtcharakteristik $C_{\mathsf{A,BS}}(\varphi, \theta = 90°)$, die im nachfolgenden Kapitel in Abbildung 4.2 auf Seite 55 dargestellt ist. Die Hauptkeule zeigt in die negative y-Richtung, sodass die BS-Antennen in Richtung der Nutzer ausgerichtet sind.

Die Parametrisierung des erweiterten COST-Modells geschieht nach [49]. Hier stehen die stochastischen Parameter zur Modellierung unterschiedlicher Ausbreitungsumgebungen zur Verfügung, die aus verschiedenen Messkampagnen ermittelt wurden. Für folgende Betrachtungen wird auf die Parameter für Indoor-Szenarien zurückgegriffen.

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit der inkohärenten Detektion wird die

Systemkonfiguration	
Nutzeranzahl N_{u}	3
Nutzerabstand d_{u}	5 m
Anzahl BS-Antennen N_{rx}	100
Trägerfrequenz f_{c}	1 GHz
Antennenabstand d_{a}	λ
Antennentyp BS	Patch-Antenne
Antennentyp Nutzer	omnidirektional
Inkohärente Detektion	
Modulationsalphabet	4-stufige DPSK
Blocklänge N_{bl}	201
$\mathrm{SNR}_{\mathsf{tx}} = P_{\mathsf{tx}}/\sigma_{\mathsf{n}}^2$	14 dB

Tabelle 3.1: Systemparametrisierung des Ausgangsszenarios.

Symbolfehlerrate (SER, engl. Symbol Error Rate) in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 als Bewertungskriterium gewählt. Dazu werden $N_{\mathsf{ch}} = 100\,000$ verschiedene Kanalrealisierungen mittels des COST-Modells für jede x-Position von Nutzer 2 innerhalb eines definierten Bereichs generiert und die SER darüber gemittelt. Während der Generierung der unterschiedlichen Kanalrealisierungen ist keiner der Nutzer in Bewegung, d. h. es wird ein statisches Szenario angenommen. Anschließend wird die inkohärente Detektion über DFDD oder DFDD/nDFE durchgeführt. Dabei wird ein Übertragungsblock der Länge $N_{\mathsf{bl}} = 201$ mit den Sendesymbolen einer DPSK vierter Ordnung (4-stufige DPSK) betrachtet. Die Rauschleistung σ_{n}^2 an den einzelnen Empfangszweigen der BS wird so festgelegt, dass das sendeseitige $\mathrm{SNR}_{\mathsf{tx}}$ 14 dB beträgt. Die relevanten Systemparameter sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Kanalnormierung/Leistungsregelung

Die generierten Übertragungskanäle des COST-Modells können deutlich unterschiedliche Dämpfungen aufweisen, sodass die SER maßgeblich von der tatsächlichen Empfangsleistung bzw. dem SNR am Empfänger beeinflusst wird. Um eine Vergleichbarkeit der Ergebnisse unabhängig vom gewählten Szenario zu

schaffen, kann den Übertragungskoeffizienten eine Dämpfung vorgegeben und damit die gesamte Empfangsleistung festgelegt werden. Dies wird durch eine entsprechende Normierung der Kanalmatrizen erreicht, die gleichzeitig auch eine Leistungsregelung darstellt. Dabei sind verschiedene Ansätze möglich. Eine Möglichkeit ist $\boldsymbol{H}$ spaltenweise zu normieren, sodass

$$||\boldsymbol{h}_u||_2^2 = 1 \tag{3.4}$$

gilt. Mit dieser Normierung wird das Ungleichgewicht der Kanaldämpfung unter den Nutzern bereinigt, wodurch die Gesamtempfangsleistung jedes Nutzers an der BS gleich ist. Räumliche Leistungsunterschiede an den BS-Antennen bleiben allerdings bestehen. In der Praxis entspricht diese Normierung einer entsprechend individuellen Regelung der Sendeleistung der Nutzer. Alternativ kann eine ganzheitliche Normierung der Kanalmatrix vorgenommen werden damit

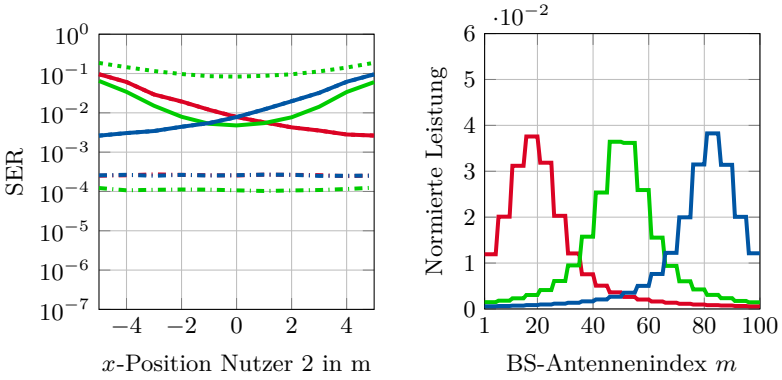
$$||\boldsymbol{H}||_\mathrm{F}^2 = N_\mathrm{u} \tag{3.5}$$

folgt. Verglichen mit der Normierung in Gleichung (3.4) werden Kanaldämpfungsunterschiede unter den Nutzern beibehalten, sodass die Gesamtleistung jedes Nutzers an der BS auch unterschiedlich ausfallen kann. Die Sendeleistung der Nutzer ist damit gleich und wird entsprechend gemeinsam geregelt. Das für die inkohärente Detektion notwendige PSP der Nutzer wird im Folgenden stets aus den normierten Kanalkoeffizienten gemäß Gleichung (2.24) gewonnen.

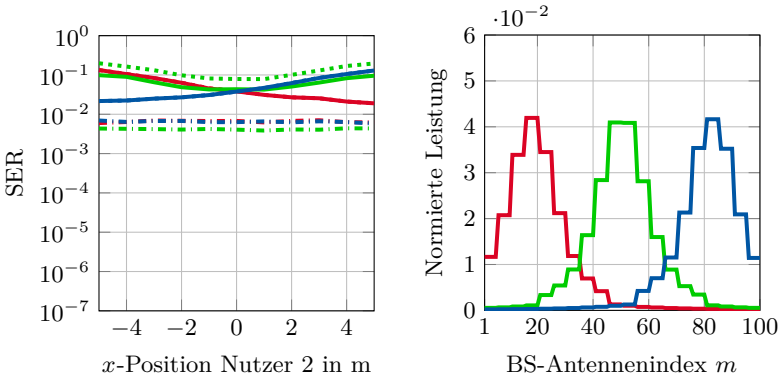
3.2.1 Ausbreitungsszenario

Als Erstes soll das Ausbreitungsszenario näher analysiert werden. Als Ausgangspunkt wird dabei zunächst ein Obstructive-Line-of-Sight (OLOS)-Szenario betrachtet, bei dem der direkte Verbindungspfad zwischen Nutzer und BS blockiert ist. Bei den Clustertypen hingegen sind alle bis auf Single-Cluster aktiv. Zudem werden nur 20 der insgesamt 100 BS-Antennen in der Simulationsumgebung platziert ($N_{\mathrm{BS,true}} = 20$). Jede tatsächlich platzierte Antenne repräsentiert damit eine Gruppe von fünf Empfangsantennen ($N_{\mathrm{group}} = 5$). Die Normierung der Kanalmatrizen erfolgt über die in Gleichung (3.5) vorgestellte Methode.

Mit dieser Parametrisierung ergeben sich die in Abbildung 3.3 (a) dargestellten Ergebnisse, wobei die SER für jeden Nutzer einzeln gezeigt wird. Hieraus lässt sich erkennen, dass sobald sich Nutzer 2 zu nahe an Nutzer 1 oder 3



(a) OLOS-Szenario, modifiziert nach [66] © 2018 VDE.



(b) LOS-Szenario.

Abbildung 3.3: Einfluss Ausbreitungsszenario: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 (DFDD (- - -), DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)) und Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $x = 0\,\mathrm{m}$. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

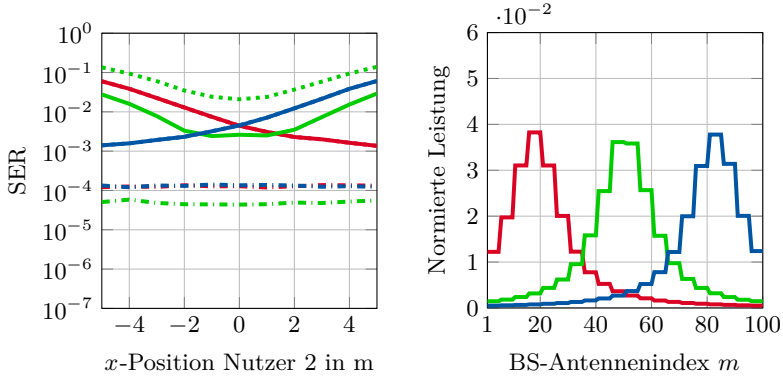
befindet, eine Performanzverschlechterung der inkohärenten Detektion für die besagten Nutzer auftritt. Diese Beobachtung wurde auch in [17] gemacht und wird durch die starke Überlappung der PSPs hervorgerufen. Das jeweilige PSP

der Nutzer ist in Abbildung 3.3 (a) zu sehen, bei dem sich Nutzer 2 in der Mitte der anderen Nutzer bzw. bei $x = 0\,\mathrm{m}$ befindet. Die Profile zeigen einen stufenförmigen Verlauf, der auf die Tatsache zurückzuführen ist, dass nur die Phasen des Empfangssignale innerhalb einer BS-Gruppe über die Steuervektoren wiedergewonnen werden. Eine Amplitudenkorrektur durch die unterschiedlichen Pfaddämpfungen findet nicht statt, sodass die Empfangsleistung innerhalb einer betrachteten BS-Gruppe konstant ist. Die Anwendung der DFDD führt zu einem schlechten Ergebnis für Nutzer 2 aufgrund der beidseitigen Interferenz durch die anderen Nutzer. Die Nutzerinterferenz kann mithilfe der zusätzlichen nDFE gesenkt werden, wodurch ein wesentlicher Gewinn hinsichtlich der SER erzielt wird. Da die gesamte Empfangsleistung von Nutzer 2 aufgrund der Positionierung vor dem Antennen-Array leicht höher als die der anderen Nutzer ausfällt, ist die SER zusätzlich geringer. Um die Leistungsfähigkeit auch mit klassischen Detektionsverfahren vergleichbar zu machen, sind in Abbildung 3.3 (a) außerdem die Ergebnisse für BLAST mit perfekter Kanalkenntnis dargestellt. Es ist offensichtlich, dass im aktuellen Szenario ein Performanzunterschied zwischen inkohärenter und kohärenter Detektion besteht. Gleichzeitig zeigt sich auch, dass das Ergebnis mit BLAST unabhängig von der Position des zweiten Nutzers ist. Der Vergleich lässt jedoch die notwendige Kanalschätzung von BLAST außen vor. Schätzfehler und Einbußen in der spektralen Effizienz bleiben hier unberücksichtigt.

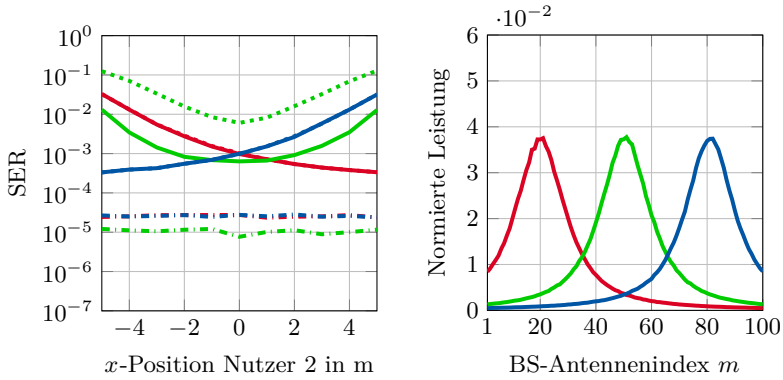
Wird nun stattdessen ein LOS-Szenario betrachtet, so resultieren die in Abbildung 3.3 (b) gezeigten Ergebnisse. Bezüglich der PSPs sind kaum Unterschiede zum OLOS-Szenario zu erkennen. Die SER ist jedoch deutlich schlechter im Vergleich. Die Einbußen treten aufgrund der starken Kanalkorrelationen auf, die sowohl die inkohärente als auch die kohärente Detektion in diesem Fall beeinflussen. Die höhere Empfangsleistung durch die LOS-Ausbreitung wird allerdings aufgrund der Kanalnormierung $||\boldsymbol{H}||_{\mathrm{F}}^2 = N_{\mathrm{u}}$ nicht berücksichtigt. Erwähnenswert bleibt auch, dass der Performanzunterschied der Detektionsverfahren im betrachteten LOS-Szenario geringer ausfällt.

3.2.2 Clustertypen

Im gerade betrachteten OLOS-Szenario in Abbildung 3.3 (a) waren alle Clustertypen bis auf Single-Cluster aktiv. Für die Ausbreitung im Kanal können



(a) Nur lokale Cluster aktiv mit $N_{\mathrm{BS,true}} = 20$.



(b) Nur lokale Cluster aktiv mit $N_{\mathrm{BS,true}} = N_{\mathrm{rx}} = 100$.

Abbildung 3.4: Einfluss Clustertypen: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 (DFDD (- - -), DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)) und Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $x = 0\,\mathrm{m}$. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

auch nur die lokalen Cluster berücksichtigt werden. Die Ergebnisse sind hierzu in Abbildung 3.4 (a) für $N_{\mathrm{BS,true}} = N_{\mathrm{rx}} = 20$ zu sehen. Bei den PSPs sind in diesem Fall keine bemerkenswerten Veränderungen zu beobachten. Bei der SER

hingegen ist eine Verbesserung zu erkennen, die sich sowohl für die kohärente als auch für die inkohärente Detektion ergibt. Dies ist auf die verminderten Kanalkorrelationen durch Ausschluss der gemeinsamen Cluster sowie der Twin-Cluster zurückzuführen.

Werden anstelle der 20 nun alle BS-Antennen ($N_{\mathrm{BS,true}} = N_{\mathrm{rx}} = 100$) in der Simulationsumgebung platziert und wiederum nur lokale Cluster betrachtet, so wird die Ausbreitung von jeder Sende- und Empfangsantenne über unabhängige lokale Cluster sowohl auf Nutzer- als auch auf der BS-Seite charakterisiert. Das Ergebnis ist für diesen Fall in Abbildung 3.4 (b) dargestellt. Da sowohl die Phase als auch die Amplitude der Kanalkoeffizienten für jede BS-Antenne gemäß Gleichung (3.1) berechnet werden, weisen die PSPs keine treppenförmige Charakteristik mehr auf. Eine weitere Verbesserung der SER ist beobachtbar. Dies geschieht wiederum durch die geringeren Kanalkorrelationen aufgrund der nun unabhängigen lokalen Cluster an allen BS-Antennen. Schlussfolgernd sollte die Berechnung der Kanalkoeffizienten für jede Antenne stets separat erfolgen, um die Leistungsverteilung an den Empfangsantennen realitätsgetreu wiederzugeben. Aufgrund des großen Berechnungsaufwandes ist dies allerdings nur bei der Betrachtung von ausschließlich lokalen Clustern sinnvoll.

3.2.3 Leistungsregelung

Neben den unterschiedlichen Ausbreitungsszenarien und den damit auftretenden Korrelationen spielt die Leistungsregelung bzw. Kanalnormierung eine wichtige Rolle. In den vorigen Betrachtungen wurde die Kanalmatrix ganzheitlich normiert, sodass $||\boldsymbol{H}||_{\mathrm{F}}^2 = N_{\mathrm{u}}$ gilt. Dieser Ansatz berücksichtigt mögliche Leistungsschwankungen zwischen den Nutzern, die aufgrund der unterschiedlichen Pfaddämpfungen durch die Positionierung vor dem Empfangs-Array auftreten können. Alternativ kann auch der Normierungsansatz mit $||\boldsymbol{h}_u||_2^2 = 1$ aus Gleichung (3.4) gewählt werden. Dies bedeutet, dass die gesamte Empfangsleistung für jeden Nutzer und für jede Kanalrealisierung stets gleich ist. Unter Anwendung dieser Leistungsregelung verbessert sich im Allgemeinen die SER bei der Betrachtung lokaler Cluster und $N_{\mathrm{BS,true}} = N_{\mathrm{rx}} = 100$ (siehe Abbildung 3.5 gegenüber 3.4 (b)). Die SER von Nutzer 2 gleicht sich den anderen Nutzern an. In diesem Fall spielen die auftretenden Korrelationen keine Rolle mehr und es wird das optimale Ergebnis erzielt.

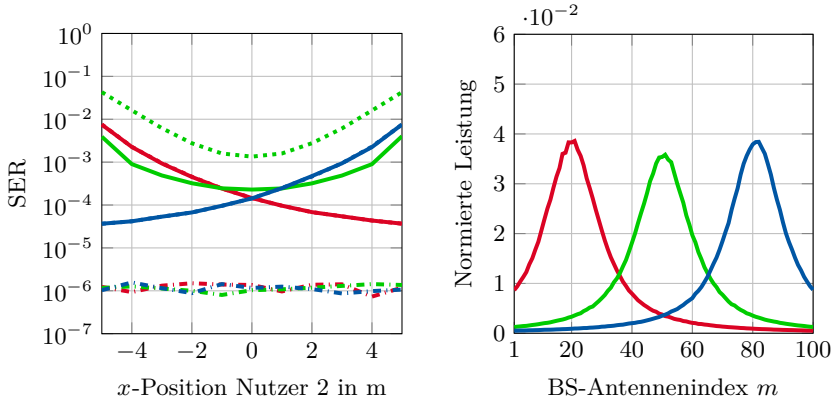
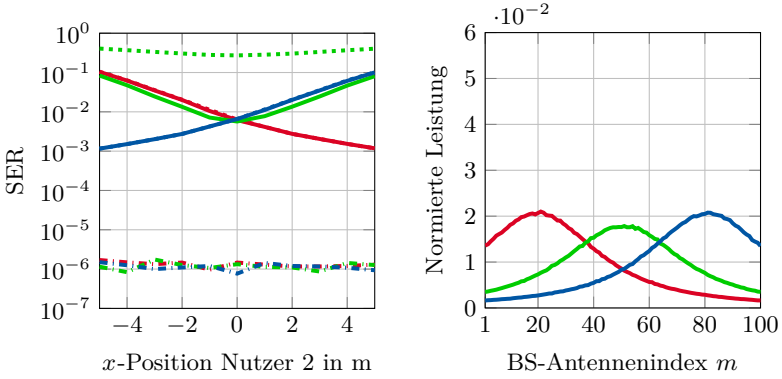


Abbildung 3.5: Einfluss Leistungsregelung bei $||\boldsymbol{h}_u||_2^2 = 1$: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 (DFDD (- - -), DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)) und Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $x = 0\,\text{m}$, modifiziert nach [66] © 2018 VDE. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

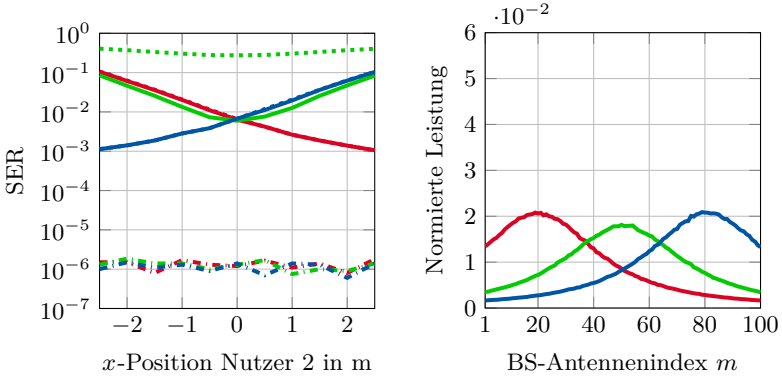
3.2.4 Nutzer- und Antennenabstand

Zuletzt soll der Einfluss des Nutzerabstands d_u und des Antennenabstands d_a veranschaulicht werden. Dazu werden bei der Kanalmodellierung nur die lokalen Cluster betrachtet und die Position aller BS-Antennen ($N_{\text{BS,true}} = N_\text{rx} = 100$) berücksichtigt. Die Kanalmatrizen werden in diesem Fall spaltenweise bzw. zu $||\boldsymbol{h}_u||_2^2 = 1$ normiert.

Zuerst wird der Nutzerabstand variiert. Abbildung 3.6 (a) zeigt das Ergebnis für SER und PSP, wenn d_u von 5 m auf 10 m vergrößert wird. Eine Vergrößerung des Nutzerabstandes führt zu einer Verbreiterung der PSPs, da sich der Pfaddämpfungsunterschied der Ausbreitungspfade zwischen Nutzer und jeder BS-Antenne verringert. Gleichzeitig verkleinert sich der Einfluss des Antennendiagramms an der BS aufgrund des geschrumpften DoA-Winkelbereichs der MPCs. Eine Verbreiterung des PSP führt wiederum zu einer höheren Überlappung der einzelnen PSPs und verringert die räumliche Trennbarkeit der Nutzer. Infolgedessen verschlechtert sich die SER bei Verwendung der inkohärenten De-



(a) $d_{\mathrm{u}} = 10\,\mathrm{m}$.



(b) $d_{\mathrm{a}} = \lambda/2$.

Abbildung 3.6: Einfluss Nutzer-/Antennenabstand: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 (DFDD (- - -), DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)) und Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $x = 0\,\mathrm{m}$. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

tektion aufgrund der stärkeren räumlichen Nutzerinterferenz. Die Detektion mittels BLAST zeigt in diesem Fall keinerlei Unterschiede zum vorherigen Nutzerabstand mit $d_{\mathrm{u}} = 5\,\mathrm{m}$ bei gleicher Kanalnormierung in Abbildung 3.5 auf.

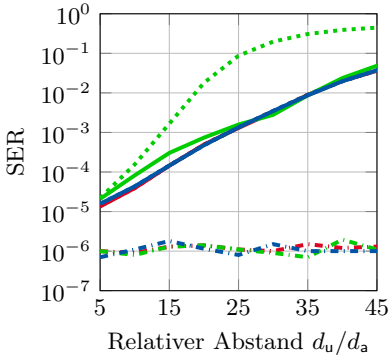


Abbildung 3.7: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des relativen Abstandes d_u/d_a, wenn Nutzer 2 bei $x = 0\,\text{m}$ (DFDD (- - -), DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)). Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

Als Nächstes werden die Auswirkungen des Abstands zwischen den Antennenelementen an der BS untersucht. Zu diesem Zweck wird d_a auf $\lambda/2$ halbiert, wodurch sich auch die Abmessungen des Empfangs-Arrays um den Faktor zwei reduzieren und sich nun über $D = 15\,\text{m}$ erstreckt. Für einen fairen Vergleich wird der zu untersuchte x-Positionsbereich von Nutzer 2 gleichermaßen halbiert. In diesem Fall lässt sich nahezu das gleiche Verhalten beobachten wie bei der Vergrößerung des Nutzerabstandes zuvor (siehe Abbildung 3.6 (b)). Aufgrund der kleineren Abmessungen der BS treten geringere Pfaddämpfungsunterschiede zwischen den Empfangsantennen auf und die Richtcharakteristik der BS-Antennen hat einen kleineren Einfluss auf die räumliche Verteilung der Empfangsleistung, sodass dies zu breiten PSPs an der BS führt. Höhere Nutzerinterferenz, die durch die zunehmende Überlappung der einzelnen PSPs verursacht werden, verschlechtern die SER bei der inkohärenten Detektion maßgeblich. Hingegen können bei der Anwendung des BLAST-Verfahrens keine sonderlichen Veränderungen bezüglich der SER festgestellt werden.

Die Variation des Nutzer- und BS-Antennenabstandes zeigt eine starke Abhängigkeit des inkohärenten Detektionsverfahrens von der aktuellen Nutzerposition sowie von der physikalischen Größe der BS. Diese haben einen direkten

Einfluss auf das PSP und bestimmen die räumliche Trennbarkeit der Nutzer über die BS-Antennen. Entscheidend ist der relative Abstand d_u/d_a von Nutzer und BS-Antennen wie in Abbildung 3.7 nochmals verdeutlicht wird. Hierbei befindet sich der Nutzer 2 bei $x = 0\,\text{m}$. Je kleiner der relative Abstand, desto schmalere PSPs liegen vor, und die SER der inkohärenten Detektion nähert sich dem Ergebnis für BLAST mit perfekter Kanalkenntnis an. Eine Verschlechterung der SER resultiert entsprechend für größere relative Abstände aufgrund der Überlappung der verbreiterten PSPs. Bereits bei einem relativen Abstand von $d_u/d_a = 45$ ist die Überlagerung der PSPs und damit die räumliche Nutzerinterferenz derart groß, dass sich bei der Anwendung der inkohärenten Detektion hohe Einbußen in der SER ergeben. Die Ergebnisse bedeuten im Umkehrschluss, dass für eine physikalisch kleiner werdende BS auch entsprechend kleinere Nutzerabstände erforderlich sind, um die SER bei der inkohärenten Detektion möglichst gering zu halten. Die physikalische Größe der BS wird dabei grundsätzlich durch die Trägerfrequenz, anhand der Antennenabstand d_a normalerweise ausgelegt wird, bestimmt. Bei einer höheren Trägerfrequenz treten zwar insgesamt höhere Pfaddämpfungen auf, relevant für das PSP ist jedoch der Pfaddämpfungsunterschied zwischen benachbarten Antennenelementen. So ist bei einer Erhöhung der Trägerfrequenz auch eine entsprechende Anpassung des Antennenabstandes notwendig.

3.2.5 Zusammenfassung der Ergebnisse

Die Auswertung auf Basis des erweiterten COST-2100-Kanalmodells zeigt, dass für die Anwendung inkohärenter Detektionsverfahren die Nutzer sich im Nahfeld der BS befinden müssen. Die aktuelle Nutzerposition sowie die physikalische Größe der BS haben einen starken Einfluss auf die Breite des PSP, die gleichzeitig die Nutzertrennung und damit die SER bestimmt. Die unterschiedlichen Clustertypen sowie die betrachteten Ausbreitungsszenarien (OLOS, LOS) haben hingegen nur geringe Auswirkungen auf die PSPs, beeinflussen jedoch die auftretenden Kanalkorrelationen. Diese führen unter Betrachtung der entsprechenden Kanalnormierung zu einer Verschlechterung der SER sowohl für die inkohärente als auch für die kohärente Detektion mittels BLAST. Die Anwendbarkeit der inkohärenten Detektion in reinen Non-Line-of-Sight (NLOS)-Kanälen erweist sich generell als schwierig, da hier kein charakteristisches PSP

zur Nutzertrennung garantiert werden kann.

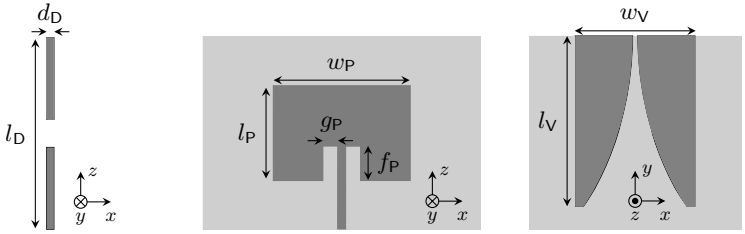
Ein Vergleich in [66] mit dem idealisierten Kanalmodell aus [16], [17], [37] weist zudem einen großen Unterschied zu den Ergebnissen mit dem erweiterten COST-2100-Kanalmodell auf. Dies liegt unter anderem an der Vernachlässigung jeglicher Kanalkorrelationen aufgrund der unabhängigen Gauß-verteilten Generierung der Kanalkoeffizienten. Außerdem werden grundsätzlich andere PSPs an der BS bei gleichem relativen Abstand und gleichen Antennendiagrammen beobachtet. Dies lässt sich unter anderem auch an dem gewählten Dämpfungskoeffizienten erklären, der beim idealisierten Kanalmodell zu $\gamma = 3{,}8$ gewählt wurde und unpassend für das vorliegende Ausgangsszenario ist. Diese Erkenntnis sowie die Zusammenhänge hinsichtlich der PSPs decken sich dabei mit den gemachten Kanalmessungen aus [67].

4 Ganzheitliche Modellierung der Antennen- und Hardware-Einflüsse

Das vorherige Kapitel beschäftigte sich nur mit der Kanalausbreitung und mit der Frage wie die Nutzer für ein günstiges PSP bei der inkohärenten Detektion vor der BS platziert sein müssen. Die BS wurde dabei als idealisiert angenommen. Nichtidealitäten der Hardware-Komponenten, aber auch die Antenneneigenschaften können zusätzlich die Übertragungscharakteristik beeinflussen. In diesem Kapitel werden daher die Antennen- und Hardware-Einflüsse ganzheitlich modelliert. Anhand der Auswirkungen auf die Systemperformanz werden zum einen Rückschlüsse auf die Anforderungen hinsichtlich der Antennenauslegung gezogen, zum anderen werden die kritischen Systemkomponenten am Empfänger benannt und mögliche Einsparungsmöglichkeiten gegeben.

4.1 Einfluss der Antenneneigenschaften

Bisher ist der Einfluss der Antennen auf die Leistungsfähigkeit der inkohärenten Detektion nur anhand der Richtcharakteristik idealisierter Antennen und auf Basis eines vereinfachten Kanalmodells bewertet worden [37]. Zur Bewertung des Einflusses realer Antennen werden nun drei verschiedene Antennentypen an der BS ausgewählt. Diese sind $\lambda/2$-Dipole, Inset-Fed-Patch-Antennen, die bereits in den vorherigen Betrachtungen genutzt wurden, und Vivaldi-Antennen. Die gewählten Antennen unterscheiden sich wesentlich hinsichtlich ihrer Richtcharakteristik, ihres Antennengewinns sowie der Antennenverkopplung und bieten damit eine solide Grundlage, um deren Einfluss auf die inkohärente Detektion zu untersuchen. Die jeweiligen Antennentypen sind in Abbildung 4.1 dargestellt und wurden für eine Betriebsfrequenz von 1 GHz gemäß dem Entwurfsleitfaden in [59], [68], [69] entworfen. Bei der Patch-Antenne und der Vivaldi-Antenne wurde hierfür ein FR-4-Substrat mit der Höhe $h = 1{,}6\,\mathrm{mm}$ und der relativen Permittivität $\varepsilon_\mathrm{r} = 4{,}3$ verwendet. Die Eigenschaften sowie die Abmes-



(a) $\frac{\lambda}{2}$-Dipol. **(b)** Inset-Fed-Patch-Antenne. **(c)** Vivaldi-Antenne.

Abbildung 4.1: Verwendete Antennentypen und deren Ausrichtung an der BS zur Bewertung der Leistungsfähigkeit der inkohärenten Detektion, [70] © 2018 IEEE. Die Metallisierung ist in ■ und das Substrat in ■ dargestellt.

Antennenabmessungen				
Dipol	l_D	d_D		
	150 mm	5 mm		
Patch	l_P	w_P	g_P	f_P
	65,5 mm	92,1 mm	2 mm	22,9 mm
Vivaldi	l_V	w_V		
	314,5 mm	208 mm		

Antenneneigenschaften	**Dipol**	**Patch**	**Vivaldi**
Betriebsfrequenz f_c	1 GHz	1 GHz	1 GHz
Richtcharakteristik $C_{A,BS}(\varphi,\theta)$	siehe Abbildung 4.2		
3 dB-Keulenbreite φ_{3dB}	–	77°	51°
Antennengewinn $G_{A,BS}$	2,15 dBi	5 dBi	8,4 dBi
Antennenimpedanz Z_A	73+j42,5 Ω	50 Ω	91,2+j6,9 Ω

Tabelle 4.1: Abmessungen und Eigenschaften der verwendeten Antennen an der BS.

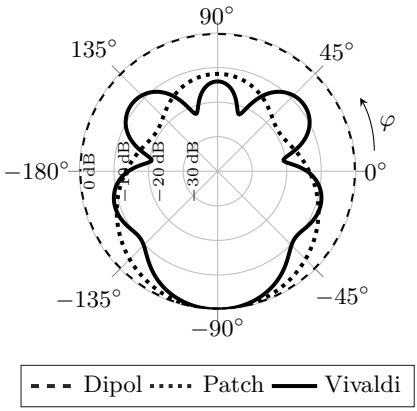


Abbildung 4.2: Antennendiagramm $C_{\mathsf{A},\mathsf{BS}}(\varphi, \theta = 90°)$ der zu untersuchenden Antennentypen an der BS, modifiziert nach [70] © 2018 IEEE. Die Hauptkeule (bei $\varphi = -90°$) zeigt in Richtung der Nutzer.

sungen der Antennen sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Der Einfluss soll anhand des in Kapitel 3.2 definierten Nahfeldszenarios analysiert werden. Die Nutzer- und BS-Anordnung geschieht dazu wie nach Abbildung 3.2 auf Seite 41 und die Systemparametrisierung erfolgt entsprechend Tabelle 3.1 auf Seite 42. Im erweiterten COST-2100-Kanalmodell wird lediglich die Übertragung über die lokalen Cluster berücksichtigt und alle BS-Antennen in der Simulationsumgebung mit $N_{\mathrm{BS,true}} = N_{\mathsf{rx}} = 100$ platziert. Die Leistungsfähigkeit wird wieder anhand der SER in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 innerhalb eines festgelegten Bereichs beurteilt. Die SER wird hierzu für jede x-Position über $N_{\mathsf{ch}} = 300\,000$ unterschiedliche Kanalrealisierungen des COST-Modells gemittelt. Die Normierung der Kanalmatrizen erfolgt grundsätzlich spaltenweise, sodass $||\boldsymbol{h}_u||_2^2 = 1$ gilt. Im Folgenden wird der Einfluss der Richtcharakteristik, der Antennenkopplung und des Antennengewinns jeweils unabhängig voneinander betrachtet.

4.1.1 Richtcharakteristik

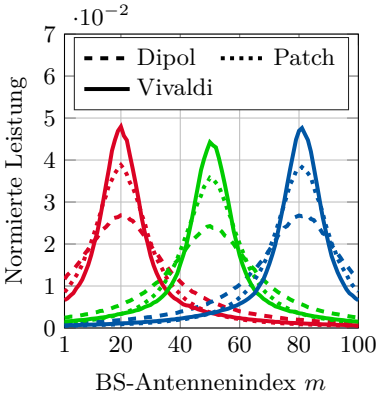
Zunächst wird ausschließlich die Auswirkung der Richtcharakteristik analysiert, die entsprechend für jeden Antennentyp im erweiterten COST-Modell hinter-

legt wird. Das jeweilige Strahlungsdiagramm $C_{\mathsf{A,BS}}(\varphi, \theta)$ bei $\theta = 90°$ ist in Abbildung 4.2 zu sehen. Die Hauptkeule ist in die negative y-Richtung ausgerichtet und zeigt für das gegebene Nahfeldszenario in Richtung der Nutzer. Die SER-Ergebnisse der Nutzer unter Verwendung des jeweiligen Antennentyps an der BS sind in Abbildung 4.3 (b) dargestellt. Es ist erkennbar, dass die SER von der Position des Nutzers 2 abhängt, ungeachtet welcher Antennentyp an der BS verwendet wird. Beste Ergebnisse werden mit Patch- oder Vivaldi-Antennen erreicht, während letztere die geringste Abhängigkeit von der Position von Nutzer 2 aufweist. Bei der Verwendung von Dipol-Antennen werden hingegen deutlich schlechtere Ergebnisse erzielt. Die Beobachtungen lassen sich anhand der PSPs erklären, die in Abbildung 4.3 (a) zu sehen sind. Nutzer 2 befindet sich in diesem Fall mittig zwischen den anderen Nutzern bei $x = 0\,\mathrm{m}$. Je kleiner die 3 dB-Keulenbreite $\varphi_{3\mathrm{dB}}$ des Antennentyps ist, desto mehr Empfangsleistung wird auf einen kleineren Teil der BS fokussiert. Dies reduziert die Überlappung der einzelnen PSPs der Nutzer und verbessert so ihre Trennbarkeit bei der inkohärenten Detektion.

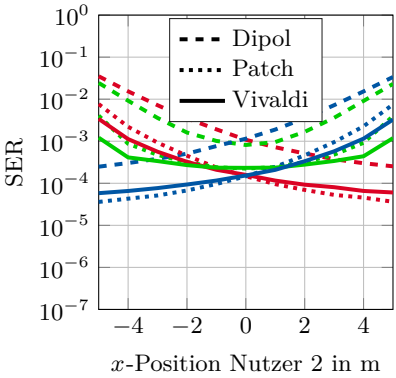
Zum Vergleich zeigt Abbildung 4.3 (c) die Ergebnisse bei Anwendung von BLAST mit perfekter Kanalkenntnis an der BS. Es ist zu beobachten, dass die SER in diesem Fall weder vom Antennentyp noch von der Platzierung des Nutzers 2 abhängig ist. Zudem besteht weiterhin ein Performanzunterschied im Vergleich zur Detektion mit dem inkohärenten Verfahren. Der Kanalschätzfehler oder Einbußen hinsichtlich der spektralen Effizienz sind allerdings weiterhin unberücksichtigt geblieben, sodass die vorliegenden Ergebnisse eher eine untere Grenze für die SER darstellen.

4.1.2 Antennenverkopplung

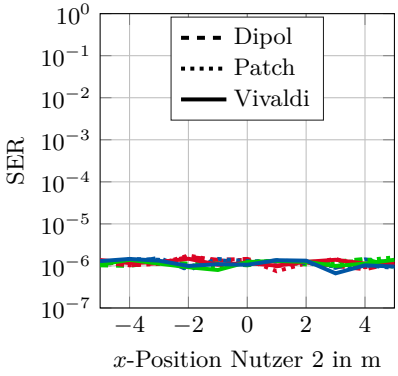
Im vorigen Abschnitt wurden die Antennen als isoliert von ihrer Umwelt betrachtet. Nah beieinander liegende Antennen, wie es bei einem Antennen-Array an der BS der Fall ist, können jedoch das Strahlungsdiagramm, den Antennengewinn sowie die Eingangsimpedanz jedes Array-Elements beeinflussen, da das erzeugte elektrische Feld einer Antenne die Stromverteilungen benachbarter Antennen verändert [59], [71]. Um diesen gegenseitigen Kopplungseffekt zu berücksichtigen, werden die erzeugten Kanalmatrizen aus dem erweiterten COST-Modell mit einer Kopplungsmatrix C_{coupl} der Dimension $N_{\mathsf{rx}} \times N_{\mathsf{rx}}$ an



(a) Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $x = 0\,\mathrm{m}$.



(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 bei DFDD/nDFE.



(c) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 bei BLAST.

Abbildung 4.3: Performanzvergleich bei unterschiedlichen Antennendiagrammen $C_{\mathrm{A,BS}}(\varphi, \theta)$ an der BS, modifiziert nach [70] © 2018 IEEE. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

der Empfängerseite multipliziert:

$$\tilde{\boldsymbol{H}} = C_{\mathsf{coupl}} \boldsymbol{H} = \left[\hat{\boldsymbol{h}}_1, \ldots, \hat{\boldsymbol{h}}_{N_\mathsf{u}} \right] . \tag{4.1}$$

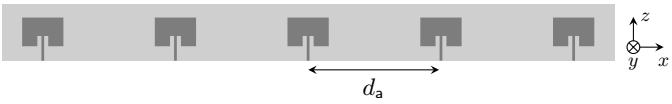
Die so erhaltene Kanalmatrix $\tilde{\boldsymbol{H}}$ wird anschließend spaltenweise zu $||\tilde{\boldsymbol{h}}_u||_2^2 = 1$ normiert, wodurch lediglich der Einfluss auf die Richtcharakteristik in Betracht gezogen wird. Über ein lineares Netzwerkmodell und grundlegende Schaltungstheorie kann die Kopplungsmatrix in Gleichung (4.1) folgendermaßen formuliert werden [71]–[73]:

$$C_{\mathsf{coupl}} = (Z_\mathsf{A} + Z_\mathsf{L}) \left(\boldsymbol{Z}_\mathsf{A} + Z_\mathsf{L} \boldsymbol{I} \right)^{-1} , \tag{4.2}$$

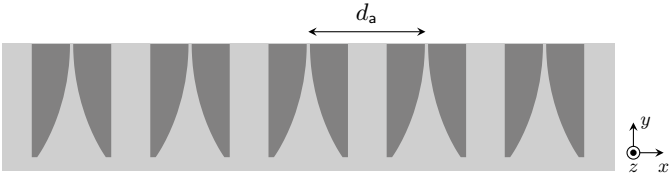
wobei Z_A die Antennenimpedanz einer isolierten Antenne ist, Z_L die Antennenlastimpedanz bezeichnet und $\boldsymbol{Z}_\mathsf{A}$ die Antennenimpedanzmatrix des Antennen-Arrays der Dimension $N_\mathsf{rx} \times N_\mathsf{rx}$ darstellt. Die Einträge auf der Hauptdiagonalen von $\boldsymbol{Z}_\mathsf{A}$ entsprechen dabei jeweils der Eigenimpedanz der Antennen, die sich in Abhängigkeit aller Antennen des Arrays verändert und im isolierten Zustand mit der Antennenimpedanz Z_A übereinstimmt. Die restlichen Elemente von $\boldsymbol{Z}_\mathsf{A}$ sind die sogenannten Kopplungsimpedanzen. Für Dipol-Antennen können die Kopplungs- und Eigenimpedanzen analytisch nach [59] berechnet werden. Für Patch- und Vivaldi-Antennen muss hingegen ein Simulations- oder Messansatz gewählt werden, da in diesem Fall keine analytischen Gleichungen existieren. Die Ermittlung von $\boldsymbol{Z}_\mathsf{A}$ geschieht hierfür über Vollwellensimulationen. Zur Vereinfachung wird nur die Kopplung zwischen einer kleinen Anzahl benachbarter Antennen betrachtet und zunächst die Impedanzmatrix

$$\tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A} = \begin{bmatrix} & \tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^{\mathsf{I}} & \tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^{\mathsf{II}} & \tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^{\mathsf{III}} & \\ \tilde{Z}_{1,1} & \tilde{Z}_{1,2} & \tilde{Z}_{1,3} & \tilde{Z}_{1,4} & \tilde{Z}_{1,5} \\ \tilde{Z}_{2,1} & \tilde{Z}_{2,2} & \tilde{Z}_{2,3} & \tilde{Z}_{2,4} & \tilde{Z}_{2,5} \\ \tilde{Z}_{3,1} & \tilde{Z}_{3,2} & \tilde{Z}_{3,3} & \tilde{Z}_{3,4} & \tilde{Z}_{3,5} \\ \tilde{Z}_{4,1} & \tilde{Z}_{4,2} & \tilde{Z}_{4,3} & \tilde{Z}_{4,4} & \tilde{Z}_{4,5} \\ \tilde{Z}_{5,1} & \tilde{Z}_{5,2} & \tilde{Z}_{5,3} & \tilde{Z}_{5,4} & \tilde{Z}_{5,5} \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

von jeweils fünf Antennen gleichen Typs bestimmt, die entsprechend eines ULA entlang einer Linie mit dem Antennenabstand $d_\mathsf{a} = \lambda$ auf demselben Substrat



(a) Patch-Antennen.



(b) Vivaldi-Antennen.

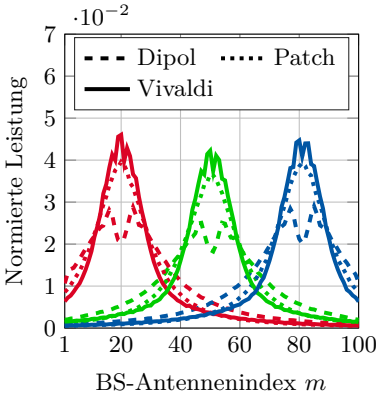
Abbildung 4.4: Antennenanordnung zur Bestimmung der Impedanzmatrix $\boldsymbol{Z}_\mathsf{A}$ in Gleichung (4.2) aus Vollwellensimulationen, [70] © 2018 IEEE. Die Metallisierung ist in ■ und das Substrat in ■ dargestellt.

angenommen werden (siehe Abbildung 4.4). Die Impedanzmatrix des gesamten Arrays wird daraufhin als diagonale Blockmatrix aus den Untermatrizen $\tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^\mathsf{I}$, $\tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^\mathsf{II}$ und $\tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^\mathsf{III}$ aus Gleichung (4.3) wie folgt rekonstruiert:

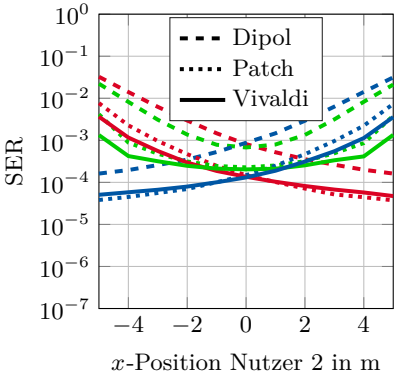
$$\boldsymbol{Z}_\mathsf{A} = \operatorname{diag}\left(\tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^\mathsf{I}, \tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^\mathsf{II}, \ldots, \tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^\mathsf{II}, \tilde{\boldsymbol{Z}}_\mathsf{A}^\mathsf{III}\right) . \tag{4.4}$$

Zur Impedanzanpassung und maximalen Leistungsübertragung wird die Lastimpedanz entsprechend der komplex konjugierten Antennenimpedanz im isolierten Zustand für alle zu untersuchenden Antennentypen gewählt, d. h. $Z_\mathsf{L} = Z_\mathsf{A}^*$. Die einzelnen zunächst unverkoppelten Antennen sind damit angepasst und die auftretenden Kopplungseffekte durch den Zusammenschluss zu einem Antennen-Array werden dann entsprechend über Gleichung (4.2) berücksichtigt.

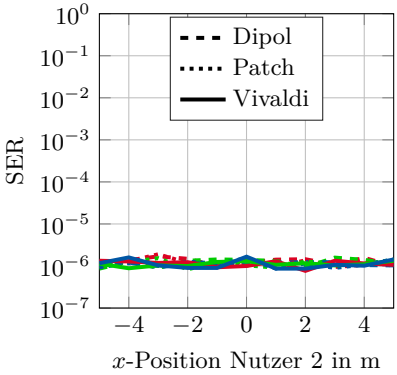
Abbildung 4.5 (b) zeigt das SER-Resultat, wenn nun die Antennenkopplung an der BS berücksichtigt wird. Im Vergleich zu den Ergebnissen aus Abbildung 4.3 (b), bei der keine Kopplung vorliegt, ist eine minimale Verbesserung bei der Verwendung von Dipol- und Vivaldi-Antennen zu beobachten. Bei den PSPs in Abbildung 4.5 (a) sind Störungen vor allem im Bereich der Empfangsantennen zu beobachten, denen die Nutzer am nächsten sind. Die Antennenkopplung stört das Antennendiagramm derartig, dass in Richtung der Nutzer Einbrüche erzeugt werden. Diese Einbrüche spiegeln sich dann in den PSPs wider



(a) Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $x = 0\,\mathrm{m}$.



(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 bei DFDD/nDFE.



(c) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 bei BLAST.

Abbildung 4.5: Performanzvergleich bei unterschiedlichen Antennendiagrammen $C_{\mathsf{A},\mathsf{BS}}(\varphi, \theta)$ an der BS mit Einbezug der Antennenkopplung nach Gleichung (4.1), modifiziert nach [70] © 2018 IEEE. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

und treten hauptsächlich beim Dipol- und vermindert beim Vivaldi-Antennen-Array auf. Dies führt schlussendlich zu einem etwas günstigeren PSP, wodurch sich die Performanz mit der inkohärenten Detektion verbessert. Bei der Anwendung von BLAST sind hingegen keine Veränderungen zu beobachten (siehe Abbildung 4.5 (c)).

Folglich kann die Antennenkopplung, die vermehrt bei omnidirektionalen Antennen wie den Dipol-Antennen auftritt, für die inkohärente Detektion wünschenswert sein. Allerdings ist nur ein moderater Antennenabstand von $d_{\mathsf{a}} = \lambda$ betrachtet worden und für kleinere Elementabstände kann der Kopplungseffekt durchaus stärker sein. Speziell bei omnidirektionalen Antennen kann sich jedoch die Richtwirkung stark verändern, sodass die Hauptkeule der einzelnen Antennen nicht mehr in Richtung der Nutzer zeigt und gleichzeitig mit einem Leistungsverlust einhergeht. Eine Verringerung des Elementabstandes führt zusätzlich zu einer Verbreiterung des PSP bei gleichem Nutzerabstand und damit zu einer Verschlechterung der Detektion, wie in Abschnitt 3.2.4 zu sehen ist.

4.1.3 Antennengewinn

In Abschnitt 4.1.1 wurde die Performanz der Antennentypen nur anhand des Antennendiagramms bewertet, da die Kanalmatrix so normiert wurde, dass die empfangene Gesamtleistung unabhängig vom verwendeten Antennentyp und von dessen Gewinn gleich bleibt. Um auch den Einfluss des Antennengewinns zu berücksichtigen, muss die Normierung entsprechend angepasst werden. Dazu wird die Kanalmatrix spaltenweise zu $||\boldsymbol{h}_u||_2^2 = G_{\mathsf{A,BS}}^{\mathsf{AUT}} / G_{\mathsf{A,BS}}^{\mathsf{D}}$ normiert, wobei $G_{\mathsf{A,BS}}^{\mathsf{AUT}}$ den Gewinn der zu untersuchenden Antenne und $G_{\mathsf{A,BS}}^{\mathsf{D}}$ den Gewinn der Dipol-Antenne bezeichnet, die als Referenz dient. Die jeweiligen Antennengewinne sind in Tabelle 4.1 auf Seite 54 zu finden. Unter Berücksichtigung der adaptierten Kanalnormierung ergeben sich die in Abbildung 4.6 dargestellten Ergebnisse. Das $\mathrm{SNR}_{\mathsf{tx}}$ wurde hierbei auf 10 dB reduziert. In diesem Fall weist die Vivaldi-Antenne unter den untersuchten Antennentypen die beste Performanz auf. Der Grund hierfür ist die deutlich höher ausfallende Empfangsleistung durch den größeren Antennengewinn. Bemerkenswert ist auch, dass nur in den Bereichen, in denen eine geringe Nutzerinterferenz auftritt, d. h. die Nutzer räumlich ausreichend getrennt sind und die Überlappung der PSPs geringer ist, eine erhebliche Verbesserung der SER erzielt werden kann.

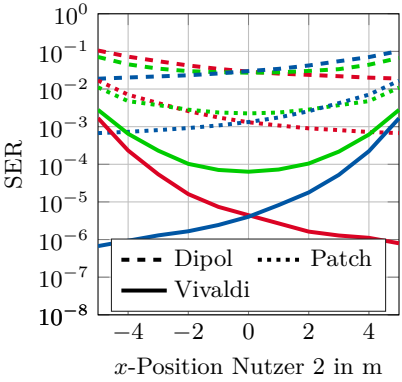


Abbildung 4.6: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der x-Position von Nutzer 2 bei DFDD/nDFE für unterschiedliche Antennentypen an der BS, modifiziert nach [70] © 2018 IEEE. Kanalnormierung mit $||\boldsymbol{h}_u||_2^2 = G_{\mathsf{A,BS}}^{\mathsf{AUT}}/G_{\mathsf{A,BS}}^{\mathsf{D}}$ und $\mathrm{SNR}_{\mathrm{tx}} = 10\,\mathrm{dB}$. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

4.2 Einfluss von Hardware-Nichtidealitäten

An der BS verursachen Hardware-Nichtidealitäten unterschiedliche Arten von Verzerrungen am gewünschten Empfangssignal $\boldsymbol{r}_k$ aus Gleichung (2.2). Deren Auswirkungen sind bislang nur bei klassischen MaMIMO-Systemen mit Kanalschätzung bekannt [74]–[79]. Nachfolgend werden entsprechende Modelle für die wichtigsten Hardware-Beeinträchtigungen vorgestellt, wie in Abbildung 4.7 dargestellt. Hierzu zählen die nichtlinearen Verzerrungen der rauscharmen Verstärker (LNAs, engl. Low-Noise Amplifier), das Phasenrauschen sowie die Trägerfrequenz-Offsets (CFOs, engl. Carrier Frequency Offset) der für die Abwärtsmischung verwendeten Lokaloszillatoren (LOs, engl. Local Oscillator) und die Quantisierungseffekte durch die Analog-Digital-Umsetzer (ADCs, engl. Analog-to-Digital Converter). Die Auswirkungen auf das empfangene Signal und auf die SER werden für jede Hardware-Komponente separat analysiert.

Ausgangspunkt bildet dabei das in Kapitel 3.2 definierte Nahfeldszenario. Die Nutzer- und BS-Anordnung geschieht wiederum nach Abbildung 3.2 auf Seite 41, wobei Nutzer 2 eine feste Position bei $x = 0\,\mathrm{m}$ zugeordnet wird. Zur

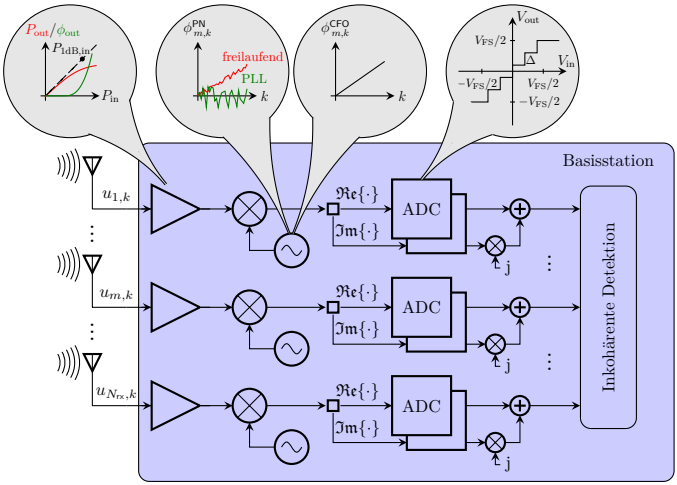


Abbildung 4.7: Generisches Empfängermodell zur Betrachtung der wichtigsten Hardware-Komponenten an der BS sowie deren Einfluss nach [80] © 2020 VDE.

besseren Vergleichbarkeit der Auswirkungen auf die inkohärente sowie auf die kohärente Detektion mittels BLAST wird ein relativer Abstand von $d_{\mathsf{u}}/d_{\mathsf{a}} = 10$ betrachtet. Dies führt zu einem Interferenz-minimierten Szenario, bei dem die Überlappung der PSPs gering ist. Die restliche Systemparametrisierung erfolgt entsprechend nach Tabelle 3.1 auf Seite 42. Beim erweiterten COST-2100-Kanalmodell wird lediglich Mehrwegeausbreitung über die lokalen Cluster, welche die Nutzer umgeben, in Betracht gezogen und die Ergebnisse über $N_{\mathsf{ch}} = 100\,000$ Kanalrealisierungen gemittelt. Die Kanalnormierung geschieht dabei spaltenweise gemäß Gleichung (3.4).

Da sich der gesamte Übertragungskanal durch die Hinzunahme der jeweiligen Hardware-Komponente ändert, wird für das BLAST-Verfahren ein Teil des Übertragungsblocks verwendet, um den effektiven Kanal zu schätzen. Hierfür werden Hadamard-Sequenzen der Länge $N_{\text{p}} = 32$ verwendet, die aus der Hadamard-Matrix in Gleichung (2.22) gewonnen werden. Als Schätzverfahren wird der in Kapitel 2.2.3 vorgestellte LS-Ansatz genutzt. Die kohärente Detektion wird schließlich auf einen verkleinerten Übertragungsblock von

$N_{\mathrm{up}} = N_{\mathrm{bl}} - N_{\mathrm{p}} = 169$ Symbolen angewandt. Der damit verbundene Verlust bezüglich der Datenrate im Vergleich zur inkohärenten Detektion wird weder berücksichtigt noch durch Modulation höherer Ordnung kompensiert. Dies führt zu einem Bias zugunsten der kohärenten Detektion.

4.2.1 Empfangsverstärker

Systemmodell mit Empfangsverstärker

Zunächst wird der Einfluss der Empfangsverstärker analysiert. Das nichtlineare Verhalten eines Verstärkers kann üblicherweise durch Volterra-Reihen oder durch verschiedene Varianten davon modelliert werden [81]–[84]. Diese rechenintensiven Modelle sind in der Lage, die bei Breitbandsignalen auftretenden nichtlinearen Effekte mithilfe von Gedächtnis- bzw. Speicherstrukturen zu erfassen. Bei schmalbandigen Systemen reichen jedoch gedächtnislose Modelle aus, um das Übertragungsverhalten des Verstärkers zu beschreiben [85]. Dabei hängt die Leistung P_{out} (oder Amplitude) als auch die Phase ϕ_{out} am Verstärkerausgang von der momentanen Leistung P_{in} (oder Amplitude) des Eingangssignals ab (siehe Abbildung 4.7). Die Amplitude-zu-Amplitude(AM-AM)- und Amplitude-zu-Phase(AM-PM)-Charakteristik des Verstärkers wird im Folgenden über ein gedächtnisloses und polynomiales Modell beschrieben. Unter der Annahme, der Verstärker besitze an jedem Empfangszweig das gleiche Übertragungsverhalten, so beträgt das Ausgangssignal $\hat{r}_{m,k}$ am m-ten Empfangszweig und im k-ten Zeitschritt unter Verwendung eines Polynoms der Ordnung $2P+1$

$$\hat{r}_{m,k} = \sum_{p=0}^{P} \eta_{2p+1} \left| u_{m,k} \right|^{2p} u_{m,k} + n_{m,k} \,, \tag{4.5}$$

wobei η_{2p+1} komplexwertige Koeffizienten darstellen und

$$u_{m,k} = \sum_{u=1}^{N_{\mathrm{u}}} h_{m,u} b_{u,k} \tag{4.6}$$

das empfangene Summensignal aller Nutzer an der m-ten BS-Antenne ist. Im Allgemeinen reichen Polynome fünfter Ordnung aus, um die Nichtlinearität hinreichend genau wiederzugeben. Terme gerader Ordnung können in Glei-

chung (4.5) vernachlässigt werden, da sie nur zu Verzerrungen außerhalb der Signalbandbreite beitragen [85]. Um die Verstärker an jedem Empfangszweig im linearen Betriebsbereich zu halten und um Verzerrungen zu vermeiden, müssen die Verstärker im Bereich unterhalb des 1 dB-Kompressionspunktes $P_{1\mathrm{dB,in}}$ betrieben werden. Aufgrund der unterschiedlichen räumlichen Empfangsleistungen an der BS können jedoch auch die Eingangsleistung an den jeweiligen Verstärkern variieren. Entscheidend ist hierbei die maximale mittlere Eingangsleistung $\overline{P}_{\mathrm{in,max}}$ unter allen Verstärkern, die sich entsprechend über

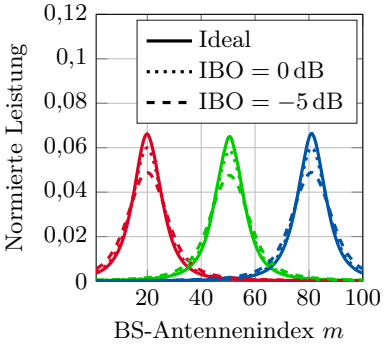
$$\overline{P}_{\mathrm{in,max}} = \max_{m} \mathrm{E}\left\{ \left| u_{m,k} \right|^2 \right\} \tag{4.7}$$

ergibt. Der Eingangs-Back-Off (IBO, engl. Input Back-Off) wird deshalb als das Verhältnis von eingangsbezogenem 1 dB-Kompressionspunkt $P_{1\mathrm{dB,in}}$ des Verstärkers zur maximalen mittleren Eingangsleistung $\overline{P}_{\mathrm{in,max}}$ festgelegt:

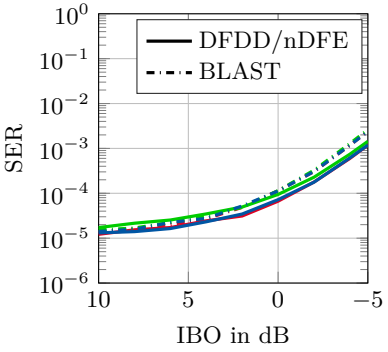
$$\mathrm{IBO} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{1\mathrm{dB,in}}}{\overline{P}_{\mathrm{in,max}}} \right) \mathrm{dB}\,. \tag{4.8}$$

Simulationsauswertung

Mit dem vorgestellten Verstärkermodell soll nun dessen Einfluss auf die SER analysiert werden. Zu diesem Zweck wird ein Polynom fünfter Ordnung ohne gerade Terme gewählt. Die entsprechenden komplexen Koeffizienten η_{2p+1} in Gleichung (4.5) werden für einen Klasse-AB-Verstärker aus [86] entnommen und auf eine Verstärkung von Eins normiert. Daher sind $\eta_1 = 0{,}9989$, $\eta_3 = 0{,}0479\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2{,}816}$ und $\eta_5 = 0{,}001\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}0{,}39}$. Die SER in Abhängigkeit des in Gleichung (4.8) definierten IBO ist für jeden Nutzer in Abbildung 4.8 (b) dargestellt. Im Allgemeinen ist das Ergebnis mit kohärenter und inkohärenter Detektion für alle Nutzer nahezu identisch (die Kurven überlappen in diesem Fall). Die einzige Ausnahme ist Nutzer 2, der aufgrund einer höheren Überlappung der PSPs (siehe Abbildung 4.8 (a)) bei der inkohärenten Detektion etwas schlechter abschneidet als die übrigen Nutzer. Solange der Verstärker bei großem IBO betrieben wird, ist nahezu keine Auswirkung auf die SER-Performanz zu beobachten. Bei Annäherung an den nichtlinearen Betriebsbereich verschlechtert sich das Ergebnis sowohl für die kohärente als auch für die inkohärente Detektion. Die Verschlechterung ist für $\mathrm{IBO} > 0\,\mathrm{dB}$ moderat, was bis zu einem gewis-



(a) (Effektive) Leistungsprofile der Nutzer bei unterschiedlichen IBOs.



(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des IBO, [80] © 2020 VDE.

Abbildung 4.8: Systemperformanz unter Berücksichtigung eines Nichtlinearen Verstärkers. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

sen Grad durch die Robustheit der differentiellen Phasenmodulation gegenüber Amplituden- und Phasenverzerrungen erklärt werden kann. Große Einbußen treten im nichtlinearen Bereich auf, die auch auf den abnehmenden Gewinn zurückzuführen sind, wenn der Verstärker in Sättigung geht. Dies zeigt sich auch anhand der effektiven PSPs am Verstärkerausgang in Abbildung 4.8 (a), die im Sättigungsbereich eine leichte Verbreiterung durch den Gewinnverlust aufweisen.

Folglich sind für eine optimale Leistungsfähigkeit der inkohärenten Verfahren nach wie vor hochlineare und damit teure Verstärker erforderlich. Andernfalls muss ein Betrieb bei moderatem IBO sichergestellt werden, um den Performanzabfall in einem akzeptablen Bereich zu halten. Dies entspricht jedoch gleichzeitig Einbußen hinsichtlich der Energieeffizienz.

4.2.2 Phasenrauschen

Systemmodell mit Phasenrauschen

Das empfangene Signal wird bei der Abwärtsmischung ins Basisband durch das Phasenrauschen des nichtidealen LO-Signals gestört. Unter der Annahme einer

perfekten Frequenzsynchronisation zwischen Sender und Empfänger kann der resultierende Empfangssignalvektor $\hat{\boldsymbol{r}}_k$ ausgedrückt werden als

$$\hat{\boldsymbol{r}}_k = \boldsymbol{D}_k^{\mathsf{PN}} \boldsymbol{H} \boldsymbol{b}_k + \boldsymbol{n}_k \,, \tag{4.9}$$

wobei die Diagonalmatrix

$$\boldsymbol{D}_k^{\mathsf{PN}} = \mathrm{diag}\left(\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi_{1,k}^{\mathsf{PN}}}, \cdots, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi_{N_{\mathrm{rx}},k}^{\mathsf{PN}}} \right) \tag{4.10}$$

die jeweiligen Phasenverschiebungen $\phi_{m,k}^{\mathsf{PN}}$ beinhaltet, die durch das Phasenrauschen des LO an jedem Empfangszweig m und zu jedem Zeitschritt k hervorgerufen werden. Grundsätzlich kann die LO-Verteilung an der BS auf unterschiedliche Weise erfolgen. Hierzu werden zwei mögliche LO-Konfigurationen betrachtet. Eine Möglichkeit besteht darin, einen zentralen (gemeinsamen) LO einzusetzen, dessen Signal auf alle BS-Empfangszweige verteilt wird. Alternativ ist eine separate LO-Verteilung möglich, bei dem jeder Empfangspfad einen anderen (eigenen) LO zum Heruntermischen ins Basisband verwendet. Im ersten Fall sind die Phasendrehungen entsprechend identisch, d. h. $\phi_{1,k}^{\mathsf{PN}} = \ldots = \phi_{N_{\mathrm{rx}},k}^{\mathsf{PN}}$, und im letzteren Fall hingegen sind alle $\phi_{m,k}^{\mathsf{PN}}$ verschieden bzw. unabhängig.

Phasenrauschmodell

Die Generierung der Phasenrauschanteile in Gleichung (4.10) soll auf Basis zweier Oszillatortypen, eines freilaufenden Oszillators und eines Frequenzsynthesizers mit Phasenregelschleife (PLL, engl. Phase-Locked Loop), erfolgen. Nachfolgend wird das Phasenrauschmodell der jeweiligen Oszillatortypen vorgestellt, das auf einer Beschreibung im Zeitbereich basiert.

Im Fall eines freilaufenden Oszillators können die Phasendrehungen in Gleichung (4.10) durch einen Wiener-Prozess bzw. Brownschen Bewegungsprozess modelliert werden [85], [87], [88]. Der Phasenfehler akkumuliert sich dabei über die Zeit mit einer linear ansteigenden Varianz (Random Walk) gemäß

$$\phi_{m,k}^{\mathsf{PN,FREE}} = \phi_{m,k-1}^{\mathsf{PN,FREE}} + \xi_{m,k}^{\mathsf{FREE}} \tag{4.11}$$

mit der reellwertigen Gaußschen Zufallsvariablen $\xi_{m,k}^{\mathsf{FREE}} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\xi^2)$ mit Mittelwert null und Varianz

$$\sigma_\xi^2 = 4\pi^2 c_{\mathrm{free}} T_{\mathrm{s}} f_{\mathrm{osc}}^2 \,. \tag{4.12}$$

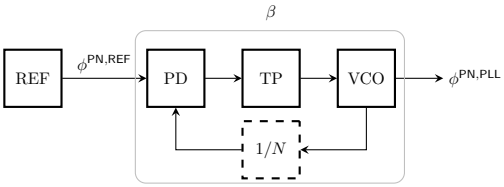


Abbildung 4.9: Blockschaltbild eines Oszillators mit PLL.

Die Varianz σ_ξ^2 hängt von der Oszillatorfrequenz f_{osc}, der Symboldauer T_{s} und einer Konstanten c_{free} ab. Letztere charakterisiert dabei die Qualität des Oszillators und spezifiziert die Einseitenband-Phasenrauschleistungsdichte $\mathcal{L}(f_{\mathrm{offset}})$ des freilaufenden Oszillators bei einer bestimmten Offset-Frequenz f_{offset} in Bezug auf die Oszillatorfrequenz f_{osc}. Die Qualitätskonstante ist näherungsweise durch [88]

$$c_{\mathrm{free}} \approx 10^{\mathcal{L}(f_{\mathrm{offset}})/10} \left(\frac{f_{\mathrm{offset}}}{f_{\mathrm{osc}}} \right)^2 \tag{4.13}$$

gegeben.

Die Phasenrauschbetrachtungen bei MaMIMO-Systemen mit Kanalschätzung beschränken sich ausschließlich auf freilaufende Oszillatoren [75], [89]–[91]. In der Praxis kommen jedoch meist PLL-basierte Frequenzsynthesizer in Kommunikationssystemen zum Einsatz. Diese Synthesizer nutzen eine Kombination aus einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO, engl. Voltage-Controlled Oscillator) und einer Referenzsignalquelle (REF) mit geringem Phasenrauschen (meist ein Quarzoszillator). Über eine Rückkopplungsschleife bestehend aus einem Phasendetektor (PD) und einem Tiefpassfilter (TP) wird dabei der Ausgang des VCO mittels der Referenzquelle geregelt (siehe Abbildung 4.9). Der VCO und die Referenzquelle können grundsätzlich bei unterschiedlichen Frequenzen arbeiten, sodass zusätzlich Frequenzteiler und/oder Multiplizierer notwendig sind. Dies soll im Folgenden allerdings nicht berücksichtigt werden.

Die Ausgangsphase $\phi_{m,k}^{\mathsf{PN,PLL}}$ eines PLL-stabilisierten LO lässt sich durch die Summe zweier stochastischer Prozesse beschreiben [87], [92], [93]:

$$\phi_{m,k}^{\mathsf{PN,PLL}} = \phi_{m,k}^{\mathsf{PN,REF}} + \beta_{m,k}\,. \tag{4.14}$$

Diese sind zum einen ein Wiener-Prozess $\phi_{m,k}^{\mathsf{PN,REF}}$ des Referenzsignals und zum anderen ein eindimensionaler Ornstein-Uhlenbeck-Prozess $\beta_{m,k}$, der durch die Rückkopplungsschleife entsteht. Der Erstere ist gegeben über

$$\phi_{m,k}^{\mathsf{PN,REF}} = \phi_{m,k-1}^{\mathsf{PN,REF}} + \xi_{m,k}^{\mathsf{REF}} \tag{4.15}$$

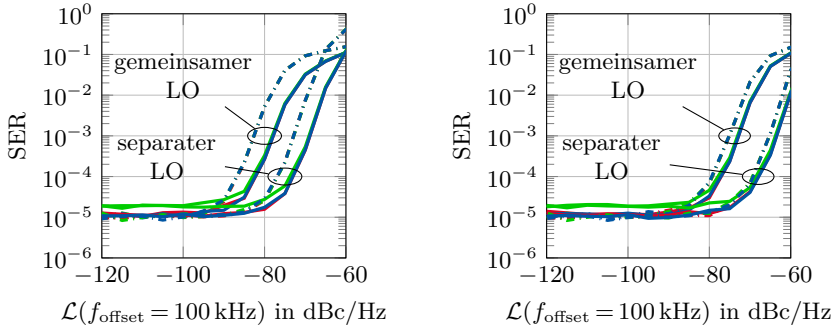
und entspricht einem Random-Walk-Prozess wie beim freilaufenden Oszillator mit $\xi_{m,k}^{\mathsf{REF}} \sim \mathcal{N}\left(0, 4\pi^2 c_{\mathrm{ref}} T_{\mathsf{s}} f_{\mathrm{osc}}^2\right)$ und der entsprechenden Qualitätskonstante c_{ref} des Referenzsignals. Die in [92] vorgestellte zeitkontinuierliche Beschreibung des Ornstein-Uhlenbeck-Prozesses kann mithilfe von [93] in ein zeitdiskretes Modell überführt werden. Somit kann $\beta_{m,k}$ in Gleichung (4.14) ausgedrückt werden durch

$$\beta_{m,k} = \beta_{m,k-1} + 2\pi f_{\mathrm{c,PLL}} \frac{T_{\mathsf{s}}}{k_{\mathrm{PD}}} \gamma_{m,k-1}^{\mathsf{VCO}} + \xi_{m,k}^{\mathsf{VCO}} - \xi_{m,k}^{\mathsf{REF}} \tag{4.16}$$

mit der Grenzfrequenz $f_{\mathrm{c,PLL}}$ der PLL, der Phasendetektorkonstanten k_{PD} und einem Wiener-Prozess $\xi_{m,k}^{\mathsf{VCO}} \sim \mathcal{N}\left(0, 4\pi^2 c_{\mathrm{vco}} T_{\mathsf{s}} f_{\mathrm{osc}}^2\right)$ mit dem entsprechenden Qualitätsfaktor c_{vco} des verwendeten VCO. Die Phase am Eingang des VCO wird mit γ^{VCO} bezeichnet und hängt vom tatsächlichen PLL-Design ab. Bei der Verwendung einer PLL mit einer Ladungspumpe (CP, engl. Charge Pump), die den stationären Phasenfehler zwischen Referenz- und VCO-Signal auslöscht, ist die Phase am Eingang des VCO gegeben durch

$$\begin{aligned} \gamma_{m,k}^{\mathsf{VCO}} \;=\; & \left(1 - 2\pi f_{\mathrm{c,PLL}} T_{\mathsf{s}}\right) \gamma_{m,k-1}^{\mathsf{VCO}} - 2\pi f_{\mathrm{c,CP}} T_{\mathsf{s}} k_{\mathrm{PD}} \beta_{m,k-1} \\ & - k_{\mathrm{PD}} \left(\xi_{m,k}^{\mathsf{VCO}} + \xi_{m,k}^{\mathsf{REF}}\right), \end{aligned} \tag{4.17}$$

wobei $f_{\mathrm{c,CP}}$ die Grenzfrequenz der CP bezeichnet. Der jeweilige VCO-Eingang für andere PLL-Konfigurationen, z. B. mit oder ohne TP erster Ordnung, ist in [92], [93] zu finden. Im Allgemeinen wächst der Phasenfehler bei einem freilaufenden Oszillator unbegrenzt an, während die Ausgangsphase eines PLL-basierten Synthesizers innerhalb eines bestimmten Bereichs bleibt, d. h. die Varianz des Phasenfehlers ist in diesem Fall begrenzt. Dieses Verhalten wird nochmals in Abbildung 4.7 veranschaulicht.



(a) Freilaufender Oszillator. **(b)** Oszillator mit PLL.

Abbildung 4.10: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der Einseitenband-Phasenrauschleistungsdichte $\mathcal{L}$ bei einer Offset-Frequenz von $f_{\text{offset}} = 100\,\text{kHz}$ (DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)), modifiziert nach [80] © 2020 VDE. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

Simulationsauswertung

Im Folgenden soll nun die Performanz bewertet werden, wenn das Empfangssignal durch das Phasenrauschen des LO gestört wird. Hier werden ein freilaufender Oszillator und ein PLL-basierter Synthesizer sowohl in der gemeinsamen als auch in der separaten LO-Konfiguration betrachtet. Die SER wird als Funktion der Einseitenband-Phasenrauschleistungsdichte $\mathcal{L}(f_{\text{offset}} = 100\,\text{kHz})$ bei einer Offset-Frequenz von 100 kHz analysiert, die direkt die Qualität des verwendeten LO spezifiziert und über die entsprechenden Qualitätskonstanten in den vorgestellten Phasenrauschmodellen verknüpft ist. Die Ergebnisse sind damit unabhängig von der gewählten Oszillatorfrequenz f_{osc}. Für die Symboldauer wird nachfolgend ein typischer Wert von $T_{\text{s}} = 100\,\text{ns}$ gewählt [75].

Die Ergebnisse bei der Verwendung eines freilaufenden Oszillators sind in Abbildung 4.10 (a) dargestellt. Bei der Verwendung von Oszillatoren hoher bis mittlerer Qualität ist der Unterschied der Phasenrauschanteile $\phi^{\text{PN}}_{m,k}$ zwischen aufeinanderfolgenden Sendesymbolen vernachlässigbar gering. Folglich wird die SER aufgrund der differentiellen Codierung der Informationssymbole

nicht beeinträchtigt. Je schlechter jedoch die Qualität des Oszillators, desto größer sind die Phasenabweichungen zwischen aufeinanderfolgenden Abtastwerten. Dadurch verschlechtert sich die SER sobald $\mathcal{L}(f_{\text{offset}} = 100\,\text{kHz}) > -90$ dBc/Hz. Bei der Verwendung eines separaten LO für jeden Empfangszweig ist eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit zu beobachten. Dies geschieht aufgrund einer Mittelung der einzelnen Phasenrauschquellen. Bezüglich der kohärenten Detektion wurde dieser Effekt auch in [75], [91] festgestellt. Bemerkenswert ist, dass das kohärente Detektionsverfahren mit BLAST sowohl bei der gemeinsamen als auch bei der separaten LO-Konfiguration eine höhere Empfindlichkeit gegenüber dem Phasenrauschen aufzeigt. Da der Phasenfehler bei freilaufenden Oszillatoren zusätzlich eine starke Zeitabhängigkeit aufweist (linearer Anstieg der Varianz), kann zusätzlich eine Abhängigkeit von der gewählten Blocklänge N_{bl} und der Symboldauer T_{s} bestehen. Zur Minimierung des Phasenfehlers sollte die Übertragungszeit mit $N_{\text{bl}}\,T_{\text{s}}$ entsprechend kurz gewählt sein.

Abbildung 4.10 (b) zeigt die SER-Performanz für einen PLL-basierten Synthesizer mit einer CP. Die Einseitenband-Phasenrauschleistungsdichte wird bei hohen Offset-Frequenzen von der Qualität des VCO bestimmt, weswegen in diesem Fall die Qualitätskonstante c_{ref} des Referenzsignals fest eingestellt bleibt und nur c_{vco} anhand $\mathcal{L}(f_{\text{offset}} = 100\,\text{kHz})$ verändert wird. Die Parameter der PLL werden entsprechend nach Tabelle 4.2 festgelegt. Im Vergleich zu einem freilaufenden Oszillator steigt der Phasenfehler nicht unbegrenzt an und die Phasenverschiebungen aufeinanderfolgender Symbole fallen kleiner aus. Dies führt zu einer geringeren Empfindlichkeit gegenüber dem Phasenrauschen sowohl bei der gemeinsamen als auch bei der separaten LO-Konfiguration. Darüber hinaus verringert sich auch der Performanzunterschied zwischen kohärenter und inkohärenter Detektion aufgrund des geringer ausfallenden Kanalschätzfehlers.

Parameter	**Wert**
Qualitätskonstante c_{ref} des Referenzsignals	10^{-18}
Grenzfrequenz $f_{\text{c,PLL}}$ der PLL	50 kHz
Grenzfrequenz $f_{\text{c,CP}}$ der CP	16 kHz
Phasendetektorkonstante k_{PD}	1

Tabelle 4.2: PLL-Parametrisierung.

Aufgrund der differentiellen Phasenmodulation ist eine Beeinträchtigung der Leistungsfähigkeit des Systems durch Phasenrauschen weniger schwerwiegend als mit anderen Modulationsverfahren. Im Allgemeinen können Oszillatoren mittlerer Qualität eingesetzt werden, um eine optimale Systemleistung zu erzielen. Aufgrund eines Mittelungseffektes der Phasenrauschquellen kann die Qualität der Oszillatoren durch den Einsatz separater LOs für jeden Empfangszweig zusätzlich herabgesetzt werden. Erwähnenswert ist auch, dass sich durch das Phasenrauschen keinerlei Auswirkungen auf die Leistungsverteilung der Nutzer an der BS und damit dem PSP ergeben.

4.2.3 Trägerfrequenz-Offset

Systemmodell mit Trägerfrequenz-Offsets

In den vorigen Phasenrauschbetrachtungen wurde eine perfekte Frequenzsynchronität zwischen Sender und Empfänger vorausgesetzt. Die Verwendung kostengünstiger LOs erhöht jedoch die Wahrscheinlichkeit von Oszillatorinstabilitäten und kann CFOs verursachen, da die Oszillatorfrequenz zwischen Sender und Empfänger nicht mehr übereinstimmt. Ein CFO bewirkt dabei eine mit der Zeit linear ansteigende Phasendrehung

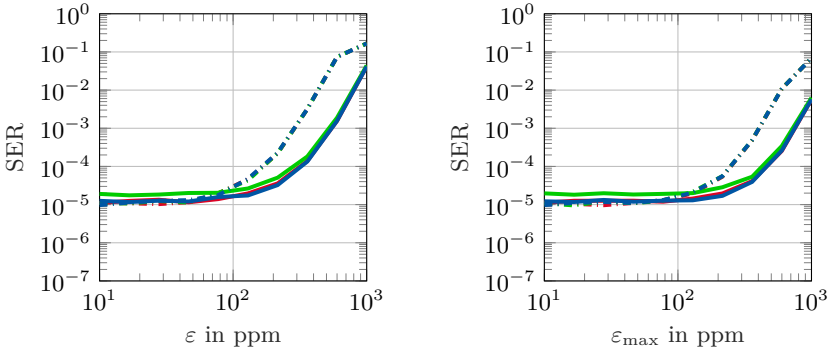
$$\phi_k^{\mathsf{CFO}} = 2\pi k \Delta f_{\mathrm{osc}} T_{\mathsf{s}} \tag{4.18}$$

des Empfangssignals im Zeitbereich in Abhängigkeit der Symboldauer T_{s} und des Frequenz-Offsets Δf_{osc} der Oszillatoren. Je nach LO-Konfiguration an der BS können bei der Nutzung separater LOs auch mehrere CFOs auftreten, sodass das Empfangssignal an den jeweiligen Empfangszweigen unterschiedliche Phasendrehungen $\phi_{m,k}^{\mathsf{CFO}}$ erfährt. Bei der Verwendung eines gemeinsamen LO hingegen existiert ein globaler CFO. Die Phasendrehung für alle Empfangssignale ist somit gleich: $\phi_{1,k}^{\mathsf{CFO}} = \ldots = \phi_{N_{\mathrm{rx}},k}^{\mathsf{CFO}}$. Zusammengefasst in einer Diagonalmatrix

$$\boldsymbol{D}_k^{\mathsf{CFO}} = \mathrm{diag}\left(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{1,k}^{\mathsf{CFO}}}, \cdots, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{N_{\mathrm{rx}},k}^{\mathsf{CFO}}}\right) \tag{4.19}$$

kann das resultierende Empfangssignal an der BS über

$$\hat{\boldsymbol{r}}_k = \boldsymbol{D}_k^{\mathsf{CFO}} \boldsymbol{H} \boldsymbol{b}_k + \boldsymbol{n}_k \tag{4.20}$$



(a) Globaler CFO. **(b)** Unterschiedliche CFOs.

Abbildung 4.11: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des normierten CFO $\varepsilon = \Delta f_{\text{osc}} T_{\text{s}}$ (DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)). Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

beschrieben werden. Zwischen der BS und den Nutzern kann ebenfalls ein CFO existieren. Dieser wird jedoch bei den folgenden Betrachtungen nicht berücksichtigt.

Simulationsauswertung

Zur Untersuchung der Auswirkungen von CFOs auf die Leistungsfähigkeit des Systems wird die SER in Abhängigkeit eines normierten CFO $\varepsilon = \Delta f_{\text{osc}} T_{\text{s}}$ analysiert. Diese Normierung erlaubt eine allgemeine Betrachtung unabhängig von der gewählten Symboldauer T_{s}. Abbildung 4.11 (a) zeigt das Ergebnis, wenn ein gemeinsamer LO an der BS eingesetzt wird und damit ein globaler CFO existiert. Es sind keine Einbußen in der Leistungsfähigkeit zu verzeichnen sofern $\varepsilon \leq 100\,\text{ppm}$. Mit zunehmend höherem ε ist jedoch ein starker Anstieg der SER erkennbar. Verglichen mit der kohärenten Detektion zeigt sich bei der Anwendung von BLAST eine höhere Sensitivität gegenüber den Phasendrehungen bei $\varepsilon > 100\,\text{ppm}$. Das Ergebnis bei unterschiedlich auftretenden CFOs an der BS ist in Abbildung 4.11 (b) zu sehen. Hierzu wurden die normierten Frequenz-Offsets an jedem Empfangspfad zufällig aus einer Gleichverteilung im Intervall

$[-\varepsilon_{\max}, \varepsilon_{\max}]$ ausgewählt, wobei $\varepsilon_{\max}$ den maximalen normierten CFO bezeichnet, und die SER in Abhängigkeit von $\varepsilon_{\max}$ dargestellt. In diesem Fall zeigt sich ein ähnliches Verhalten wie bei einem globalen CFO. Allerdings liegt der Grenzwert, ab dem eine Verschlechterung der SER auftritt, etwas höher, bei $\varepsilon \approx 130\,\text{ppm}$.

Die Robustheit gegenüber den Phasendrehungen aufgrund des CFO bis zu einem gewissen Grenzwert ist auf die verwendete DPSK zurückzuführen, da der Phasenfehler zwischen aufeinanderfolgenden Sendesymbolen gering bleibt. Grundsätzlich ist somit keine perfekte Frequenzsynchronisation zwischen Sender und Empfänger notwendig. Je nach Systemauslegung ergeben sich allerdings unterschiedliche Anforderungen an die Frequenzstabilität der Oszillatoren, damit Δf_{osc} innerhalb eines gewünschten Bereichs bleibt, um mögliche Einbußen in der Performanz zu vermeiden. Kann diese Stabilitätsanforderung erfüllt werden, so sind keine synchronen Oszillatoren sowohl in der gemeinsamen als auch in der separaten LO-Konfiguration notwendig. Ein statischer Phasen-Offset der LOs spielt aufgrund der DPSK ebenfalls keine Rolle. Kann die Frequenzstabilität nicht gewährleistet werden, können andernfalls Kompensationsmethoden angewendet werden. In der Literatur existieren dafür eine Vielzahl von Ansätzen [94].

4.2.4 Analog-Digital-Umsetzer

Systemmodell mit Analog-Digital-Umsetzer

Zuletzt sollen die Quantisierungseffekte durch die Analog-Digital-Umsetzung berücksichtigt werden. Der ADC quantisiert dabei das empfangene Signal mit einer bestimmten Auflösung von q Bits. Unter der Annahme, dass die Quantisierung getrennt für den Real- und Imaginärteil durchgeführt wird, lässt sich das resultierende Empfangssignal nach der Quantisierung wie folgt ausdrücken:

$$\hat{r}_{m,k} = \mathrm{Q}\{\mathfrak{Re}\{r_{m,k}\}\} + \mathrm{j}\,\mathrm{Q}\{\mathfrak{Im}\{r_{m,k}\}\}\,, \tag{4.21}$$

wobei $\mathrm{Q}\{\cdot\}$ die nichtlineare Quantisierungsfunktion des ADC bezeichnet.

Bei einem q Bit-Mid-Rise-Quantisierer wird der gesamte Eingangsspannungsbereich V_{FS} gleichmäßig in 2^q Quantisierungsstufen der Größe $\Delta = V_{\text{FS}}/(2^q - 1)$ aufgeteilt (siehe Abbildung 4.7, Seite 63). Jedem Abtastwert wird das nächstgelegene Vielfache einer Quantisierungsstufe zugeordnet. Das quantisierte Aus-

gangssignal eines Eingangssignals x ist in diesem Fall gegeben durch

$$\mathrm{Q}\{x\} = \begin{cases} V_{\mathrm{FS}}/2, & x \geq V_{\mathrm{FS}}/2 \\ \left\lfloor \frac{x}{\Delta} \right\rfloor \Delta + \frac{\Delta}{2}, & -V_{\mathrm{FS}}/2 \leq x < V_{\mathrm{FS}}/2 \\ -V_{\mathrm{FS}}/2, & x < -V_{\mathrm{FS}}/2 \end{cases}, \tag{4.22}$$

wobei der Operator $\lfloor \cdot \rfloor$ die größte ganze Zahl kleiner oder gleich seinem Argument zurückgibt. Im Folgenden wird der Eingangsspannungsbereich auf den maximal zu erwartenden Eingangspegel über alle Empfangszweige gemäß

$$V_{\mathrm{FS}} = 2 \max_{m} \sqrt{\mathrm{E}\left\{ \left| u_{m,k} \right|^2 \right\} + \sigma_{\mathrm{n}}^2}\,. \tag{4.23}$$

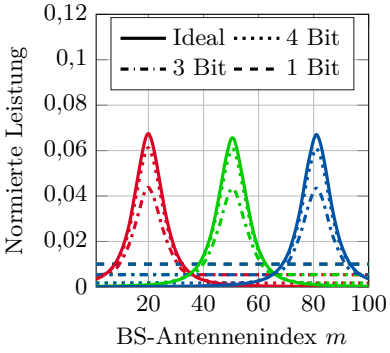
ausgelegt, sodass alle ADCs den gleichen Eingangsspannungsbereich besitzen. Aufgrund der unterschiedlichen Leistungsverteilung über die BS-Antennen ist ebenfalls eine individuelle Auslegung der ADCs möglich. Allerdings kann damit nur ein spezifisches Nutzerszenario abgedeckt werden. Um eine volle Aussteuerung des ADC zu gewährleisten, kann zusätzlich eine Verstärkung des Eingangssignals notwendig sein. Im Allgemeinen kommt ein Verstärker mit variabler Verstärkung (VGA, engl. Variable Gain Amplifier) und eine automatische Verstärkungsregelung (AGC, engl. Automatic Gain Control) zum Einsatz, die jedoch nachfolgend vernachlässigt werden.

Simulationsauswertung

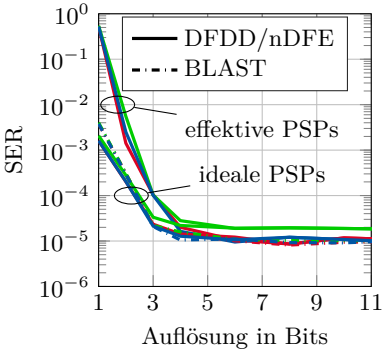
Die SER als Funktion der ADC-Auflösung ist in Abbildung 4.12 (b) zu sehen. Offensichtlich hat eine grobe Quantisierung einen signifikanten Einbruch der Leistungsfähigkeit zur Folge. Beim inkohärenten Verfahren werden die effektiven PSPs nach der Analog-Digital-Umsetzung entsprechend über

$$\hat{P}_{m,u} = \mathrm{E}\left\{ \left| \mathrm{Q}\{\mathfrak{Re}\{h_{m,u} b_{u,k}\}\} + \mathrm{j}\, \mathrm{Q}\{\mathfrak{Im}\{h_{m,u} b_{u,k}\}\} \right|^2 \right\} \tag{4.24}$$

abgeschätzt und für die Detektion angewendet. Mit zunehmend kleinerer ADC-Auflösung verändern sich dabei die effektiven PSPs sehr stark (siehe Abbildung 4.12 (a)). Bei 1 Bit-ADCs verwandeln sich die ursprünglich schmalen PSPs über die Empfangsantennen in eine gleichmäßige Leistungsverteilung über alle



(a) (Effektive) Leistungsprofile der Nutzer bei unterschiedlicher ADC-Auflösung.

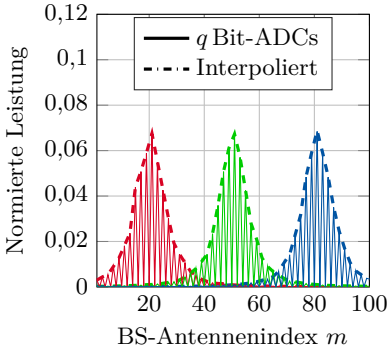


(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der ADC-Auflösung.

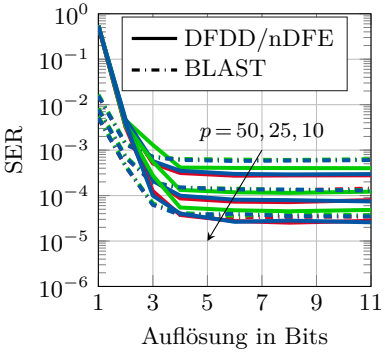
Abbildung 4.12: Systemperformanz unter Berücksichtigung der Analog-Digital-Umsetzung. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

Empfangspfade für jeden Nutzer nach der Quantisierung. Folglich stehen an der BS keine räumlich unterschiedlichen PSPs zur Trennung der Nutzer zur Verfügung und die inkohärente Detektion schlägt fehl. Bei der Verwendung der ursprünglichen (idealen) PSPs nach Gleichung (2.24) auf Seite 23 kann hingegen ein signifikanter Gewinn erzielt werden, wodurch nahezu der gleiche Verlauf wie bei der kohärenten Detektion mittels BLAST resultiert und bei einem Bit sogar ein besseres Ergebnis gegenüber BLAST erreicht wird (siehe Abbildung 4.12 (b)). Bemerkenswert ist außerdem, dass mit 4 Bit-ADCs nahezu das optimale Ergebnis erzielt werden kann, sodass der Einsatz niedrigauflösender ADCs ohne Leistungseinbußen möglich ist. Da die Leistungsaufnahme des ADC direkt mit der Anzahl der Bits in Verbindung steht [95], [96], kann die Energieeffizienz des Gesamtsystems so erheblich verbessert werden.

Speziell der 1 Bit-ADC stellt bei der Quantisierung einen Sonderfall dar, da nur ein Vorzeichenentscheid nötig ist und eine Hardware-Realisierung stark vereinfacht wird. Problematisch ist jedoch die Anwendbarkeit der inkohärenten Detektion im 1 Bit-Fall, da das ursprüngliche PSP nach der Quantisierung



(a) (Effektive) Leistungsprofile der Nutzer bei 50 % 1 Bit-ADCs und 50 % hochauflösenden ADCs.



(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit der Auflösung der $(100-p)\,\%$ q Bit-ADCs.

Abbildung 4.13: Systemperformanz unter Berücksichtigung einer gemischten ADC-Architektur mit $p\,\%$ 1 Bit-ADCs und $(100-p)\,\%$ q Bit-ADCs. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

nicht erhalten bleibt. Die erforderliche Kenntnis der idealen PSPs kann nur durch eine zusätzliche Schaltung im analogen Bereich erworben werden, die eine Schätzung der Empfangsleistung ermöglicht. Eine Lösungsmöglichkeit bietet hierbei eine gemischte ADC-Architektur, die zur Einsparung des Energieverbrauchs bei kohärenten MaMIMO-Systemen vorgeschlagen wurde [97], [98]. Die BS wird dabei zu $p\,\%$ mit 1 Bit- und zu $(100-p)\,\%$ mit q Bit-ADCs ausgestattet. Das ursprüngliche PSP spiegelt sich dann an den Empfangszweigen mit höherer ADC-Auflösung wider und kann mittels Interpolation vollständig rekonstruiert werden. Bei abwechselnder 1 Bit- und hochauflösender Quantisierung ($p=50$) an den BS-Empfangspfaden resultieren die in Abbildung 4.13 (a) dargestellten interpolierten PSPs. Die SER in Abhängigkeit der Auflösung der q Bit-ADCs unter Kenntnis der interpolierten PSPs ist in Abbildung 4.13 (b) zu sehen. Da die Verzerrungen durch die 1 Bit-ADCs sehr groß sind, wurde deren Eingangsspannungsbereich gegenüber den q Bit-ADCs um die Hälfte reduziert. Grundsätzlich wird nicht das gleiche Leistungsniveau wie mit ADCs gleicher Auflösung erreicht. Dennoch können mit einer Kombination von 1 Bit- und

4 Bit-Quantisierung gute Ergebnisse erzielt werden, sodass neben dem Erhalt des ursprünglichen PSP auch zusätzlich die Energieeffizienz gesteigert werden kann. Eine Verringerung des prozentualen Anteils der 1 Bit-Quantisierer bringt gleichermaßen eine Verbesserung der Performanz mit sich und nähert sich langsam dem Verlauf aus Abbildung 4.12 (b) an. Für $q > 4$ weist die inkohärente Detektion außerdem eine verbesserte Performanz gegenüber der kohärenten Detektion mittels BLAST auf. Die Kanalschätzung wird in diesem Fall durch die wenigen 1 Bit-ADCs stärker beeinflusst.

4.3 Zusammenfassung der Ergebnisse

Die ganzheitliche Betrachtung der Antennen sowie der Hardware-Nichtidealitäten an der BS machen die Anforderungen bei Anwendung der inkohärenten Detektion deutlich. Das Antennendiagramm wirkt sich hauptsächlich auf die Trennbarkeit der Nutzer aus, da die Empfangsleistung je nach 3 dB-Keulenbreite auf einen kleineren Teil der BS-Antennen fokussiert wird. Die Antennenkopplung zwischen benachbarten Elementen kann das PSP stören, aber sich gleichzeitig positiv auf die Performanz auswirken. Dies gilt im Speziellen für omnidirektionale Antennen, da hier die Antennenkopplung entsprechend höher ausfällt. Eine wesentliche Steigerung der Leistungsfähigkeit wird erreicht, wenn der Antennengewinn hoch ist und die Nutzer ausreichend auf Basis ihres PSP räumlich getrennt sind. Allgemein sollten die Antennen auf der BS-Seite ein direktionales Antennendiagramm mit hohem Gewinn aufweisen.

Bezüglich der Hardware-Anforderungen zeigt sich, dass eine hohe Linearität der Verstärker erforderlich ist, um die optimale Leistungsfähigkeit zu erreichen. Alternativ muss ein bestimmter Back-Off der Verstärker gewährleistet werden, der jedoch die Energieeffizienz verringert. Aufgrund der differentiellen Phasenumtastung der Sendesymbole ist die Empfindlichkeit gegenüber Phasenrauschen gering und erlaubt daher den Einsatz von Oszillatoren geringerer Qualität zur Einsparung der Gesamtkosten des Systems. Gleichzeitig ist keine perfekte Frequenzsynchronisation der Oszillatoren aufgrund der verwendeten DPSK notwendig. Je nach Systemauslegung verringern sich damit die Anforderungen an die Frequenzstabilität. Eine grobe Quantisierung des Empfangssignals führt zu einem erheblichen Performanzverlust, insbesondere bei einer Auflösung von einem Bit. Hier können die Nutzer aufgrund des effektiv gleich-

verteilten PSP nach der Quantisierung nicht mehr voneinander getrennt werden. Eine bemerkenswerte Verbesserung der Leistungsfähigkeit wird erreicht, wenn stattdessen die ursprünglichen (idealen) PSPs über die Empfangsantennen bei der Detektion verwendet werden. Die Bestimmung der ursprünglichen Profile erfordert jedoch zusätzlichen Hardware-Aufwand, damit eine Schätzung der Empfangsleistung im analogen Bereich ermöglicht werden kann. Bei niedrigem bis moderatem SNR kann die Auflösung ohne Leistungseinbußen auf einige Bits gesenkt werden und folglich zu einer erheblichen Energieeinsparung des Gesamtsystems beitragen. Eine gemischte ADC-Architektur, bei der die BS teilweise mit niedrig- und hochauflösenden ADCs ausgestattet ist, kann die Energieeffizienz zusätzlich steigern und gleichzeitig den Erhalt des ursprünglichen PSP auch bei teilweiser 1 Bit-Quantisierung gewährleisten.

5 Beamspace-Verfahren im Fernfeld

Die Auswertung auf Grundlage des erweiterten COST-Kanalmodells in Kapitel 3 zeigt, dass mit der inkohärenten Detektion vergleichbare Ergebnisse erzielt werden können wie bei kohärenten Verfahren mit Kanalschätzung. Dies gilt allerdings nur, sofern die Nutzer auch hinsichtlich ihrer PSPs an der BS räumlich getrennt werden können. Wenn dies nicht gegeben ist oder keine charakteristischen PSPs vorliegen, schlägt die inkohärente Detektion fehl. Um günstige PSPs bereitzustellen, sollte die BS physikalisch möglichst groß sein und die Nutzer müssen sich im Nahfeld befinden. Eine verbesserte Trennbarkeit der Nutzer kann dann zusätzlich durch den Einsatz gerichteter Antennen erreicht werden, wie es in Abschnitt 4.1 gezeigt wurde.

Grundsätzlich sollte die BS für praktische Implementierungszwecke jedoch vorzugsweise von kompakter Größe sein. Bei einer Verkleinerung der BS-Größe und vor allem, wenn sich die Nutzer im Fernfeld befinden, entstehen durch die auftreffenden ebenen Wellenfronten aus unterschiedlichen Winkelrichtungen ϕ keine günstigen PSPs über die Empfangsantennen (siehe Abbildung 5.1). Eine Anwendung der inkohärenten Detektion wird daher unmöglich. Folglich ist eine Systemanpassung erforderlich, um die inkohärente Detektion auch in Szenarien anwenden zu können, bei denen sich die Nutzer im Fernfeld befinden. Dies kann durch Beamspace-Verfahren ermöglicht werden, bei denen die Energie der einfallenden Wellen an der BS richtungsabhängig nur auf einen Teil des Antennen-Arrays bzw. der Empfangspfade fokussiert wird. Eine Realisierung dieser Verfahren ist dabei sowohl im analogen als auch im digitalen Bereich möglich. Die Anwendbarkeit der Beamspace-Verfahren auf die inkohärente Detektion wird in diesem Kapitel nun vorgestellt.

5.1 Analoge Beamspace-Verfahren

Eine richtungsabhängige Fokussierung der einfallenden Wellen an der BS kann im analogen Bereich beispielsweise über Beamforming-Netzwerke realisiert wer-

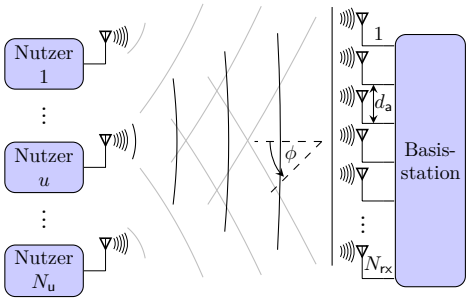


Abbildung 5.1: Konventionelles MaMIMO-System, bei dem sich die Nutzer im Fernfeld der BS befinden und ebene Wellenfronten aus unterschiedlichen Winkelrichtungen ϕ an der BS eintreffen, modifiziert nach [99] © 2019 IEEE.

den. Darüber hinaus besitzt auch eine elektromagnetische Linse die gewünschten Eigenschaften. Im Zusammenhang mit MaMIMO-Systemen wurden Linsen-Antennen-Arrays, bei denen eine Linse auf das Antennen-Array aufgebracht wird, bisher nur für kohärente MIMO-Transceiver untersucht. Im Vordergrund stand hierbei stets die Hardware-Kosten sowohl im Uplink als auch im Downlink zu senken [100]–[105]. Dasselbe gilt für die Untersuchungen in [106]–[110], bei denen eine alternative Beschreibung der Linse basierend auf dem Konzept von Beamspace-MIMO verwendet wird.

Für einen Proof of Concept konnte der Linsenansatz für die inkohärente Detektion in [111] bereits getestet werden, wobei hier ein sehr einfaches Kanal- und Linsenmodell zugrunde gelegt wurde. Im Folgenden soll die Kombination von Linsen-Antennen-Array und inkohärenter Detektion auf der Grundlage eines aus der Optik abgeleiteten Linsenmodells und auf Basis des Cluster-basierten COST-Kanalmodells analysiert werden. Darüber hinaus soll auch die alternative Variante über analoge Beamforming-Strukturen betrachtet werden. Eine Voll-Array-Linse, bei der sich die Linse über das gesamte Array erstreckt, aber auch das analoge Beamforming-Netzwerk können allerdings an die Grenzen einer praktischen Umsetzung stoßen. Deswegen wird zusätzlich ein Subarray-Ansatz verfolgt, um die Design-Anforderungen entschärfen zu können. Zunächst wird ein Systemüberblick gegeben und die Beamspace-Systemarchitektur näher erläutert.

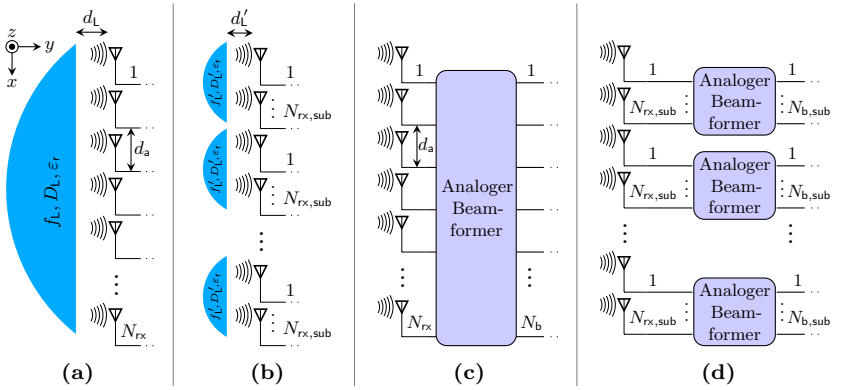


Abbildung 5.2: Mögliche analoge Beamspace-Systemarchitekturen an der BS, modifiziert nach [99] © 2019 IEEE: (a) Voll-Array-Linse, (b) Subarray-Linse, (c) Voll-Array-Beamformer, (d) Subarray-Beamformer.

5.1.1 Systemüberblick

Die möglichen Systemarchitekturen mit integrierten analogen Beamspace-Verfahren sind in Abbildung 5.2 dargestellt. Die Energiefokussierung zur räumlichen Trennung der einzelnen Nutzer an der BS geschieht entweder durch die bereits erwähnte (dielektrische) Linse, die an der BS des konventionellen MaMI-MO-Systems eingebettet ist und sich vor den Antennenelementen befindet, wie in Abbildung 5.2 (a) zu sehen ist. Alternativ kann eine Beamforming-Struktur im analogen Bereich – nach den Antennen, aber vor der Abwärtsmischung durch den LO und der Analog-Digital-Umsetzung – eingesetzt werden wie in Abbildung 5.2 (c).

Die dielektrische Linse wirkt wie ein Phasenschieber, der aus einer einfallenden ebenen Welle eine konvergierende Wellenfront erzeugt und die Energie der einfallenden Welle je nach ihrem Einfallswinkel in der Brennweite fokussiert. Die relevanten Design-Parameter der Linse sind dabei die Brennweite f_L, die Linsenapertur D_L, die relative Permittivität des Linsenmaterials ε_r sowie der Abstand d_L zwischen Linse und Antennen-Array, der im Allgemeinen in etwa der Brennweite entspricht.

Beim analogen Beamformer werden die Eingangssignale mithilfe eines Netz-

werks aus Phasenschiebern oder Verzögerungsgliedern konstruktiv überlagert, wobei in beiden Fällen die Anzahl der Ausgangs-Ports bzw. Beam-Ports N_b und der Eingangs-Ports gleich bleiben, d. h. $N_\mathsf{b} = N_\mathsf{rx}$. Die Energie wird also je nach Einfallsrichtung des Eingangssignals auf einen der Beam-Ports fokussiert. Das Phasenschiebernetzwerk kann zum Beispiel durch diskrete Phasenschieber zusammen mit Leistungsteilern und Kombinierern mithilfe einer Butler-Matrix [112], [113] realisiert werden. Ein zeitverzögerndes Netzwerk kann beispielsweise durch eine Rotman-Linse [114]–[116] implementiert werden, bei der durch künstliche Zeitverzögerungen eine Fokussierung der eintreffenden Welle erreicht wird. Im Allgemeinen erfordern sowohl die Butler-Matrix als auch die Rotman-Linse eine Antennenanzahl, die einer Zweierpotenz entspricht, d. h. $N_\mathsf{rx} = 2^N$ mit $N \in \mathbb{N}$.

In Abbildung 5.2 (a) und 5.2 (c) deckt die Linse das gesamte Empfangsarray ab und die Eingangssignale des analogen Beamformers werden alle gemeinsam verarbeitet. Diese Voll-Array-Systemarchitektur liefert optimale Ergebnisse im Hinblick auf ihre Fokussierungsfähigkeiten. Die praktische Umsetzung beider Architekturen kann jedoch äußerst anspruchsvoll sein, da die Größe der Linse bei niedrigen Trägerfrequenzen sehr groß ausfallen wird ($D_\mathsf{L} = N_\mathsf{rx}\, d_\mathsf{a} \mathrel{\hat{=}} 7{,}5\,\mathrm{m}$ bei $f_\mathsf{c} = 2\,\mathrm{GHz}$ und $N_\mathsf{rx} = 100$) und die Komplexität des analogen Beamformers mit der Anzahl der Empfangsantennen skaliert. Folglich besteht ein praktischerer Ansatz darin, auf eine Subarray-Architektur zurückzugreifen, bei der das gesamte Antennen-Array in mehrere Subarrays unterteilt wird, wie in Abbildung 5.2 (b) und 5.2 (d) veranschaulicht. Es wird angenommen, dass das BS-Antennen-Array in N_sub gleich große Subarrays aufgeteilt ist, wobei jedes Subarray $N_\mathsf{rx,sub} = N_\mathsf{b,sub} = N_\mathsf{rx}/N_\mathsf{sub}$ Antennen bzw. Beam-Ports besitzt. Bei der Linsen-Architektur ist jedes Subarray mit einer kleinen Linse versehen, deren Apertur um die Anzahl der Subarrays gemäß $D_\mathsf{L}' = D_\mathsf{L}/N_\mathsf{sub}$ verkleinert wird.

5.1.2 Modellierung analoger Beamspace-Architekturen

Um die Leistungsfähigkeit der inkohärenten Detektion in Kombination mit den vorgeschlagenen Beamspace-Architekturen bewerten zu können, müssen geeignete Modelle sowohl für die Linse als auch für das analoge Beamforming-Netzwerk entwickelt werden. Diese werden im Folgenden vorgestellt und anschließend deren Integration in das COST-Kanalmodell erläutert.

Dielektrische Linse

Zur Beschreibung der Feldverteilung einer dielektrischen Linse wird angenommen, dass sich diese in der x-z-Ebene befindet und von einer Welle in positiver y-Richtung beleuchtet wird. Unter Anwendung des Huygens-Fresnel-Prinzips paralleler Ebenen und der Fresnel-Approximation kann die Feldverteilung $U_y(x,z)$ in einem Abstand y hinter der Linse ausgedrückt werden über [117]

$$U_y(x,z) = \mathscr{F}^{-1}\left\{\mathscr{F}\left\{U_0(x,z)\right\} \cdot \mathscr{F}\left\{\tilde{h}_y(x,z)\right\}\right\}, \tag{5.1}$$

wobei $U_0(x,z)$ die anfängliche Feldverteilung direkt hinter der Linse bezeichnet. Die Operatoren $\mathscr{F}\{\cdot\}$ und $\mathscr{F}^{-1}\{\cdot\}$ entsprechen dabei der Fourier- bzw. der inversen Fourier-Transformation. Der Term $\tilde{h}_y(x,z)$ in Gleichung (5.1) ist die Impulsantwort der Freiraumausbreitung, gegeben durch [117]

$$\tilde{h}_y(x,z) = \frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}ky}}{\mathrm{j}\lambda y}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}k\frac{x^2+z^2}{2y}}, \tag{5.2}$$

und hängt von der Wellenzahl $k = 2\pi/\lambda$ und der Wellenlänge λ ab. Physikalisch gesehen resultiert damit die Feldverteilung in der Entfernung y hinter der Linse durch die inverse Fourier-Transformation des Produkts zweier Fourier-Transformierten, nämlich dem Anfangsfeld direkt hinter der Linse und dem Phasenterm aus einer quadratischen Exponentialfunktion inklusive eines multiplikativen Faktors.

Da die Array-Konfiguration an der BS im Folgenden als ein eindimensionales ULA betrachtet wird, kann die Dimensionalität des Linsenmodells auf die gleiche Weise reduziert werden. Unter der Annahme, dass die Antennen an der BS entlang der x-Achse positioniert werden, ist auch nur die Feldverteilung der Linse entlang der x-Achse relevant. Somit ändert sich die Feldverteilung aus Gleichung (5.1) entsprechend zu

$$U_y(x) = \mathscr{F}^{-1}\left\{\mathscr{F}\left\{U_0(x)\right\} \cdot \mathscr{F}\left\{\tilde{h}_y(x)\right\}\right\}. \tag{5.3}$$

Zur Berechnung der Feldverteilung in x- und y-Richtung muss sie diskretisiert werden. Dazu wird ein Beobachtungsfenster der Größe X_{ob} mit einem Abtastabstand von Δx in x-Richtung betrachtet. Die Gesamtzahl der Abtastpunkte

beträgt damit $N_\mathsf{a} = X_\mathsf{ob}/\Delta x$. Das Feld in y-Richtung wird in diskreten Schritten Δy berechnet. Der komplexe Feldvektor $\boldsymbol{u}_{n\Delta y}$ in einer Entfernung $n\Delta y$ hinter der Linse kann dann mit

$$\boldsymbol{u}_{n\Delta y} = \begin{bmatrix} u_{n\Delta y}\left[-N_\mathsf{a}/2+1\right] \\ \vdots \\ u_{n\Delta y}\left[m'\right] \\ \vdots \\ u_{n\Delta y}\left[N_\mathsf{a}/2\right] \end{bmatrix} \tag{5.4}$$

beschrieben werden, wobei $u_{n\Delta y}\left[m'\right] \overset{\text{def}}{=} U_{y=n\Delta y}(m'\Delta x)$ gilt. Der Feldvektor $\boldsymbol{u}_{n\Delta y}$ wird rekursiv aus dem Feldvektor $\boldsymbol{u}_{(n-1)\Delta y}$ des vorhergehenden Abtastschrittes gemäß[1]

$$\boldsymbol{u}_{n\Delta y} = \mathrm{DFT}^{-1}\left\{\mathrm{DFT}\left\{\boldsymbol{u}_{(n-1)\Delta y}\right\} \circ \mathrm{DFT}\left\{\tilde{\boldsymbol{h}}_{\Delta y}\right\}\right\} \tag{5.5}$$

gewonnen, wobei

$$\tilde{\boldsymbol{h}}_{\Delta y} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{\Delta y}\left[-N_\mathsf{a}/2+1\right] \\ \vdots \\ \tilde{h}_{\Delta y}\left[m'\right] \\ \vdots \\ \tilde{h}_{\Delta y}\left[N_\mathsf{a}/2\right] \end{bmatrix} \tag{5.6}$$

dem Impulsantwortvektor der Freiraumausbreitung entspricht, dessen Einträge über

$$\tilde{h}_{\Delta y}\left[m'\right] = \frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}k\Delta y}}{\mathrm{j}\lambda\Delta y}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}k\frac{\left(m'\Delta x\right)^2}{2\Delta y}} \tag{5.7}$$

gegeben sind. Zuletzt muss die diskrete anfängliche Feldverteilung $\boldsymbol{u}_0$ an der Oberfläche hinter der Linse bestimmt werden. Diese ist unter Annahme einer dünnen Linse am m'-ten Abtastpunkt in x-Richtung gegeben durch [105], [117]

$$u_0\left[m'\right] = \mathcal{P}\left[m'\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k\left(\frac{\left(m'\Delta x\right)^2}{2f_\mathsf{L}}+m'\Delta x\sin(\phi)\right)} \tag{5.8}$$

[1] $\circ$ ist das Hadamard-Produkt und $\mathrm{DFT}\{\cdot\}$ die diskrete Fourier-Transformation.

und hängt von der Brennweite f_L der Linse sowie vom Einfallswinkel ϕ der ebenen Welle ab. Die Pupillenfunktion $\mathcal{P}\left[m'\right]$ berücksichtigt dabei die Größe der Linsenapertur D_L, d. h. die Öffnungsgröße, mit der elektromagnetische Energie eingesammelt werden kann und am Ende zur Verfügung steht. Da die erfasste Energiemenge vom Winkel der einfallenden Welle abhängt, kann die Pupillenfunktion über

$$\mathcal{P}\left[m'\right] = \begin{cases} 1, & |m'\Delta x| \leq \frac{1}{2} D_\mathsf{L} \cos\left(\phi\right) \\ 0, & \text{andernfalls} \end{cases} \tag{5.9}$$

ausgedrückt werden.

Die Ausbreitungs- und Fokussierungs-Charakteristik der dielektrischen Linse sind exemplarisch für $D_\mathsf{L} = 64\lambda$ und $f_\mathsf{L} = 41{,}6\lambda$ in Abbildung 5.3 dargestellt. Trifft eine ebene Welle auf die Linse, so konzentriert sich die Energie in der Brennweite (Brennpunkt) und folgt einer quadratischen si-Funktion (siehe Abbildung 5.3 (a) und 5.3 (b)). Die Lage des Brennpunktes variiert entlang der Brennebene in Abhängigkeit des Einfallswinkels der ebenen Welle. Außerdem nimmt die Breite des Auftreffpunktes bei größeren $|\phi|$ zu, während die Peak-Intensität abnimmt (siehe Abbildung 5.3 (c)).

Das Verhältnis aus Brennweite und Linsenapertur $f_\mathsf{L}/D_\mathsf{L}$ bestimmt sowohl den möglichen Winkelbereich, der mit der Linse abgedeckt werden kann, als auch die Winkelauflösung. Eine Vergrößerung von $f_\mathsf{L}/D_\mathsf{L}$ führt zu einem größeren Abstand zweier benachbarter Brennpunkte bei gleichem Einfallswinkel. Folglich wird die Auflösung verbessert. Je größer $f_\mathsf{L}/D_\mathsf{L}$, desto kleiner ist jedoch der zu betrachtende Winkelbereich und führt daher zu einem Kompromiss von Auflösung und Winkelerfassung. Diese Beobachtungen stimmen dabei mit denen aus der Praxis überein [118]–[121]. Für die in Abbildung 5.3 gegebene Konfiguration beträgt $f_\mathsf{L}/D_\mathsf{L} = 0{,}65$. Daraus resultiert ein Winkelerfassungsbereich von etwa $\pm 45°$.

Da das Antennen-Array der BS in der Brennebene hinter der dielektrischen Linse platziert wird, resultiert das richtungsabhängige Übertragungsverhalten einer einfallenden ebenen Welle aus der Abtastung der Feldverteilung an den Positionen der N_rx Antennenelemente, die gleichmäßig im Abstand d_a angeordnet sind. Der Übertragungsvektor aus einfallender Welle und Antennen-Array mit Linse, auch Array-Antwortvektor genannt, kann in diesem Fall ausgedrückt

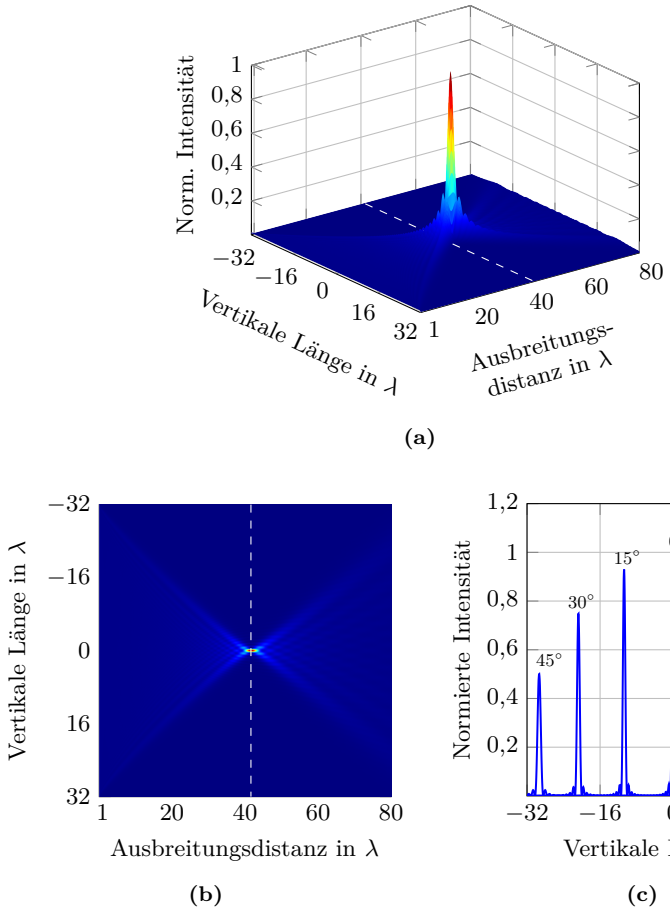


Abbildung 5.3: Ausbreitungseigenschaften einer dielektrischen Linse mit $D_\mathrm{L} = 64\lambda$ und $f_\mathrm{L} = 41{,}6\lambda$, modifiziert nach [99] © 2019 IEEE. (a) 3D- und (b) 2D-Feldverteilung einer einfallenden Welle bei $\phi = 0°$. Die gestrichelte weiße Linie stellt die Brennebene im Abstand f_L dar. (c) Intensitätsverteilung im Querschnitt entlang der Brennebene bei f_L für mehrere Einfallswinkel ϕ (normiert auf die maximale Intensität bei $\phi = 0°$).

werden durch

$$\boldsymbol{a}^{\mathsf{lens,full}}(\phi) = \begin{bmatrix} u_{f_\mathsf{L}}\left[x_\mathsf{a}\left[1\right]\right] \\ u_{f_\mathsf{L}}\left[x_\mathsf{a}\left[2\right]\right] \\ \vdots \\ u_{f_\mathsf{L}}\left[x_\mathsf{a}\left[N_\mathsf{rx}\right]\right] \end{bmatrix}, \tag{5.10}$$

wobei $u_{f_\mathsf{L}}\left[\cdot\right]$ die Feldverteilung bei der Brennweite f_L der Linse bezeichnet und $x_\mathsf{a}\left[m\right] = \frac{d_\mathsf{a}}{\Delta x}(m - N_\mathsf{rx}/2)$ die Position der m-ten BS-Antenne entlang der x-Achse darstellt.

Wird stattdessen nur die Subarray-Architektur betrachtet, wird die Feldverteilung für eine kleinere Linse mit den Abmessungen $D_\mathsf{L}' = D_\mathsf{L}/N_\mathsf{sub}$ berechnet. Die Brennweite wird in gleicher Weise auf $f_\mathsf{L}' = f_\mathsf{L}/N_\mathsf{sub}$ verkleinert, sodass das Verhältnis $f_\mathsf{L}'/D_\mathsf{L}'$ konstant bleibt, um den gleichen Winkelerfassungsbereich zu erhalten. Dementsprechend ist die Array-Antwort für das Subarray dann

$$\boldsymbol{a}^{\mathsf{lens,sub}}(\phi) = \begin{bmatrix} u_{f_\mathsf{L}'}\left[x_\mathsf{a}\left[1\right]\right] \\ u_{f_\mathsf{L}'}\left[x_\mathsf{a}\left[2\right]\right] \\ \vdots \\ u_{f_\mathsf{L}'}\left[x_\mathsf{a}\left[N_\mathsf{rx,sub}\right]\right] \end{bmatrix}, \tag{5.11}$$

wobei $u_{f_\mathsf{L}'}\left[\cdot\right]$ die Feldstärke bei der Brennweite f_L' ist und die entsprechende Position der m_sub-ten Antenne des Subarrays durch $x_\mathsf{a}\left[m_\mathsf{sub}\right] = \frac{d_\mathsf{a}}{\Delta x}(m_\mathsf{sub} - N_\mathsf{rx,sub}/2)$ gegeben ist.

Analoger Beamformer

Beim analogen Beamformer wird das empfangene Signal aller N_rx Antennen derart verarbeitet, dass insgesamt N_b Beams erzeugt werden, die in N_b vorkonfigurierte DoAs zeigen. Daher wird eine Wellenfront, die mit einer geeigneten Phasenfront am Array ankommt, am entsprechenden Beam-Port fokussiert. Mit anderen Worten: Die Signale der einzelnen Antennen werden so überlagert, dass sie sich für eine definierte Richtung am jeweiligen Beam-Port kohärent addieren. Ohne Verlust der Allgemeingültigkeit wird angenommen, dass $N_\mathsf{rx} = N_\mathsf{b}$. Bei der Voll-Array-Architektur kann das Multiport-Netzwerk durch

eine $N_\mathsf{b} \times N_\mathsf{rx}$-Matrix [116]

$$\boldsymbol{A}^{\mathsf{ABF,full}} = [\tilde{\boldsymbol{a}}_{N_\mathsf{rx}}(\phi_1^{\mathsf{full}}), \tilde{\boldsymbol{a}}_{N_\mathsf{rx}}(\phi_2^{\mathsf{full}}), \ldots, \tilde{\boldsymbol{a}}_{N_\mathsf{rx}}(\phi_{N_\mathsf{b}}^{\mathsf{full}})]^\mathsf{H} \tag{5.12}$$

beschrieben werden, die sich aus den Steuervektoren $\tilde{\boldsymbol{a}}_{N_\mathsf{rx}}(\phi)$ zusammensetzt. Diese entsprechen den Steuervektoren $\boldsymbol{a}_{N_\mathsf{rx}}(\phi)$ eines ULA mit N_rx Antennenelementen, werden aber zusätzlich noch gewichtet, um den Aperturverlust mit zunehmenden Winkel ϕ einzubeziehen, d. h.

$$\tilde{\boldsymbol{a}}_{N_\mathsf{rx}}(\phi) = \cos(\phi)\, \boldsymbol{a}_{N_\mathsf{rx}}(\phi) = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{N_\mathsf{rx}}} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}kd_\mathsf{a}\sin(\phi)} \\ \vdots \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}k(N_\mathsf{rx}-1)d_\mathsf{a}\sin(\phi)} \end{bmatrix}. \tag{5.13}$$

Die Menge $\{\phi_1^{\mathsf{full}}, \phi_2^{\mathsf{full}}, \cdots, \phi_{N_\mathsf{b}}^{\mathsf{full}}\}$ in Gleichung (5.12) repräsentiert die vorkonfigurierten Winkelrichtungen der N_b Beam-Ports, in welche die erzeugten Beams zeigen.

Auf die gleiche Weise kann die Subarray-Architektur durch eine diagonale $N_\mathsf{b} \times N_\mathsf{rx}$-Blockmatrix[2]

$$\boldsymbol{A}^{\mathsf{ABF,sub}} = \boldsymbol{I} \otimes [\tilde{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathsf{rx,sub}}}(\phi_1^{\mathsf{sub}}), \ldots, \tilde{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathsf{rx,sub}}}(\phi_{N_{\mathsf{b,sub}}}^{\mathsf{sub}})]^\mathsf{H} \tag{5.14}$$

charakterisiert werden. Sie besteht in diesem Fall aus den gewichteten Steuervektoren $\tilde{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathsf{rx,sub}}}(\phi)$ eines Subarrays mit $N_{\mathsf{rx,sub}}$ Antennenelementen. Es werden entsprechend $N_{\mathsf{b,sub}}$ Beams aus der Menge $\{\phi_1^{\mathsf{sub}}, \cdots, \phi_{N_{\mathsf{b,sub}}}^{\mathsf{sub}}\}$ erzeugt.

Sowohl für die Voll-Array- als auch für die Subarray-Architektur werden die Winkelrichtungen der Beams normalerweise gleichmäßig innerhalb eines gewünschten Winkelbereichs verteilt. Der Winkelbereich wird demnach mit festen Winkelschritten abgetastet, wobei die Schrittweite sowie die Winkelauflösung durch die Anzahl der Beam-Ports bzw. durch die Anzahl der Empfangsantennen bestimmt wird. Folglich weist die Subarray-Architektur im Vergleich zur Voll-Array-Architektur bei gleichem Winkelbereich eine geringere Auflösung und eine größere Winkelschrittweite auf.

Der Ansatz mit analogem Beamformer unterscheidet sich vom Systemkonzept mit integrierter Linse vor allem dadurch, dass die Energie der einfallenden

[2] $\otimes$ ist das Kronecker-Produkt.

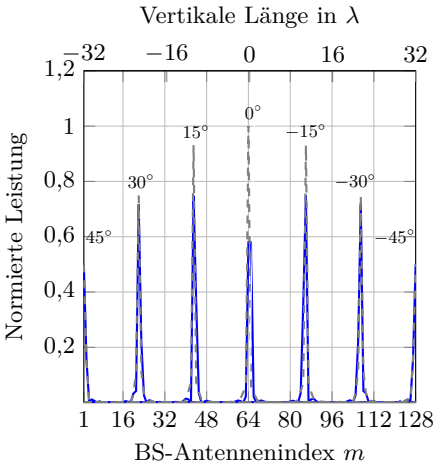


Abbildung 5.4: Energieverteilung (——) am Ausgang des analogen Voll-Array-Beamformers für mehrere Einfallswinkel ϕ der ebenen Welle, modifiziert nach [99] © 2019 IEEE. Der betrachtete Winkelbereich ist $\pm 45°$, $N_{\mathsf{rx}} = N_{\mathsf{b}} = 128$ und $d_{\mathsf{a}} = \lambda/2$. Die gestrichelte graue Linie (- - -) stellt die Energieverteilung dar, wenn der Einfallswinkel ϕ perfekt mit der nächstverfügbaren Winkelrichtung des Beamformers übereinstimmt.

Welle auf einen der Beam-Ports fokussiert wird und eine diskrete Energieverteilung vorliegt – quantisiert durch die Anzahl der Beam-Ports. Beim Linsenansatz hingegen wird die Energie in der Brennebene fokussiert und das kontinuierliche Feld daraufhin durch die jeweiligen Antennenpositionen abgetastet.

Ein Beispiel für die Fokussierung des analogen Voll-Array-Beamformers ist in Abbildung 5.4 für mehrere Einfallswinkel ϕ einer ebenen Welle unter Verwendung von Gleichung (5.12) dargestellt. Die Anzahl der Antennen bzw. Beam-Ports beträgt $N_{\mathsf{rx}} = N_{\mathsf{b}} = 128$ und der Antennenabstand $d_{\mathsf{a}} = \lambda/2$. Die Beam-Richtungen sind in einem Winkelbereich von $\pm 45°$ gleichmäßig verteilt. Es ist zu beobachten, dass sich der Peak der Energieverteilung verringert, sofern der Einfallswinkel nicht perfekt mit einem der verfügbaren Winkelrichtungen des Beamformers übereinstimmt bzw. keiner der erzeugten Beams, dem jeder Beam-Port einzeln zugeordnet ist, in Richtung der einfallenden Welle zeigt. Ei-

ne Reduktion des Peaks ist ebenfalls für größere $|\phi|$ zu erkennen, der aufgrund der Verkleinerung der Apertur hervorgerufen wird.

Integration in das COST-2100-Kanalmodell

Die analogen Beamspace-Architekturen bewirken eine Veränderung des Ausbreitungskanals, sodass das COST-Kanalmodell entsprechend erweitert bzw. verändert werden muss. Ohne analoge Beamspace-Verfahren und wenn sich die Nutzer im Fernfeld befinden, ist der Kanalvektor $\boldsymbol{h}_u$ über Gleichung (2.46) auf Seite 35 gegeben. Um die dielektrische Linse in das vorliegende Kanalmodell zu integrieren, wird der Steuerungsvektor des ULA durch den Array-Antwortvektor des bereits eingeführten Linsenmodells aus Gleichung (5.10) bzw. (5.11) ersetzt. Bei der Voll-Array-Architektur ergibt sich dann der komplexe Kanalvektor des u-ten Nutzers im Bezug auf den Einfallswinkel ϕ über

$$\boldsymbol{h}_u^{\mathsf{lens,full}} = a_u^{\mathsf{LOS}}\, \boldsymbol{a}^{\mathsf{lens,full}}(\phi_u^{\mathsf{LOS}}) + \sum_p a_{u,p}^{\mathsf{MPC}}\, \boldsymbol{a}^{\mathsf{lens,full}}(\phi_{u,p}^{\mathsf{MPC}})\,. \tag{5.15}$$

Das gleiche Verfahren wird auch bei der Subarray-Architektur angewandt. Hinzu kommt jedoch, dass die Phasenänderung der Ausbreitungspfade unter den Subarrays berücksichtigt werden muss, wenn sich alle Subarrays im Fernfeld befinden. Der Sub-Kanalvektor $\boldsymbol{h}_{u,n}^{\mathsf{lens,sub}}$ des n-ten Subarrays und des u-ten Nutzers lautet dann

$$\begin{aligned}\boldsymbol{h}_{u,n}^{\mathsf{lens,sub}} = {} & a_u^{\mathsf{LOS}}\, \boldsymbol{a}^{\mathsf{lens,sub}}(\phi_u^{\mathsf{LOS}})\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}k(n-1)d_{\mathsf{sub}}\sin\left(\phi_u^{\mathsf{LOS}}\right)} \\ & + \sum_p a_{u,p}^{\mathsf{MPC}}\, \boldsymbol{a}^{\mathsf{lens,sub}}(\phi_{u,p}^{\mathsf{MPC}})\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}k(n-1)d_{\mathsf{sub}}\sin\left(\phi_{u,p}^{\mathsf{MPC}}\right)}\end{aligned} \tag{5.16}$$

mit dem Abstand $d_{\mathsf{sub}} = d_{\mathsf{a}} N_{\mathsf{rx,sub}}$ zwischen benachbarten Subarrays. Der gesamte Kanalvektor des u-ten Nutzers resultiert dann durch Stacking von $\boldsymbol{h}_{u,n}^{\mathsf{lens,sub}}$ der einzelnen Subarrays gemäß

$$\boldsymbol{h}_u^{\mathsf{lens,sub}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{h}_{u,1}^{\mathsf{lens,sub}} \\ \boldsymbol{h}_{u,2}^{\mathsf{lens,sub}} \\ \vdots \\ \boldsymbol{h}_{u,N_{\mathsf{sub}}}^{\mathsf{lens,sub}} \end{bmatrix}\,. \tag{5.17}$$

Mit dem vorgestellten Modell des analogen Beamformers ergibt sich der resultierende Kanalvektor aus dem Produkt der Beamforming-Matrix mit dem Kanalvektor des u-ten Nutzers des konventionellen Systems ohne Beamspace-Verfahren aus Gleichung (2.46). Für die Voll-Array-Architektur lautet dieser

$$\boldsymbol{h}_u^{\mathsf{ABF,full}} = \boldsymbol{A}^{\mathsf{ABF,full}} \boldsymbol{h}_u \,. \tag{5.18}$$

In gleicher Weise ergibt sich der modifizierte Kanalvektor beim Subarray-Ansatz aus

$$\boldsymbol{h}_u^{\mathsf{ABF,sub}} = \boldsymbol{A}^{\mathsf{ABF,sub}} \boldsymbol{h}_u \,. \tag{5.19}$$

Zusammengefasst in den Kanalmatrizen $\boldsymbol{H}^{\mathsf{lens}} = [\boldsymbol{h}_1^{\mathsf{lens}}, \ldots, \boldsymbol{h}_{N_\mathsf{u}}^{\mathsf{lens}}]$ für die Linse und $\boldsymbol{H}^{\mathsf{ABF}} = [\boldsymbol{h}_1^{\mathsf{ABF}}, \ldots, \boldsymbol{h}_{N_\mathsf{u}}^{\mathsf{ABF}}]$ für den analogen Beamformer ersetzen diese dann die ursprüngliche Kanalmatrix $\boldsymbol{H}$ in Gleichung (2.3) auf Seite 9, wenn die jeweiligen analogen Beamspace-Architekturen berücksichtigt werden. Entsprechend resultiert aus dem Erwartungswert des Betragsquadrates der Kanalkoeffizienten auch das PSP der Nutzer mit analogen Beamspace-Verfahren (vgl. Gleichung (2.24), Seite 23).

5.1.3 Voll-Array-Architektur vs. Subarray-Architektur

Um die Performanz des inkohärenten MaMIMO-Systems mit den vorgestellten analogen Beamspace-Verfahren in der Voll-Array- und Subarray-Konfiguration beurteilen zu können, wird zunächst ein Ausgangsszenario definiert. Hierzu werden wieder drei Nutzer ($N_\mathsf{u} = 3$) betrachtet, die mit der BS kommunizieren. An der BS werden insgesamt $N_\mathsf{rx} = 128$ (omnidirektionale) Antennen verwendet, die zu einem ULA mit einem Elementabstand von $d_\mathsf{a} = \lambda/2$ angeordnet sind. Der Winkelerfassungsbereich, aus dem die eingehenden Sendesignale der Nutzer verarbeitet werden können, wird auf $\pm 45°$ festgelegt. Diese Konfiguration entspricht damit einem Szenario, bei dem die Abdeckung der BS in insgesamt vier Sektoren zu je $90°$ unterteilt ist. Die mit omnidirektionalen Antennen ausgestatteten Nutzer befinden sich unter einem bestimmten Winkel ϕ_u im Fernfeld der BS wie in Abbildung 5.5 gezeigt. Im Folgenden werden die Nutzer 1 und 3 unter einem festen Winkel von $\phi_1 = -30°$ bzw. $\phi_3 = 30°$ positioniert.

Bezüglich des Ausbreitungskanals wird sowohl die Mehrwegeausbreitung als auch die LOS-Komponente berücksichtigt. Um die Komplexität des Kanals

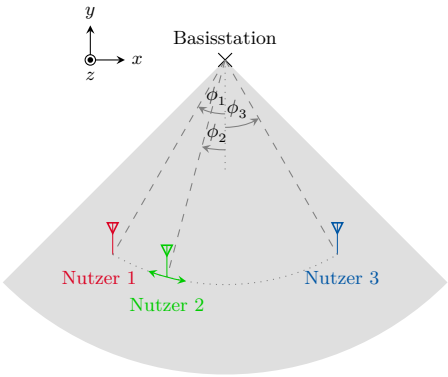


Abbildung 5.5: Nutzer- und BS-Anordnung zur Bewertung des inkohärenten MaMIMO-Systems mit Beamspace-Verfahren, modifiziert nach [99] © 2019 IEEE. Der graue Bereich (■) kennzeichnet den Winkelerfassungsbereich der BS.

zu reduzieren und die Interpretation der Ergebnisse zu erleichtern, wird die Mehrwegeausbreitung ausschließlich über lokale Cluster um die Nutzer herum mit insgesamt $N_\mathrm{p} = 3$ Ausbreitungspfaden pro Nutzer betrachtet. Die MPCs der Nutzer treffen dabei mit einem Angular Spread mit Standardabweichung $\sigma_\mathrm{s} = 2^\circ$ vom Nennwinkel ϕ_u an der BS ein. Die Leistung der LOS-Komponente wird im Folgenden nicht zufällig skaliert, sondern über ein festes LOS-zu-MPC-Verhältnis (LMR, engl. LOS-to-MPC Ratio) festgelegt, das mit

$$\mathrm{LMR} = 10 \log_{10} \frac{\left| a_u^{\mathsf{LOS}} \right|^2}{\sum_{p=1}^{N_\mathrm{p}} \left| a_{u,p}^{\mathsf{MPC}} \right|^2} \ \mathrm{dB} \tag{5.20}$$

bezüglich der Gesamtleistung aller MPCs definiert wird. Der Wert liegt für nachfolgende Betrachtungen bei $\mathrm{LMR} = 10\,\mathrm{dB}$, womit ein dominanter LOS-Kanal vorliegt.

Als Bewertungsmaß dient wieder die SER, welche für die inkohärente Detektion mittels DFDD/nDFE mit (und ohne) Beamspace-Architektur ausgewertet wird. Zu diesem Zweck werden die Sendesymbole aus einer DPSK-Konstellation

vierter Ordnung und ein Übertragungsblock der Länge $N_{\mathsf{bl}} = 201$ betrachtet. Die SER wird über $N_{\mathsf{ch}} = 50\,000$ Kanalrealisierungen des angepassten COST-2100-Kanalmodells gemittelt, wobei die jeweiligen Kanalmatrizen ganzheitlich gemäß Gleichung (3.5) normiert werden. Die Systemkonfiguration und die Parametrisierungen des Ausbreitungskanals wie auch der inkohärenten Detektion sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

Systemkonfiguration	
Nutzeranzahl N_{u}	3
Anzahl BS-Antennen N_{rx}	128
Antennenabstand d_{a}	$\lambda/2$
Winkelerfassungsbereich	$\pm 45°$
Antennentyp Nutzer/BS	omnidirektional
Nutzerwinkel ϕ_u	$\phi_1 = -30°$, ϕ_2, $\phi_3 = 30°$
Ausbreitungskanal	
Clustertypen	lokal
Anzahl Mehrwegekomponenten N_{p}	3
Angular Spread σ_{s} an BS	2°
LMR	10 dB
Anzahl Kanalrealisierungen N_{ch}	50 000
Kanalnormierung	$\|\|\boldsymbol{H}\|\|_{\mathrm{F}}^2 = N_{\mathsf{u}}$ $(= \|\|\boldsymbol{H}^{\mathsf{lens}}\|\|_{\mathrm{F}}^2 = \|\|\boldsymbol{H}^{\mathsf{ABF}}\|\|_{\mathrm{F}}^2)$
Inkohärente Detektion	
Modulationsalphabet	4-stufige DPSK
Blocklänge N_{bl}	201

Tabelle 5.1: Systemparametrisierung des Ausgangsszenarios.

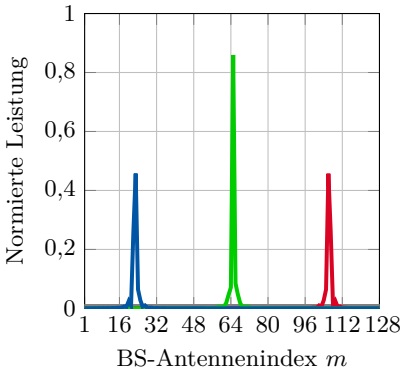
Zunächst wird die Voll-Array-Architektur untersucht, beginnend mit dem vorgestellten Linsensystem. Um den zuvor spezifizierten Winkelerfassungsbereich von $\pm 45°$ erreichen zu können, wird für das Verhältnis von Linsengröße und Brennweite $f_{\mathsf{L}}/D_{\mathsf{L}} = 0{,}65$ gewählt. Da die Dimensionen der Linse durch

die physikalische Größe des ULA mit $D_\mathsf{L} = D = N_\mathsf{rx} d_\mathsf{a} = 64\lambda$ vorgegeben ist, beträgt die Brennweite folglich $f_\mathsf{L} = 41{,}6\lambda$. Beim System mit integrierter Linse wird die Empfangsleistung jedes einzelnen Nutzers auf einen kleineren Teil des gesamten Antennen-Arrays konzentriert. Abbildung 5.6 (a) zeigt die entsprechenden PSPs, wenn sich Nutzer 2 unter Boresight befindet, d. h. senkrecht zum Antennen-Array bei $\phi_2 = 0°$. Im vorliegenden Szenario weisen die PSPs der Nutzer einen schmalen Peak auf, wobei die gesamte Empfangsleistung der Nutzer 1 und 3 gegenüber dem Nutzer 2 geringer ausfällt. Die Leistungsreduktion ist auf den Aperturverlust zurückzuführen, der proportional zum Kosinus von ϕ_u ist. Verglichen mit der ursprünglichen Intensitätsverteilung der Linse aus Abbildung 5.3 (c) ist die Leistungsverteilung im vorliegenden Fall minimal verbreitert. Dies ist auf die MPCs zurückzuführen, die mit dem definierten Angular Spread an der BS eintreffen. Ist hingegen keine Linse vorhanden, so verteilt sich die Empfangsleistung der Nutzer gleichmäßig und einheitlich über die Empfangsantennen.

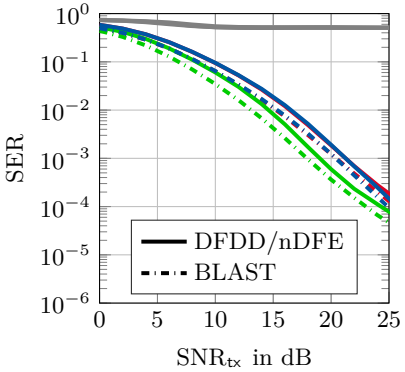
Abbildung 5.6 (b) zeigt die Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des SNR_tx, wenn Nutzer 2 wieder auf der Boresight-Position ist. Beim konventionellen System scheitert die inkohärente Detektion, da die Nutzer aufgrund ihrer einheitlichen PSPs an der BS nicht getrennt werden können. Mit integrierter Linse hingegen wird die inkohärente Detektion überhaupt erst möglich. Hierbei kann im Vergleich zur kohärenten Detektion mit BLAST die nahezu identische Performanz erreicht werden. Zusätzlich kann eine bessere SER-Performanz für Nutzer 2 gegenüber den Nutzern 1 oder 3 beobachtet werden. Dies geschieht aufgrund eines SNR-Gewinns, der durch die höhere Gesamtempfangsleistung auftritt, wenn sich der Nutzer unter Boresight befindet.

Die SER als Funktion des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 bei einem $\mathrm{SNR}_\mathsf{tx} = 20\,\mathrm{dB}$ ist in Abbildung 5.6 (c) dargestellt. Sobald sich Nutzer 2 einem der anderen Nutzer nähert, verschlechtert sich auch die Performanz beider Nutzer mit der inkohärenten Detektion. Dies resultiert aus der Überlappung der jeweiligen PSPs. Bei BLAST wird die SER von Nutzer 1 oder 3 nur beeinflusst, wenn sich Nutzer 2 an der exakt gleichen Winkelposition befindet. Die SER jedes einzelnen Nutzers hängt zusätzlich von der tatsächlichen Position ab. So verschlechtert sich die SER bei größeren $\left|\phi_u\right|$ aufgrund der reduzierten Empfangsleistung, wie aus dem Winkelverlauf von Nutzer 2 ersichtlich wird.

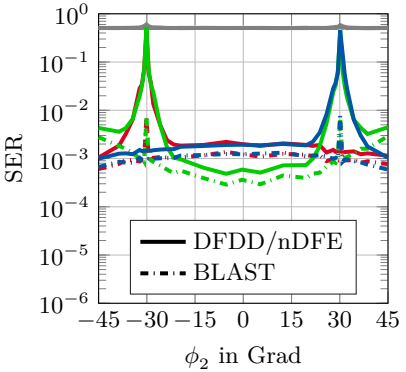
Als Nächstes wird die Performanz eines analogen Beamforming-Netzwerks



(a) Leistungsprofil $P_{m,u}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).

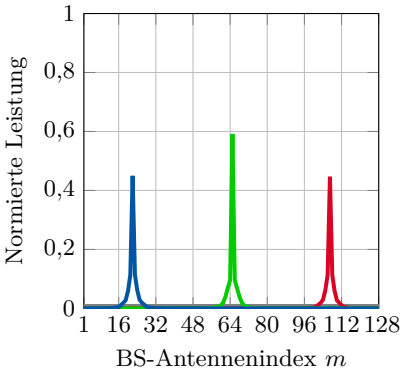


(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des $\mathrm{SNR_{tx}}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).

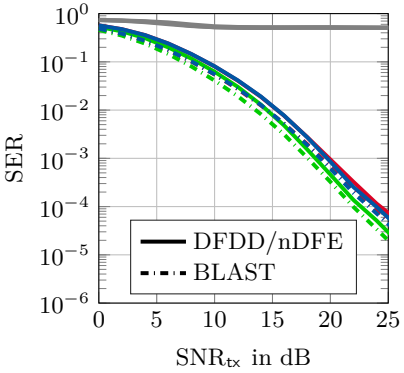


(c) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 bei $\mathrm{SNR_{tx}} = 20\,\mathrm{dB}$.

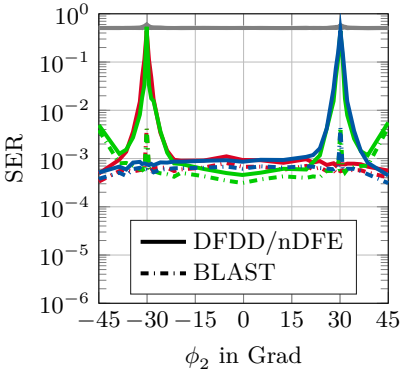
Abbildung 5.6: Voll-Array-Linsen-Architektur: Leistungsprofile und Symbolfehlerrate. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (■), Nutzer 2 (■), Nutzer 3 (■). Graue Plots (■) stellen Ergebnisse des konventionellen Systems ohne analoge Beamspace-Verfahren von jedem Nutzer dar.



(a) Leistungsprofil $P_{m,u}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).



(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des $\mathrm{SNR_{tx}}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).

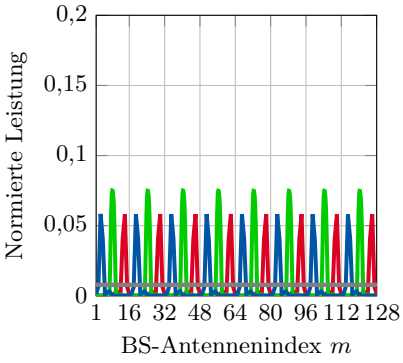


(c) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 bei $\mathrm{SNR_{tx}} = 20\,\mathrm{dB}$.

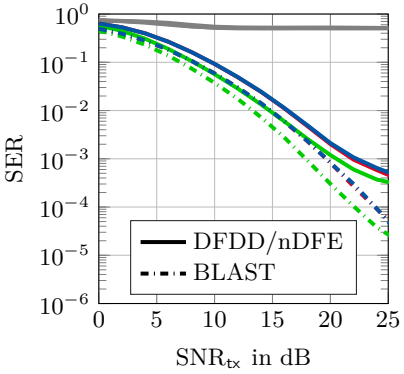
Abbildung 5.7: Voll-Array-Beamforming-Architektur: Leistungsprofile und Symbolfehlerrate. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (■), Nutzer 2 (■), Nutzer 3 (■). Graue Plots (■) stellen Ergebnisse des konventionellen Systems ohne analoge Beamspace-Verfahren von jedem Nutzer dar.

in der Voll-Array-Konfiguration analysiert. Da die Anzahl der Beam-Ports N_{b} der Anzahl der Empfangsantennen N_{rx} entspricht, können durch das Netzwerk insgesamt 128 Beams für jede beliebige Raumrichtung erzeugt werden. Für den definierten Winkelerfassungsbereich von $\pm 45^\circ$ werden die Beams gleichmäßig im Raum verteilt, wodurch ein Beam-Abstand von etwa $0{,}7^\circ$ resultiert. Um mögliche SNR-Einbußen durch Ausrichtungsfehler der einzelnen Beams zu vermeiden, werden drei der insgesamt 128 Beams perfekt auf die jeweilige Nutzerposition ausgerichtet. Im Allgemeinen können durch den analogen Beamformer vergleichbare Ergebnisse wie mit dem Linsensystem erzielt werden (siehe Abbildung 5.7). Hinsichtlich der PSPs in Abbildung 5.7 (a) sind nur marginale Unterschiede zu erkennen. Auch bei der SER-Performanz in Abbildung 5.7 (b) und 5.7 (c) ergeben sich dieselben Zusammenhänge.

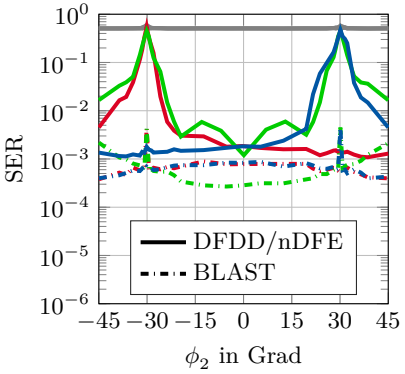
Nachstehend wird nun auf die Subarray-Architektur eingegangen. Diese bietet die Möglichkeit, die Implementierungsanforderungen zu reduzieren, wenn die Voll-Array-Linse oder der Voll-Array-Beamformer nicht realisierbar ist. Zu diesem Zweck wird das gegebene BS-Antennen-Array aus $N_{\mathsf{rx}} = 128$ Antennen in $N_{\mathsf{sub}} = 8$ gleichgroße Subarrays mit jeweils $N_{\mathsf{rx,sub}} = 16$ Antennen unterteilt. Wird nun die Subarray-Linsen-Architektur betrachtet, so wird die bisherige Linsengröße D_{L} entsprechend auf $D_{\mathsf{L}}' = 8\lambda$ verkleinert. Die Brennweite wird auf $f_{\mathsf{L}}' = 5{,}2\lambda$ angepasst, sodass $f_{\mathsf{L}}'/D_{\mathsf{L}}' = 0{,}65$ und damit der gleiche zuvor definierte Winkelerfassungsbereich beibehalten wird. Jedes Subarray wird dann jeweils mit einer kleineren Linsenversion ausgestattet. Da alle Subarray-Elemente die eingehenden Signale einzeln und unabhängig voneinander verarbeiten, weist das resultierende PSP ein periodisches Muster des PSP eines einzelnen Subarrays auf, wie Abbildung 5.8 (a) zeigt. Das gesamte BS-Antennen-Array wird in diesem Fall gleichmäßiger ausgeleuchtet als in der Voll-Array-Konfiguration, aber es kann dennoch ein charakteristisches PSP zur Trennung der Nutzer bereitgestellt werden. Der Abstand zwischen den einzelnen PSPs verringert sich dabei aufgrund der reduzierten Aperturgröße D_{L}' der Linse. Bezüglich der SER-Performanz können vergleichbare Ergebnisse wie bei der Voll-Array-Architektur erreicht werden, sofern die Nutzer einen räumlich ausreichend großen Abstand haben. Nutzer unter Boresight schneiden aufgrund der höheren Gesamtempfangsleistung immer noch besser ab (siehe Abbildung 5.8 (b)). Bei höherem SNR kommt es allerdings gegenüber der kohärente Detektion zu einer Abflachung der Performanz, da hier die verbliebene räumliche Interferenz der Nut-



(a) Leistungsprofil $P_{m,u}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).

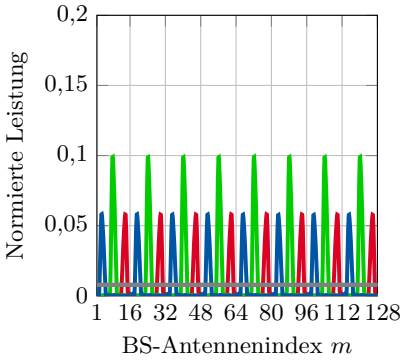


(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des $\mathrm{SNR_{tx}}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).

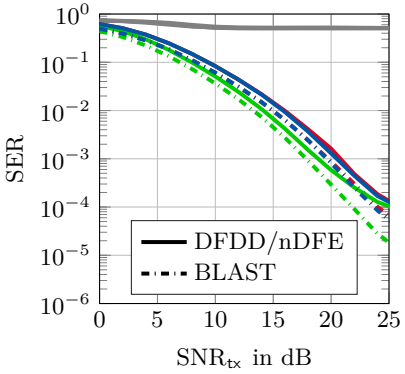


(c) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 bei $\mathrm{SNR_{tx}} = 20\,\mathrm{dB}$.

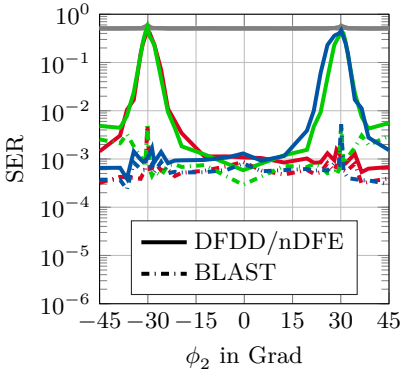
Abbildung 5.8: Subarray-Linsen-Architektur mit $N_{\mathsf{sub}} = 8$ und $N_{\mathsf{rx,sub}} = 16$: Leistungsprofile und Symbolfehlerrate. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (■), Nutzer 2 (■), Nutzer 3 (■). Graue Plots (■) stellen Ergebnisse des konventionellen Systems ohne analoge Beamspace-Verfahren von jedem Nutzer dar.



(a) Leistungsprofil $P_{m,u}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).



(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des $\mathrm{SNR_{tx}}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).



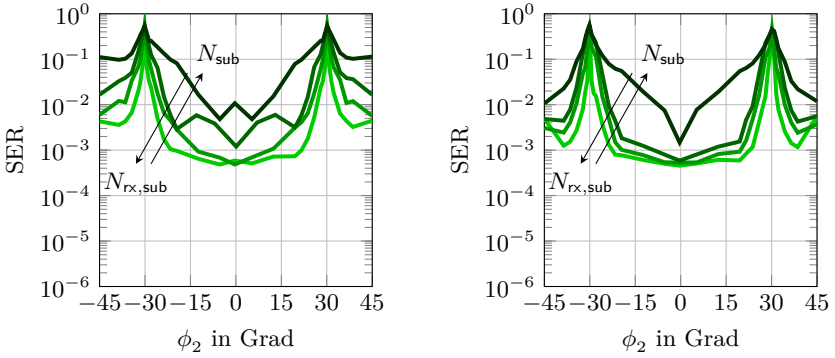
(c) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 bei $\mathrm{SNR_{tx}} = 20\,\mathrm{dB}$.

Abbildung 5.9: Subarray-Beamforming-Architektur mit $N_{\mathsf{sub}} = 8$ und $N_{\mathsf{rx,sub}} = 16$: Leistungsprofile und Symbolfehlerrate. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (■), Nutzer 2 (■), Nutzer 3 (■). Graue Plots (■) stellen Ergebnisse des konventionellen Systems ohne analoge Beamspace-Verfahren von jedem Nutzer dar.

zer eine Verbesserung der SER limitiert. Zudem tritt eine Verschlechterung der Performanz schon bei größeren Winkelabständen zwischen Nutzer 2 und einem der anderen beiden Nutzer ein (siehe Abbildung 5.8 (c)). Dies ist darauf zurückzuführen, dass sich die bereits eng beieinander liegenden PSPs der einzelnen Nutzer früher zu überlappen beginnen als beim Voll-Array-System. Gleichzeitig stören räumliche Artefakte die Leistungsfähigkeit, die durch die Abtastung der quadratischen si-Funktion zustande kommen.

Zuletzt wird der Subarray-Ansatz auch für das analoge Beamforming-Netzwerk angewendet und ausgewertet. Hier werden die Signale der $N_{\mathsf{rx}} = 128$ Antennen von $N_{\mathsf{sub}} = 8$ identisch aufgebauter Beamforming-Netzwerke verarbeitet, wobei jedes über $N_{\mathsf{rx,sub}} = N_{\mathsf{b,sub}} = 16$ Eingangs- und Ausgangs- bzw. Beam-Ports verfügt. Um den vorgeschriebenen Winkelerfassungsbereich einzuhalten, sind die entsprechenden Beam-Richtungen wiederum gleichmäßig im Bereich von $\pm 45°$ verteilt, wobei stets ein Beam in Richtung der Nutzer zeigt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.9 dargestellt. Grundsätzlich ist die Performanz der Subarray-Beamforming-Architektur ähnlich wie bei der Sub-Linsen-Architektur. Auch hier ist ein periodisches Muster im PSP erkennbar. Da jedoch die Anzahl der verfügbaren Beam-Richtungen auf 16 geschrumpft ist, beträgt der Beam-Abstand bei gleichmäßiger räumlicher Abtastung etwa 5,6°. Aufgrund der reduzierten Winkelauflösung weist dieser Ansatz ebenfalls eine verringerte Trennbarkeit der Nutzer auf. Durch die optimale Ausrichtung der Beams entstehen im Vergleich zum Sub-Linsensystem keine räumlichen Artefakte, welche die Performanz stören können.

Zum Vergleich unterschiedlicher Subarray-Größen ist in Abbildung 5.10 die SER von Nutzer 2 in Abhängigkeit seiner Winkelposition für eine unterschiedliche Subarray-Anzahl N_{sub} beim Linsensystem und beim analogen Beamforming-System dargestellt. Mit zunehmender Anzahl von Subarrays und damit kleinerer Antennenanzahl $N_{\mathsf{rx,sub}}$ pro Subarray verringert sich – wie bereits erwähnt – das Winkelauflösungsvermögen gegenüber dem Voll-Array-System und führt zu einer verminderten Nutzertrennbarkeit. Dabei verteilt sich die Empfangsleistung der Nutzer über eine größere Antennenanzahl innerhalb eines Subarrays und die einzelnen PSPs überlappen sich bereits bei größerem Winkelabstand der Nutzer. Bei sehr kleinen Werten von $N_{\mathsf{rx,sub}}$ treten zusätzlich Schwankungen in der Performanz auf. Dies wird durch die größere räumliche Interferenz durch die anderen Nutzer hervorgerufen.



(a) Linsen-Architektur.

(b) Analoge Beamforming-Architektur.

Abbildung 5.10: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 beim Voll-Array-System (■) und bei unterschiedlichen Subarray-Konfigurationen ($N_{\text{sub}} = 4$ und $N_{\text{rx,sub}} = 32$ (■), $N_{\text{sub}} = 8$ und $N_{\text{rx,sub}} = 16$ (■), $N_{\text{sub}} = 16$ und $N_{\text{rx,sub}} = 8$ (■)).

5.1.4 Einfluss des Kanals

Zum Performanz-Vergleich von Voll-Array- und Subarray-Systemen wurde im vorangehenden Abschnitt ein dominanter LOS-Kanal angenommen. Der Ausbreitungskanal kann jedoch zusätzlich die Leistungsfähigkeit des Systems beeinflussen. Um den Einfluss des Kanals näher zu analysieren, wird nachfolgend die Dominanz der LOS-Komponente über das LMR variiert und der Angular Spread σ_s der MPCs verändert. Ausgangspunkt stellt das bereits zuvor definierte Nutzerszenario dar. Die Analyse wird auf das Voll-Array-Linsensystem beschränkt. Die Beobachtungen lassen sich jedoch äquivalent auf das Subarray-System sowie auf die Beamspace-Verfahren mit analogem Beamforming-Netzwerk übertragen.

Die SER von Nutzer 2 in Abhängigkeit seiner Winkelposition ist in Abbildung 5.11 dargestellt. Die Variation des LMR in Abbildung 5.11 (a) zeigt, dass je stärker die LOS-Komponente gegenüber den MPCs ist, desto besser können die Nutzer bezüglich des Winkels getrennt werden. Das LMR bestimmt dabei die Breite des PSP der Nutzer, sodass diese für ein großes LMR schmaler und

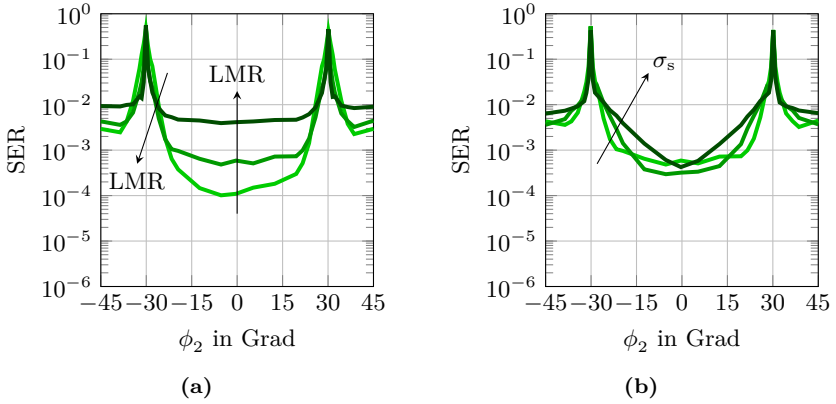


Abbildung 5.11: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 beim Voll-Array-Linsensystem bei unterschiedlichen Bedingungen des Ausbreitungskanals. (a) Bei unterschiedlichem LMR mit LMR = 0 dB (■), LMR = 10 dB (■), LMR = 20 dB (■). (b) Bei unterschiedlichem Angular Spread mit $\sigma_s = 2°$ (■), $\sigma_s = 4°$ (■), $\sigma_s = 8°$ (■).

für ein kleines LMR entsprechend breiter ausfallen. Gleichzeitig führt eine starke LOS-Komponente zu größeren Kanalkorrelationen, welche die gesamtheitliche SER-Performanz verschlechtern; der SNR-Gewinn bleibt aufgrund der Kanalnormierung unberücksichtigt. Treffen die MPCs stattdessen mit einem größeren Angular Spread an der BS ein, verteilt sich die jeweilige Nutzerenergie über einen größeren BS-Antennenbereich. Die räumliche Nutzerinterferenz nimmt folglich zu und vermindert damit die Trennbarkeit der Nutzer (siehe Abbildung 5.11 (b)). Allerdings treten bei größerem σ_s auch geringere Kanalkorrelationen auf, weshalb bei ausreichend großem Nutzerabstand eine bessere SER-Performanz erzielt werden kann.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die inkohärente Detektion mit analogen Beamspace-Verfahren genau dann am besten funktioniert, wenn die Kanalkorrelationen gering ausfallen, d. h. wenn Mehrwegeausbreitung vorherrscht und die MPCs mit einem großem Angular Spread an der BS eintreffen. Um jedoch die beste Leistungsfähigkeit hinsichtlich der Nutzertrennbarkeit zu erreichen, muss ein dominanter LOS-Kanal vorhanden sein, bei dem die Stan-

dardabweichung der MPCs vom nominalen LOS-Winkel vorzugsweise klein ist. Somit können sehr viele Nutzer gleichzeitig bedient und deren Empfangssignale verarbeitet werden.

5.2 Digitale Beamspace-Verfahren

Mit den analogen Beamspace-Architekturen aus dem vorherigen Abschnitt kann die Energie der eintreffenden Wellen je nach Einfallswinkel auf einen kleineren Teil des BS-Antennen-Arrays fokussiert werden. Dieser Prozess kann auch als räumliche Fourier-Transformation interpretiert werden. Wenn die Uplink-Sendesignale der Nutzer aus hinreichend unterschiedlichen Winkelrichtungen an der BS eintreffen, können die Nutzer räumlich getrennt werden und damit die inkohärente Detektion ermöglichen.

Um die entscheidende räumliche Nutzertrennung in Fernfeldszenarien jedoch zu erreichen, erfordern die vorgeschlagenen analogen Beamspace-Techniken zusätzliche sperrige Hardware, die Nichtidealitäten, hohe Komplexität sowie fehlende Anpassungsfähigkeit an spezifische Kanalbedingungen aufweisen kann. Daher ist eine vollständig digitale Implementierung von großem Interesse, welche die genannten Probleme vermeidet und gleichzeitig das Potenzial einer noch besseren Trennbarkeit der Nutzer durch angepasste Signalverarbeitung bietet. Im Folgenden werden Beamspace-Verfahren in der digitalen Domäne und ihre Anwendung auf die inkohärente Detektion vorgestellt. Zunächst folgt ein allgemeiner Systemüberblick.

5.2.1 Systemüberblick

Wie auch bei den analogen Beamspace-Architekturen befinden sich die Nutzer im Fernfeld der BS und durch die auftreffenden ebenen Wellen liegt kein günstiges PSP über den Empfangsantennen zur Trennung der Nutzer vor. Zu diesem Zweck wird in der digitalen Domäne nach der Abwärtsmischung durch den LO und nach der Analog-Digital-Umsetzung eine Beamspace-Vorprozessierung durchgeführt. Digital gleichzeitig erzeugte Beams, die innerhalb eines vordefinierten Sichtfelds (FoV, engl. Field of View) in verschiedene Winkelrichtungen zeigen, fokussieren dabei die Energie der eintreffenden Wellen auf einen kleineren Teil der gesamten Empfangspfade, siehe Abbildung 5.12 (a). Im Folgenden

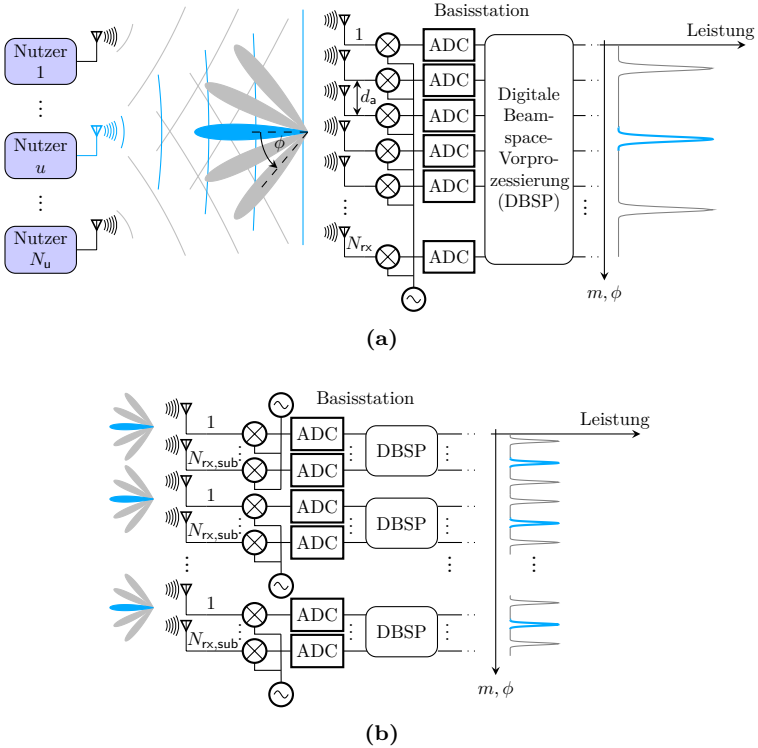


Abbildung 5.12: Digitale Beamspace-Vorprozessierung an der BS: (a) Voll-Array-Architektur und (b) Subarray-Architektur; modifiziert nach [122], CC BY 4.0, https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/.

wird eine gemeinsame digitale Beamspace-Vorprozessierung aller N_{rx} Empfangszweige wiederum als Voll-Array-Architektur bezeichnet. Dieses System kann sein volles Potenzial in Bezug auf Winkelauflösung und Energiefokussierung ausschöpfen.

Um jedoch Beams in eine gewünschte Richtung zu erzeugen, ist eine vollständig kohärente Demodulation der Empfangssignale erforderlich, da nur dann die Phasenprogression unter den Empfangspfaden erhalten bleibt. Bisher war eine

hochwertige Phasenreferenz sowie eine perfekte Synchronisation der LOs für die Anwendung der inkohärenten Detektion nicht notwendig. So konnte vor allem die Komplexität des LO-Verteilnetzwerks auf alle Empfangszweige reduziert werden, beispielsweise durch den Einsatz unabhängiger LOs für jeden Zweig (siehe Abschnitt 4.2.2 und 4.2.3). Im vorliegenden Fall muss jedoch der gleiche LO zum Heruntermischen ins Basisband verwendet werden. Die Komplexität des LO-Verteilnetzwerks skaliert entsprechend mit der Anzahl der Empfangskanäle und impliziert speziell bei MaMIMO-Systemen durch die Vielzahl der Antennen einen großen Realisierungsaufwand. Um die Design-Anforderungen zu lockern, kann dafür die Voll-Array-Architektur wiederum in N_{sub} Subarrays gleicher Größe unterteilt werden, siehe Abbildung 5.12 (a). Die Kohärenz der Empfangskanäle innerhalb der Subarrays kann deutlich einfacher gewährleistet werden, wodurch pro Subarray ein LO mit einem geeigneten Verteilnetzwerk verwendet werden kann. Bestehend aus $N_{\mathsf{rx,sub}} = N_{\mathsf{rx}}/N_{\mathsf{sub}}$ Antennen bzw. Empfangszweigen kann einzeln für jedes Subarray eine digitale Beamspace-Vorprozessierung durchgeführt werden, sodass entsprechende Beams in der digitalen Domäne innerhalb eines vordefinierten FoV erzeugt werden. Im folgenden Abschnitt wird nun die Vorverarbeitung im digitalen Bereich näher erläutert.

5.2.2 Digitale Beamspace-Prozessierung

Um die vorteilhafte räumliche Leistungsverteilung für die inkohärente Detektion in der digitalen Domäne zu erhalten, werden die Verfahren aus der Literatur angewandt, die ursprünglich zur Winkelschätzung eingesetzt werden [123]–[127]. Dazu wird der Empfangsblock $\boldsymbol{R}$ aus Gleichung (2.3) entsprechend über

$$\check{\boldsymbol{R}} = \boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}}^{\mathsf{H}} \boldsymbol{R} = [\check{\boldsymbol{r}}_0, \check{\boldsymbol{r}}_1, \ldots, \check{\boldsymbol{r}}_{N_{\mathsf{bl}}-1}] \tag{5.21}$$

modifiziert, wobei

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}} = [\boldsymbol{w}_1, \boldsymbol{w}_2, \ldots, \boldsymbol{w}_{N_{\mathsf{b}}}] \tag{5.22}$$

eine Beamforming (BF)-Matrix der Dimension $N_{\mathsf{rx}} \times N_{\mathsf{b}}$ darstellt und N_{b} die Anzahl an simultan generierten Beams innerhalb eines vordefinierten FoV bestimmt. Damit die Dimensionen des ursprünglichen Empfangsblocks auch nach der Modifizierung erhalten bleibt, muss die Anzahl an generierten Beams der Anzahl der Empfangspfade und damit der BS-Antennen entsprechen ($N_{\mathsf{b}} = N_{\mathsf{rx}}$). Über die BF-Matrix in Gleichung (5.22) werden die empfangenen Signale unter

Verwendung der jeweiligen Gewichtungsvektoren $\boldsymbol{w}_m$ für den m-ten Empfangszweig konstruktiv überlagert und es resultiert folglich ein gesamtes räumliches Leistungsspektrum gegeben über

$$\hat{P}_m = \boldsymbol{w}_m^{\mathsf{H}} \boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{r}} \boldsymbol{w}_m \tag{5.23}$$

mit der Kovarianzmatrix

$$\boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{r}} = \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{r}_k \boldsymbol{r}_k^{\mathsf{H}}\right\} = \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^{\mathsf{H}}\right\} + \sigma_{\mathsf{n}}^2 \boldsymbol{I} \tag{5.24}$$

des ursprünglichen Empfangssignalvektors $\boldsymbol{r}_k$. Das relevante räumliche Leistungsprofil der Nutzer nach der digitalen Vorprozessierung kann dann über

$$\hat{P}_{m,u} \overset{\text{def}}{=} \mathrm{E}\left\{\left|\boldsymbol{w}_m^{\mathsf{H}} \boldsymbol{h}_u\right|^2\right\} \tag{5.25}$$

definiert werden. Das resultierende SINR des u-ten Nutzers am m-ten Empfangszweig ist entsprechend über

$$\mathrm{SINR}_{m,u} = \frac{\hat{P}_{m,u}}{\boldsymbol{w}_m^{\mathsf{H}} \sigma_{\mathsf{n}}^2 \boldsymbol{w}_m + \sum_{\nu \neq u} \hat{P}_{m,\nu}} \tag{5.26}$$

gegeben. Die BF-Matrix $\boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}}$ aus Gleichung (5.22) sollte nun so ausgelegt sein, dass das SINR für die jeweiligen Nutzer maximiert wird, aber gleichzeitig die Spalten nahezu orthogonal sind, also die Bedingung

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}}^{\mathsf{H}} \boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}} \approx \boldsymbol{I} \tag{5.27}$$

erfüllt ist. Damit wird sichergestellt, dass das weiße Gaußsche Rauschen $\boldsymbol{n}_k$ mit Leistung σ_{n}^2 an den Empfangszweigen auch nach der Vorverarbeitung räumlich weiß bleibt. Nachfolgend wird die Zusammensetzung der BF-Matrix für eine Voll- und Subarray-Architektur diskutiert.

Voll-Array

Bei einer Voll-Array-Architektur liegt es nahe, für die BF-Matrix zunächst die Steuervektoren eines ULA aus Gleichung (2.45) zu wählen. Die BF-Matrix

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{BF,B}} = [\boldsymbol{w}_{\mathrm{B},1}, \boldsymbol{w}_{\mathrm{B},2}, \ldots, \boldsymbol{w}_{\mathrm{B},N_{\mathrm{rx}}}] \tag{5.28}$$

setzt sich dann spaltenweise aus insgesamt N_{rx} Steuervektoren zusammen mit

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{B},m} = \boldsymbol{a}_{N_{\mathsf{rx}}}(\phi_m) = \frac{1}{\sqrt{N_{\mathsf{rx}}}} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}kd_{\mathsf{a}}\sin(\phi_m)} \\ \vdots \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}k(N_{\mathsf{rx}}-1)d_{\mathsf{a}}\sin(\phi_m)} \end{bmatrix}, \tag{5.29}$$

wobei $\phi_m \in [-\Phi/2, \Phi/2]$ die entsprechende Beam-Richtung des m-ten Empfangszweigs ist, die aus einem definierten FoV Φ ausgewählt wurde. Diese Methode wird in der Literatur auch oft als konventionelles BF oder als Bartlett-Beamforming (BBF) bezeichnet [123]. Sie kann gleichzeitig als eine diskrete Fourier-Transformation (DFT) mit N_{rx} Punkten interpretiert werden, wobei die Gewichtungsvektoren $\boldsymbol{w}_{\mathrm{B},m}$ eine Bank aus Schmalbandfiltern darstellen, die jeweils auf die Ortsfrequenz

$$\tilde{\theta}_m = \frac{d_{\mathsf{a}}}{\lambda}\sin(\phi_m) \tag{5.30}$$

abgestimmt sind und mit den jeweiligen Beam-Richtungen ϕ_m bzw. der räumlichen Lage m zusammenhängt. Eine gleichmäßige Abtastung im Ortsfrequenzbereich bei einem gegebenen FoV Φ führt zu einem Ortsfrequenzabstand von

$$\Delta\tilde{\theta} = \frac{2d_{\mathsf{a}}}{N_{\mathsf{rx}}\lambda}\sin(\Phi/2)\,. \tag{5.31}$$

Bei Betrachtung des gesamten sichtbaren Bereichs von $\Phi = \pi$ und bei einem Antennenabstand von $d_{\mathsf{a}} = \lambda/2$ sind die N_{rx} erzeugten Beams orthogonal zueinander mit dem Abstand $\Delta\tilde{\theta} = 1/N_{\mathsf{rx}}$. Dies entspricht einem Winkelabstand von $\Delta\phi = \sin^{-1}\left(\lambda/D\right)$, das ein Maß für die Winkelauflösung eines ULA der Größe $D = N_{\mathsf{rx}}\, d_{\mathsf{a}}$ ist und auch als Rayleigh-Auflösungsgrenze [126] bekannt ist. Streng genommen gilt dies nur bei Empfang senkrecht zum Antennen-Array bei $\phi = 0°$. Für $|\phi| > 0°$ nimmt die Auflösung aufgrund der verkleinerten effektiven Array-Größe mit $\cos(\phi)$ ab. Zudem ist das FoV in der Praxis maßgeblich durch das Antennendiagramm vorgeben. Werden die Beams einheitlich aus einem kleineren Winkelbereich $\Phi < \pi$ gewählt, so geht deren Orthogonalität verloren. Alternativ muss der Antennenabstand d_{a} derart vergrößert werden, dass $\Delta\tilde{\theta} = 1/N_{\mathsf{rx}}$ aus Gleichung (5.31) gilt und die Orthogonalität wiederhergestellt

ist. Die resultierende räumliche Leistungsverteilung einer einfallenden ebenen Welle aus der Winkelrichtung ϕ kann über [126]

$$\begin{aligned}\left|\boldsymbol{w}_{\mathrm{B},m}^{\mathsf{H}}\boldsymbol{a}_{N_{\mathsf{rx}}}(\phi)\right|^2 &= \frac{1}{N_{\mathsf{rx}}^2}\left|\sum_{n=1}^{N_{\mathsf{rx}}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}nkd_{\mathsf{a}}\left(\sin(\phi)-\sin\left(\phi_m\right)\right)}\right|^2 \\ &= \frac{1}{N_{\mathsf{rx}}^2}\left|\frac{\sin\left(\frac{N_{\mathsf{rx}}}{2}kd_{\mathsf{a}}\left(\sin(\phi)-\sin(\phi_m)\right)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}kd_{\mathsf{a}}\left(\sin(\phi)-\sin(\phi_m)\right)\right)}\right|^2 \\ &\approx \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\pi D}{\lambda}\left(\sin(\phi)-\sin(\phi_m)\right)\right) \end{aligned} \tag{5.32}$$

ausgedrückt werden und entspricht ungefähr einer quadratischen si-Funktion, die bei den gewählten Beam-Richtungen ϕ_m am m-ten Empfangszweig abgetastet wird. Der Peak ist dabei um die räumliche Position verschoben, bei der die Richtung der einfallenden Welle mit einem der erzeugten Beams übereinstimmt bzw. $\phi_m = \phi$ ist. Dies ist exemplarisch in Abbildung 5.13 dargestellt, bei der zwei ebene Wellen mit einem Winkelabstand entsprechend zweier benachbarter Beams auf ein Array aus $N_{\mathsf{rx}} = 12$ Antennenelementen auftreffen und ein FoV von $\Phi = \pi/2$ betrachtet wird. Offensichtlich sind die Empfangssignale nicht vollständig räumlich trennbar, da die ausgewählten Beams im Fall von $d_{\mathsf{a}} = \lambda/2$ nicht orthogonal sind. Dies wiederum führt zu starken räumlichen Interferenzen, welche die inkohärente Detektion maßgeblich beeinflussen kann. Ist der Winkelabstand der auftreffenden Signale also klein, ist die Fähigkeit zur Unterdrückung von räumlichen Interferenzen durch das BBF begrenzt.

Die optimale Lösung in Bezug auf die räumliche Filterung und die Maximierung des SINR bietet die Methode von Capon bzw. ein Minimum-Variance-Distortionless-Response(MVDR)-Filter [123], [127], [128], bei der das gewünschte Signal unverzerrt durchgelassen wird, während die Leistung aus allen anderen Ortsfrequenzen und Richtungen minimiert wird. Basierend auf der Kenntnis der Kovarianzmatrix in Gleichung (5.24) führt dieser datenabhängige Ansatz zu einer höheren Winkelauflösung und damit zu einem höheren räumlichen Fokussierungsvermögen der Empfangsleistung als die konventionelle BF-Methode. Fehlanpassungen in der Array-Antwort aufgrund der Mehrwegeausbreitung und

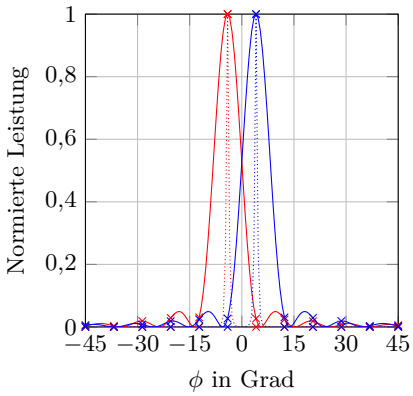


Abbildung 5.13: Räumliche Leistungsverteilung an $N_{\text{rx}} = 12$ Empfangszweigen (×) bei Bartlett-Beamforming (——) und bei einer Kombination von Bartlett- und Eigenraum-Beamforming (·····) für zwei einfallende ebene Wellen (■ / ■) und für ein FoV von $\Phi = \pi/2$; modifiziert nach [122], CC BY 4.0, https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/.

die ungenaue Kenntnis der Kovarianzmatrix, die in der Praxis geschätzt werden muss, verschlechtern jedoch stark die Performanz [127]. Gleiches gilt für unterraumbasierte Verfahren wie Multiple Signal Classification (MUSIC) [123], [129] oder Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT) [130], die ebenfalls sehr hochauflösende Eigenschaften aufweisen.

Alternativ kann eine Kombination von BBF und Eigenraum-basierter Vorverarbeitung [131], im Folgenden als Bartlett-Eigenraum-Beamforming (BEBF) bezeichnet, einen robusteren Ansatz gegenüber den oben genannten Probleme bieten. Die entsprechende Gesamtgewichtungsmatrix kann ausgedrückt werden über

$$\boldsymbol{W}_{\text{BF,BE}} = \boldsymbol{W}_{\text{BF,B}} \boldsymbol{W}_{\text{BF,E}} \,, \tag{5.33}$$

die sich aus der BBF-Matrix aus Gleichung (5.28) und der Eigenraum-basierten BF-Matrix

$$\boldsymbol{W}_{\text{BF,E}} = [\boldsymbol{w}_{\text{E},1}, \boldsymbol{w}_{\text{E},2}, \ldots, \boldsymbol{w}_{\text{E},N_{\text{rx}}}] \tag{5.34}$$

zusammensetzt. Die digitale Beamspace-Vorverarbeitung geschieht nun in zwei Schritten. Im ersten Schritt wird das BBF zur räumlichen Vorfilterung durch-

geführt, wodurch die Empfangsmatrix

$$\bar{\boldsymbol{R}} = \boldsymbol{W}_{\mathrm{BF,B}}^{\mathsf{H}} \boldsymbol{R} = [\bar{\boldsymbol{r}}_0, \bar{\boldsymbol{r}}_1, \ldots, \bar{\boldsymbol{r}}_{N_{\mathrm{bl}}-1}] \tag{5.35}$$

resultiert. Anschließend wird daraus die Kovarianzmatrix gemäß

$$\tilde{\boldsymbol{Q}}_{\bar{\boldsymbol{r}}} = \frac{1}{N_{\mathrm{bl}}} \bar{\boldsymbol{R}} \bar{\boldsymbol{R}}^{\mathsf{H}} = \boldsymbol{V}_{\mathrm{s}} \boldsymbol{\Lambda}_{\mathrm{s}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{s}}^{\mathsf{H}} + \boldsymbol{V}_n \boldsymbol{\Lambda}_n \boldsymbol{V}_n^{\mathsf{H}} \tag{5.36}$$

geschätzt und eine Eigenwertzerlegung in Signal- und Rausch-Unterraum durchgeführt. Die Diagonalmatrizen $\boldsymbol{\Lambda}_{\mathrm{s}}$ und $\boldsymbol{\Lambda}_n$ in Gleichung (5.36) beinhalten dabei die N_{s} größten Eigenwerte (Signal-Unterraum) bzw. die $N_{\mathrm{rx}} - N_{\mathrm{s}}$ kleinsten Eigenwerte (Rausch-Unterraum). Die zugehörigen Eigenvektoren werden in den Matrizen $\boldsymbol{V}_{\mathrm{s}}$ und $\boldsymbol{V}_n$ spaltenweise zusammengefasst. Die jeweiligen Gewichtungsvektoren in Gleichung (5.34) für die Eigenraum-basierte Nachverarbeitung ergeben sich dann aus der geschätzten Kovarianzmatrix und den Eigenvektoren des Signal-Unterraums gemäß

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{E},m} = \frac{\tilde{\boldsymbol{Q}}_{\bar{\boldsymbol{r}}}^{-1} \boldsymbol{V}_{\mathrm{s}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{s}}^{\mathsf{H}} \bar{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathrm{rx}}}(\phi_m)}{\bar{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathrm{rx}}}(\phi_m) \tilde{\boldsymbol{Q}}_{\bar{\boldsymbol{r}}}^{-1} \bar{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathrm{rx}}}(\phi_m)} \tag{5.37}$$

mit den Steuervektoren

$$\bar{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathrm{rx}}}(\phi_m) = \boldsymbol{W}_{\mathrm{BF,B}}^{\mathsf{H}} \boldsymbol{a}_{N_{\mathrm{rx}}}(\phi_m) \tag{5.38}$$

nach der Beamspace-Transformation mittels BBF sind.

Ein Vergleich der resultierenden räumlichen Leistungsverteilung mit der konventionellen BF-Methode in Abbildung 5.13 zeigt, dass durch die zusätzliche Eigenraum-basierte Nachverarbeitung die Orthogonalität der ausgewählten Beams wiederhergestellt wird und erwartungsgemäß eine höhere Winkelauflösung erzielt wird. Dies bietet mehr Flexibilität, da die Beams nicht mehr aus einem gleichmäßigen Gitter ausgewählt werden müssen. Entscheidend ist jedoch, dass die Energie der einfallenden Welle fast vollständig auf einen Empfangszweig fokussiert wird, wodurch sich die räumliche Interferenz stark reduziert. Allerdings ist dieser Ansatz deutlich rechenintensiver als die konventionelle BF-Methode, die über eine schnelle Fourier-Transformation (FFT, engl. Fast Fourier Transformation) implementiert werden kann. Bei der Zerlegung in Signal- und Rausch-Unterraum muss zudem die Anzahl der Signalquellen N_{s} bekannt

sein, d. h. in diesem Fall die Anzahl der Nutzer N_{u}. Außerdem kann diese Methode Instabilitäten aufweisen, da die Berechnung der Inversen der geschätzten Kovarianzmatrix notwendig ist. Diagonal Loading, bei dem auf die Diagonale der geschätzten Kovarianzmatrix vor der Invertierung zusätzlich ein fester Wert addiert wird, kann diesem Problem allerdings entgegenwirken [127].

Subarray

Alle oben vorgestellten BF-Methoden für eine Voll-Array-Architektur können analog auf eine Subarray-Architektur übertragen und angewendet werden. Diese ermöglicht eine aufwandsgünstige LO-Verteilung, da für jedes Subarray ein eigener LO verwendet werden kann. Anstelle von N_{rx} Beams entsprechend der Anzahl der Empfangsantennen/-zweige ist die Anzahl der Beams pro Subarray auf die jeweiligen Array-Elemente $N_{\mathsf{rx,sub}} = N_{\mathsf{rx}}/N_{\mathsf{sub}}$ begrenzt. Die Eigenraum-basierte Nachverarbeitung wird an jedem Subarray separat durchgeführt.

Da jedes Subarray die eingehenden Signale einzeln verarbeiten kann, können die Beam-Richtungen grundsätzlich auch unterschiedlich ausgewählt werden. So ist zum Beispiel eine Verarbeitung aus unterschiedlichen Winkelsektoren denkbar. Die Bedingung in Gleichung (5.27) ist in diesem Fall jedoch nicht immer erfüllt. Daher empfiehlt sich der Ansatz, die gleichen Beam-Richtungen für jedes Subarray zu verwenden, die entsprechend aus einem vordefinierten FoV Φ ausgewählt werden. Die gesamte BF-Matrix

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}} = \mathrm{diag}\left(\boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}_{\mathsf{sub}},1}, \ldots, \boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}_{\mathsf{sub}},N_{\mathsf{sub}}}\right) \tag{5.39}$$

lässt sich in diesem Fall als diagonale Blockmatrix schreiben, die über die (individuelle) Gewichtungsmatrix

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{BF}_{\mathsf{sub}},l} = [\boldsymbol{w}_1, \boldsymbol{w}_2, \ldots, \boldsymbol{w}_{N_{\mathsf{rx,sub}}}] \tag{5.40}$$

des l-ten Subarrays konstruiert wird.

5.2.3 Voll-Array-Architektur vs. Subarray-Architektur

Zur Beurteilung der Performanz mit Voll- und Subarray-Architektur wird das bereits definierte Szenario aus Abschnitt 5.1.3 aufgegriffen. Die Nutzer befinden sich wie in Abbildung 5.5 auf Seite 94 im Fernfeld der BS, die in diesem Fall mit

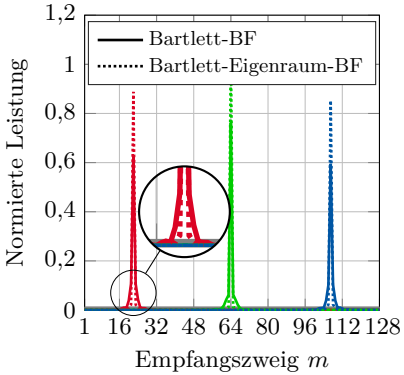
Patch-Antennen aus Kapitel 4.1 ausgestattet sind. Das FoV wird wie für die analogen Beamspace-Verfahren im vorherigen Abschnitt auf $\Phi = \pi/2$ festgelegt. Die restliche Parametrisierung entspricht Tabelle 5.1 auf Seite 95.

Durch die Anwendung der digitalen Beamspace-Vorprozessierung wird die ursprüngliche Empfangsleistung der Nutzer an der BS, die aufgrund der Lage im Fernfeld gleichmäßig auf die Empfangsantennen verteilt wurde, räumlich neu umverteilt und auf einen kleineren Teil der N_{rx} Empfangszweige fokussiert.

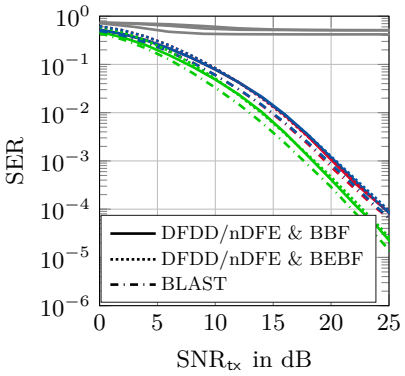
Bei der Voll-Array-Architektur zeigen die resultierenden PSPs einen sehr schmalen Peak, wie in Abbildung 5.14 (a) dargestellt, bei der sich der Nutzer 2 bei Boresight befindet ($\phi_2 = 0°$). Beim konventionellen BF weisen die PSPs den Verlauf einer quadratischen si-Funktion auf, die aufgrund der Mehrwegekomponenten mit geringer Leistung minimal verbreitert ist. Eine Kombination mit dem Eigenraum-basierten BF führt zu noch schmaleren Leistungspeaks, bei denen sich der Großteil der Nutzerleistung lediglich auf einen Empfangszweig konzentriert. Zusätzlich ist ein Unterschied in der Gesamtleistung der Nutzer zu beobachten. Dieser ist auf einen Verlust der Empfangsleistung für diejenigen Nutzer zurückzuführen, die sich abseits der Boresight-Position befinden. Der Verlust kommt entsprechend durch die verwendeten Patch-Antennen an der BS zustande.

Die SER in Abhängigkeit des SNR ist in Abbildung 5.14 (b) gezeigt, bei der sich Nutzer 2 wieder unter Boresight befindet. Während die inkohärente Detektion ohne Beamspace-Vorprozessierung aufgrund einheitlicher PSPs versagt, ermöglicht die räumliche Umverteilung der Nutzerleistung im digitalen Bereich durch die Beamspace-Verarbeitung eine nahezu identische Performanz wie die kohärente Detektion via BLAST mit perfekter Kanalkenntnis. Hier werden keine besonderen Performanz-Unterschiede beobachtet, wenn zusätzlich eine Eigenraum-basierte Vorverarbeitung angewendet wird. Die schlechtere Performanz der Nutzer 1 und 3 gegenüber Nutzer 2 hängt wiederum mit dem Empfangsleistungsverlust durch die verwendeten Patch-Antennen zusammen.

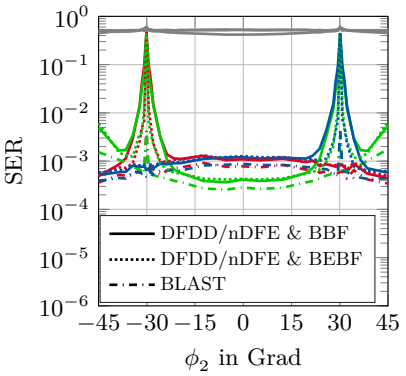
Eine Analyse des SER in Abhängigkeit der Winkelposition ϕ_2 von Nutzer 2 zeigt, dass sich die Performanz der inkohärenten Detektion bei der Annäherung an einen der anderen Nutzer aufgrund der Überlappung der jeweiligen PSPs verschlechtert, siehe Abbildung 5.14 (c). Das zusätzliche Eigenraum-basierte BF offenbart eine signifikante Verbesserung hinsichtlich der Trennbarkeit der Nutzer, da sich die digital umverteilte Nutzerleistung fast ausschließlich auf einen



(a) Leistungsprofil $\hat{P}_{m,u}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).

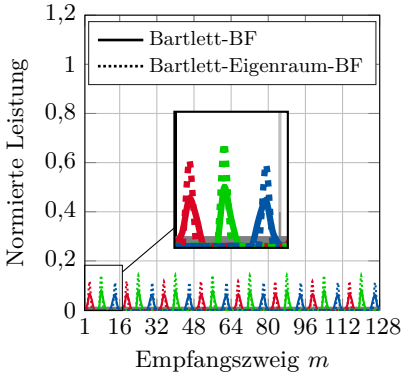


(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des $\mathrm{SNR_{tx}}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).

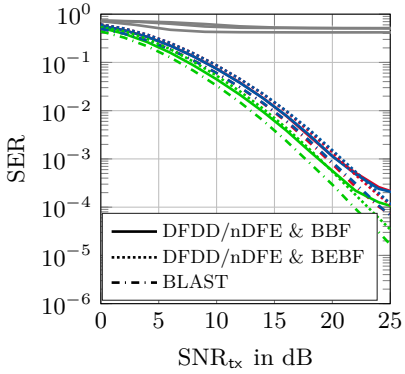


(c) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 bei $\mathrm{SNR_{tx}} = 20\,\mathrm{dB}$.

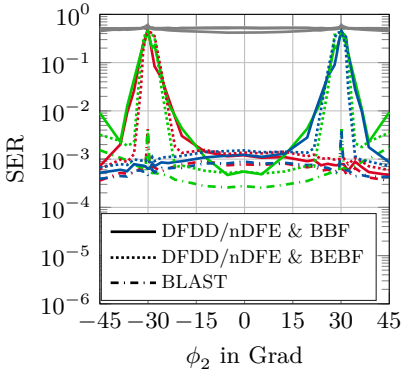
Abbildung 5.14: Voll-Array-Architektur: Leistungsprofile und Symbolfehlerrate. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (■), Nutzer 2 (■), Nutzer 3 (■). Graue Plots (■) stellen Ergebnisse ohne digitale Beamspace-Verarbeitung von jedem Nutzer dar; modifiziert nach [122], CC BY 4.0, https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/.



(a) Leistungsprofil $\hat{P}_{m,u}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).



(b) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des $\mathrm{SNR_{tx}}$ für Nutzer 2 bei Boresight ($\phi_2 = 0°$).



(c) Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 bei $\mathrm{SNR_{tx}} = 20\,\mathrm{dB}$.

Abbildung 5.15: Subarray-Architektur mit $N_{\mathsf{sub}} = 8$ und $N_{\mathsf{rx,sub}} = 16$: Leistungsprofile und Symbolfehlerrate. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (■), Nutzer 2 (■), Nutzer 3 (■). Graue Plots (■) stellen Ergebnisse ohne digitale Beamspace-Verarbeitung von jedem Nutzer dar; modifiziert nach [122], CC BY 4.0, https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/.

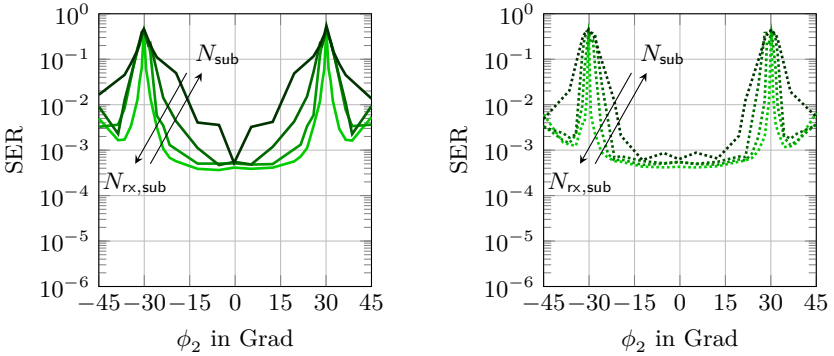
Empfangszweig beschränkt. Erwähnenswert ist, dass die kohärente Detektion mit BLAST nur eine geringfügige Verschlechterung der Performanz aufweist, wenn sich die Nutzer genau an der gleichen Winkelposition befinden.

Als Nächstes wird die Subarray-Architektur betrachtet. Hierzu wird das gesamte Antennen-Array der BS in $N_{\mathsf{sub}} = 8$ Subarrays gleicher Größe aufgeteilt, die jeweils $N_{\mathsf{rx,sub}} = 16$ Antennen umfassen. Folglich können 16 verschiedene räumliche Beams erzeugt werden, die für jedes Subarray als gleich angenommen werden. Dies führt zu einem periodischen Muster der PSPs, wie Abbildung 5.15 (a) zeigt. Die SER als Funktion des SNR bleibt im Vergleich zur Voll-Array-Architektur mit BBF nahezu unverändert, siehe Abbildung 5.15 (b). Bei hohem SNR kann jedoch eine Sättigung beobachtet werden. Die verbleibende Interferenz zwischen den Nutzern aufgrund der nicht orthogonalen Beams dominiert für ein hohes SNR, wodurch sich die Performanz verschlechtert. Bei BEBF ist nur eine geringfügige Performanzverschlechterung zu erkennen. Bei der Analyse der SER in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 ist die Trennbarkeit der Nutzer aufgrund verminderten Winkelauflösungsvermögens geringer, siehe Abbildung 5.15 (c). So können eng beieinander liegende Nutzer im Vergleich zum Voll-Array-System nicht mehr getrennt werden, da sich die einzelnen PSPs der Nutzer bereits bei größerem Winkelabstand zu überlappen beginnen. Auch hier zeigt die Eigenraum-basierte Verarbeitung wieder eine bessere Performanz als die konventionelle BF-Methode, da ein besseres Auflösungsvermögen erreicht werden kann.

Die Ergebnisse verschiedener Subarray-Konfigurationen sind in Abbildung 5.16 bei Betrachtung unterschiedlicher Winkelpositionen von Nutzer 2 dargestellt. Je geringer die Anzahl der Antennen pro Subarray $N_{\mathsf{rx,sub}}$, desto geringer die Winkelauflösung und damit die Trennbarkeit der Nutzer. Bei kleinen $N_{\mathsf{rx,sub}}$ weist die konventionelle BF-Methode Schwankungen der Performanz auf, die durch starke räumliche Interferenzen unter den Nutzern entstehen und durch die nicht orthogonalen Beams verursacht werden. Im Vergleich bietet die Eigenraum-basierte Nachverarbeitung stets eine bessere Nutzertrennung.

5.2.4 Einfluss des Kanals

Im Folgenden wird wieder der Einfluss des Ausbreitungskanals analysiert. Dazu wird wie bei den analogen Beamspace-Verfahren die Dominanz der LOS



(a) Bartlett-Beamforming. **(b)** Bartlett-Eigenraum-Beamforming.

Abbildung 5.16: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 beim Voll-Array-System (■) und bei unterschiedlichen Subarray-Konfigurationen ($N_{\text{sub}} = 4$ und $N_{\text{rx,sub}} = 32$ (■), $N_{\text{sub}} = 8$ und $N_{\text{rx,sub}} = 16$ (■), $N_{\text{sub}} = 16$ und $N_{\text{rx,sub}} = 8$ (■)); modifiziert nach [122], CC BY 4.0, https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/.

mithilfe des LMR variiert und der Angular Spread σ_s der MPCs geändert. Die Analyse wird ebenfalls auf die Voll-Array-Architektur beschränkt, wobei folgende Beobachtungen in gleicher Weise auch für die Subarray-Konfiguration gelten.

Je stärker die LOS-Komponente verglichen zu den MPCs ist, desto schmaler sind die einzelnen PSPs. Dadurch verbessert sich Winkeltrennung der Nutzer sowohl für das konventionelle BF als auch für die Kombination mit der Eigenraumbasierten Verarbeitung aufgrund der geringeren räumlichen Interferenzen unter den Nutzern (siehe Abbildung 5.17 (a)). Gleichzeitig verschlechtern höhere Kanalkorrelationen die Gesamtperformanz. Mit zunehmender räumlicher Streuung σ_s der MPCs werden diese umso relevanter und führen bei konventionellem BF zu einer Verbreiterung der PSPs. Infolgedessen kommt es zu einer höheren Interferenz zwischen den Nutzern und ihre Trennbarkeit ist in diesen Szenarien entsprechend schlechter (siehe Abbildung 5.17 (b)). Die zusätzliche Eigenraumbasierte Verarbeitung ist hinsichtlich der Nutzertrennung hingegen unempfindlich gegenüber höherem Angular Spread und besitzt eine bessere Performanz

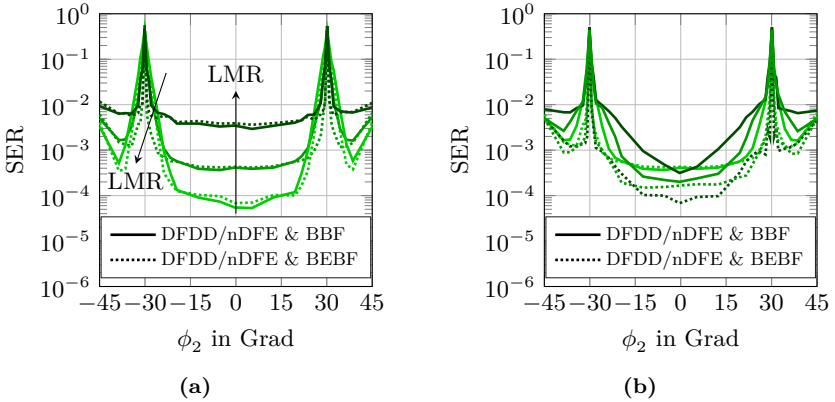


Abbildung 5.17: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Winkels ϕ_2 von Nutzer 2 beim Voll-Array-System bei unterschiedlichen Bedingungen des Ausbreitungskanals. (a) Bei unterschiedlichem LMR mit LMR = 0 dB (■), LMR = 10 dB (■), LMR = 20 dB (■). (b) Bei unterschiedlichem Angular Spread mit $\sigma_s = 2^\circ$ (■), $\sigma_s = 4^\circ$ (■), $\sigma_s = 8^\circ$ (■); modifiziert nach [122], CC BY 4.0, https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/.

aufgrund geringerer Kanalkorrelationen.

Wie bei den analogen Beamspace-Verfahren weist die inkohärente Detektion in Kombination mit den vorgestellten digitalen Beamspace-Methoden die beste Performanz in Szenarien mit geringen Kanalkorrelationen auf. Dies bedeutet, dass die Mehrwegeausbreitung dominiert und die MPCs aus einem größeren Winkelbereich an der BS eintreffen. Für die beste Performanz hinsichtlich der Nutzertrennung sollte jedoch wiederum ein dominanter LOS-Kanal vorliegen, bei der der Angular Spread zumindest für die konventionelle BF-Methode möglichst gering ausfallen sollte. Dies ermöglicht dann eine große Anzahl von Nutzern unterzubringen. Im Idealfall kann ein erzeugter Beam bzw. Empfangszweig einen Nutzer bedienen. Die obere Grenze liegt also bei N_{rx} im Voll-Array- und bei $N_{\text{rx,sub}}$ im Subarray-Fall. Diese Grenze könnte jedoch nur in reinen LOS-Kanälen ohne MPCs und/oder bei der Eigenraum-basierten BF-Methode erreicht werden, da hier die Orthogonalität der Beams im Vergleich zum konventionellen BF-Ansatz gegeben ist.

5.3 Zusammenfassung der Ergebnisse

In diesem Kapitel wurde die Anwendbarkeit von Beamspace-Verfahren auf Ma-MIMO-Systeme mit inkohärenter Detektion analysiert und bewertet. Dazu wurden zunächst die Grundlagen sowie die Hardware-Anforderungen für eine Implementierung sowohl im analogen als auch im digitalen Bereich erarbeitet. Neben einer Voll-Array-Architektur wurde auch eine Subarray-Architektur für eine aufwandsgünstigere Realisierung diskutiert.

Mit Hilfe der vorgestellten Beamspace-Verfahren konnte gezeigt werden, dass die ursprünglich ungeeigneten und einheitlichen PSPs, die durch eine Positionierung der Nutzer im Fernfeld der BS entstehen, in PSPs mit einem schmalen Peak transformiert werden können. Die Peak-Position variiert dabei entsprechend dem Einfallswinkel der ankommenden Welle. Die Nutzer können dadurch räumlich getrennt werden, sofern die Signale aus ausreichend unterschiedlichen Winkelrichtungen an der BS eintreffen. Die Anwendung der inkohärenten Detektion kann damit auch in Fernfeldszenarien erfolgen.

Eine verbesserte Leistungsfähigkeit bezüglich der Trennbarkeit der Nutzer kann im digitalen Bereich durch adaptierte Signalverarbeitung erreicht werden. Auf Kosten eines höheren Berechnungsaufwands reduziert die Kombination von Bartlett-Beamforming und Eigenraum-basierter Verarbeitung die räumliche Interferenz zwischen den Nutzern, wodurch auch die Signale von räumlich eng beieinander liegender Nutzer verarbeitet werden können. Wird anstatt der Voll-Array-Konfiguration der Subarray-Ansatz angewandt, so weisen die PSPs ein periodisches Muster auf und die Nutzertrennung ist aufgrund der reduzierten Aperturgröße vermindert. Gleichzeitig sind Performanz-Einbußen bei hohem SNR zu beobachten.

Die Eigenschaften des Ausbreitungskanals können einen großen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Systems haben. Die besten Ergebnisse hinsichtlich der Nutzertrennbarkeit werden in dominanten LOS-Kanälen erzielt. Damit können mit dem vorgestellten System eine Vielzahl von Nutzern verarbeitet werden. Die beste gesamtheitliche SER-Performanz wird allerdings in Mehrwege-Szenarien erreicht, da die Kanalkorrelationen geringer ausfallen. Bei einem größeren Angular Spread der MPCs kann jedoch ein höheres Maß an räumlichen Interferenzen unter den Nutzern auftreten, wodurch sich die Gesamtzahl der Nutzer, die optimal bedient werden können, reduziert.

Im Allgemeinen ist die Kenntnis der PSPs, die für die inkohärente Detektion notwendig ist, in der Praxis unbekannt. Diese können jedoch sehr einfach geschätzt werden, wenn die Winkelposition der Nutzer im Voraus bekannt ist. Andernfalls kann über eine räumliche Peak-Suche die jeweiligen Winkelrichtungen extrahiert werden. Dies funktioniert insbesondere in dominanten LOS-Kanälen. Das extrahierte Wissen über die Winkellage der Nutzer kann anschließend auch für das Precoding bzw. für die Übertragung im Downlink ausgenutzt werden, womit vollständig auf die Aussendung von Pilotsignalen zur Kanalschätzung verzichtet werden kann.

Ein Vergleich der Ergebnisse mit denen bei kohärenter Detektion mit perfekter Kanalkenntnis zeigt, dass der Performanzunterschied nur marginal ausfällt. Allerdings wurden der Kanalschätzungsaufwand und der mögliche Fehler bei der Kanalschätzung nicht einberechnet, welche die Performanz kohärenter Verfahren sehr stark einschränken. Werden diese Faktoren berücksichtigt, so ist die vorgestellte Kombination aus inkohärenter Detektion und Beamspace-Verfahren der kohärenten Detektion klar überlegen.

6 Zusammenfassung

Mit Hilfe von Mehrantennen- bzw. MIMO-Systemen mit mehreren Sende- und Empfangsantennen ist es möglich die spektrale Effizienz eines Drahtlosnetzwerks zu erhöhen. Durch die simultane Signalübertragung über mehrere Antennen kann eine Erhöhung der Datenrate erzielt werden, ohne dass dafür eine größere Bandbreite nötig ist. Die Skalierbarkeit von MuMIMO-Systemen, bei denen mehrere Nutzer gleichzeitig mit einer BS kommunizieren, ist jedoch stark eingeschränkt und verhindert eine drastische Steigerung der spektralen Effizienz. Stattdessen können MaMIMO-Systeme eingesetzt werden, bei denen die BS mit einer Vielzahl an Antennen ausgestattet wird. Die große Herausforderung dieser Systeme liegt jedoch weiterhin in der Gewinnung akkurater Kanalzustandsinformation, aber auch im Realisierungsaufwand. Ein Lösungsansatz bieten inkohärente Detektionsverfahren, die keine explizite Kanalzustandsinformation benötigen und neues Potential für ein aufwandsgünstiges Frontend-Design offenbaren. Die vorliegende Arbeit liefert einen wichtigen Beitrag hinsichtlich der Fragestellung, inwieweit die vorgeschlagenen inkohärenten Detektionsverfahren eine konkurrenzfähige Alternative zu den Verfahren mit Kanalschätzung darstellen. Die Schwerpunkte liegen dabei auf

- der Bewertung und dem Vergleich der Verfahren in realistischen Ausbreitungsszenarien anhand eines Cluster-basierten und stochastischen Kanalmodells,
- der Aufschlüsselung der Anforderungen hinsichtlich der Antennenauslegung und des Frontend-Designs an der BS sowie
- der Erarbeitung neuer Systemarchitekturen und neuartiger Ansätze zur Anwendbarkeit inkohärenter Verfahren in Fernfeldszenarien.

In Kapitel 3 dieser Arbeit wird zunächst die Leistungsfähigkeit der inkohärenten Detektionsverfahren in realistischen Nahfeld-Szenarien bewertet. Die Bewertungsgrundlage liefert das COST-2100-Kanalmodell, das entsprechend für

die Modellierung von MaMIMO-Systeme erweitert wurde. Durch die Positionierung der Nutzer im Nahfeld des BS-Antennen-Arrays ergeben sich verschiedene Pfaddämpfungsunterschiede zwischen der Sendeantenne der Nutzer und den jeweiligen Empfangsantennen an der BS. Damit kann ein charakteristisches PSP erzeugt werden, das für die Anwendung der inkohärenten Detektion ausgenutzt wird. Die jeweilige Nutzerposition und die physikalischen Abmessungen der BS zeigen dabei starke Auswirkungen auf die Form des PSP und beeinflussen im Gegensatz zur kohärenten Detektion die Nutzertrennbarkeit als auch die Performanz maßgeblich. Damit für das inkohärente Verfahren ein günstiges PSP vorliegt, müssen die Nutzer entsprechend nahe vor einem physikalisch großen linearen BS-Antennen-Array positioniert sein.

Im darauffolgenden Kapitel folgt eine ganzheitliche Betrachtung der Antennen- als auch der Hardware-Einflüsse an der BS auf Basis des zuvor erweiterten COST-Kanalmodells. Anhand der Analyse realer Antennentypen und ihrer wesentlichen Eigenschaften wie dem Antennendiagramm, der Antennenverkopplung und des Antennengewinns lassen sich die Anforderungen an die Antennenauslegung ableiten. Im Gegensatz zur kohärenten Detektion wirkt sich dabei vor allem die Richtcharakteristik auf die Trennbarkeit der Nutzer aus. Die Antennen an der BS sollten daher ein möglichst gerichtetes Antennendiagramm besitzen. Mittels geeigneter stochastischer und verhaltensbezogener Modelle der wesentlichen Empfängerkomponenten an der BS werden die Auswirkungen auf die Performanz separat dargelegt. Daraus können die notwendigen Rückschlüsse auf die Hardware-Anforderungen gezogen werden. Die inkohärenten Verfahren zeigen sich insbesondere gegenüber Phasenrauschen und Frequenz-Offsets der LOs robust, sodass vor allem in der Frequenzsynthese Einsparungsmöglichkeiten bestehen. Ohne Performanz-Einbußen kann die Auflösung der ADCs bei der Analog-Digital-Umsetzung bis auf wenige Bits herabgesenkt werden und folglich die Energieeffizienz des Gesamtsystems maßgeblich verbessern. Da bei reiner 1 Bit-Quantisierung die Information über die PSPs verloren geht, bietet sich als Alternative eine ADC-Architektur mit unterschiedlicher Auflösung an.

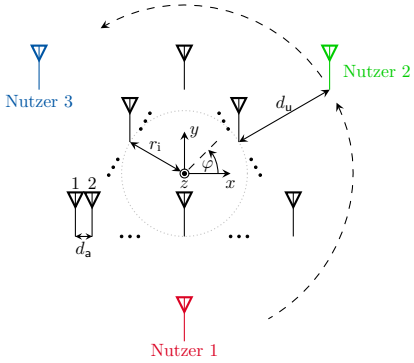
Für die Anwendung der inkohärenten Verfahren müssen sich die Nutzer im Nahfeld der BS befinden, da nur dann aufgrund der unterschiedlichen Pfaddämpfungen von Nutzer-Antenne und BS-Antenne ein charakteristisches PSP zur Trennung der Nutzer vorliegen kann. Insbesondere im Fernfeld, aber auch bei physikalischen kleinen Abmessungen der BS, kann kein für die Detektion

ausreichendes PSP bereitgestellt werden. In Kapitel 5 werden dazu neuartige Ansätze verfolgt und erarbeitet. Durch die Kombination mit Beamspace-Verfahren kann erstmals gezeigt werden, dass die inkohärente Detektion auch in Fernfeldszenarien anwendbar ist und auch kompakte Abmessungen der BS erlaubt. Vor allem in dominanten LOS-Kanälen können damit sehr schmale PSPs erzeugt werden, sodass eine deutlich größere Anzahl an Nutzern als im betrachteten Nahfeldszenario versorgt werden können. Hinzu kommt, dass nahezu das gleiche SER-Niveau wie bei der kohärenten Detektion mit perfekter Kanalkenntnis erreicht werden kann. Dies macht die vorgestellte Kombination aus Beamspace- und inkohärenten Verfahren zu einer ernsthaften Alternative gegenüber den klassischen Detektionsansätzen. Die Realisierung der Beamspace-Verfahren kann sowohl im analogen als auch im digitalen Bereich erfolgen. Während im analogen Bereich beispielsweise durch die Integration einer elektromagnetischen Linse die Nutzerenergie günstig über die BS-Antennen umverteilt wird, geschieht die entsprechende räumliche Umverteilung im digitalen Bereich durch Beamforming. Aufgrund der verschiedenen Realisierungsmöglichkeiten ergeben sich auch etwas unterschiedliche Hardware-Anforderungen, die je nach Systemauslegung jedoch durch Subarray-Ansätze gelockert werden können.

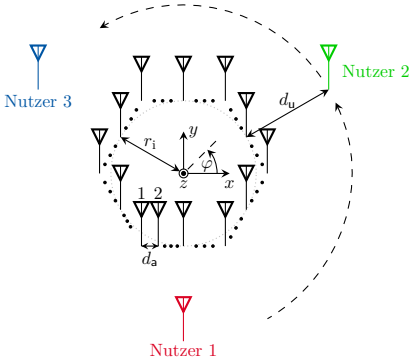
Anhang A Weitere Ergebnisse in Nahfeld-Szenarien

Mit der vorgestellten Erweiterung des COST-2100-Kanalmodells (siehe Abschnitt 3.1, Seite 37) lassen sich neben der klassischen linearen Antennenordnung an der BS auch beliebig andere Array-Konfigurationen untersuchen. Im Folgenden wird hierzu eine dreiecksförmige, eine hexagonale und eine kreisförmige Anordnung der BS-Antennen mit Innenradius r_i betrachtet, wie in Abbildung A.1 dargestellt. Dabei wird angenommen, dass sich die Nutzer und das jeweilige BS-Antennen-Array auf gleicher Höhe bei $z = 0\,\mathrm{m}$ befinden. Die Systemparametrisierung geschieht entsprechend nach Tabelle 3.1 auf Seite 42 vom Ausgangsszenario des linearen Antennen-Arrays, wobei die BS-Antennenanzahl für die Realisierung der unterschiedlichen Array-Geometrien auf $N_\mathrm{rx} = 102$ erhöht wird. Aufgrund der nun zweidimensionalen Array-Ausdehnung können die Nutzer beliebig um die BS herum positioniert sein. Nutzer 1 und 3 werden hierfür eine feste Position unter dem Azimut-Winkel $\varphi_1 = -90^\circ$ und $\varphi_3 = 150^\circ$ im radialen Abstand $d_\mathrm{r,u} = d_\mathrm{u} + r_\mathrm{i}$ zum Koordinatenursprung zugeordnet. Für Nutzer 2 werden unterschiedliche Positionen entlang einer Kreisbahn mit Radius $d_\mathrm{r,u}$ betrachtet und jeweils die SER über insgesamt $N_\mathrm{ch} = 300\,000$ verschiedene Kanalrealisierungen mit spaltenweiser Normierung ermittelt. Dafür werden ausschließlich lokale Cluster im Ausbreitungskanal berücksichtigt und alle Antennen in der Simulationsumgebung mit $N_\mathrm{BS,true} = N_\mathrm{rx} = 102$ platziert.

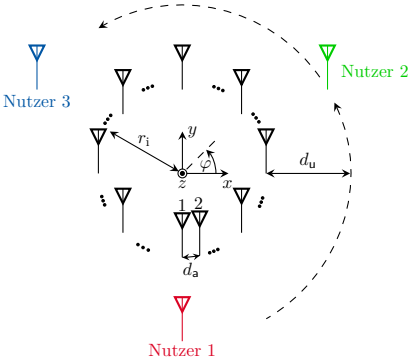
Bei der dreiecksförmigen BS in Abbildung A.1 (a) werden die Antennenelemente gleichmäßig auf die Seiten eines gleichseitigen Dreiecks aufgeteilt, dessen Mittelpunkt dem Koordinatenursprung entspricht. Auf jeder Dreiecksseite befinden sich damit insgesamt 34 Antennenelemente, deren Antennendiagramm so ausgerichtet wird, dass die Hauptkeule nach außen senkrecht zur Dreiecksseite zeigt. Die Ergebnisse für diese Konfiguration sind in Abbildung A.2 dargestellt. Befindet sich Nutzer 2 unter $\varphi_2 = 30^\circ$, so verteilt sich aufgrund der Dreiecksgeometrie der BS die empfangene Nutzerenergie auf die jeweiligen Sei-



(a) Dreiecksförmige BS-Antennenanordnung.



(b) Hexagonale BS-Antennenanordnung.



(c) Kreisförmige BS-Antennenanordnung.

Abbildung A.1: Alternative BS-Antennen-Array-Konfigurationen unter Verwendung des erweiterten COST-2100-Kanalmodells.

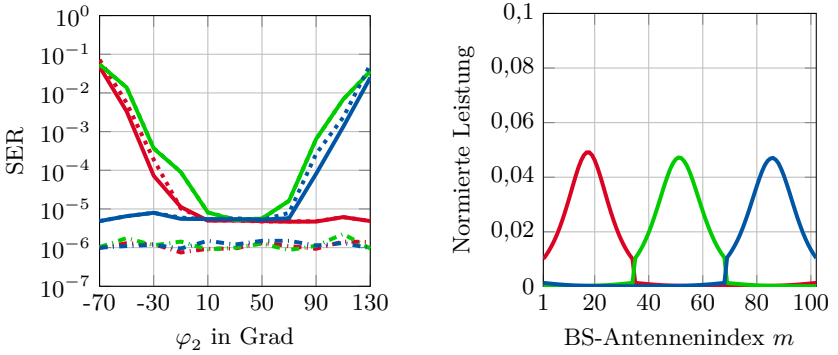


Abbildung A.2: Dreiecksförmige BS-Antennenanordnung: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Azimut-Winkels φ_2 von Nutzer 2 (DFDD (- - -), DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)) und Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $\varphi_2 = 30°$. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

ten des Arrays, vor denen die Nutzer positioniert sind. In diesem Fall ist die Überlappung der einzelnen PSPs minimal und führt zu einer deutlich besseren SER-Performanz als vergleichsweise mit der linearen BS-Anordnung in Abbildung 3.5 auf Seite 48. Dabei ist zu beobachten, dass mit der DFDD das gleiche Ergebnis wie mit der DFDD/nDFE erreicht werden kann. Zudem schrumpft aufgrund der sehr niedrigen PSP-Überlappung der Performanzunterschied im Vergleich zur kohärenten Detektion mittels BLAST. Die vergleichsweise gute SER-Performanz kann aufrechterhalten werden, solange die Nutzer nicht gleichzeitig derselben Dreiecksseite zugewandt sind und es damit keine Überlagerung der jeweiligen PSP gibt.

Ähnlich wie bei der dreiecksförmigen BS werden bei der hexagonalen Antennenanordnung in Abbildung A.1 (b) die Antennen anstatt auf drei nun auf sechs Seiten mit jeweils 17 Antennenelementen aufgeteilt. Die Hauptkeule der Antennen wird dabei wieder nach außen und senkrecht zur jeweiligen Seite ausgerichtet. Die Ergebnisse hierfür werden in Abbildung A.3 gezeigt. Wie auch bei der Dreieckskonfiguration sind die Nutzer bei $\varphi_2 = 30°$ fast vollständig über die Seiten des Hexagons voneinander isoliert. Allerdings liegt aufgrund der nun

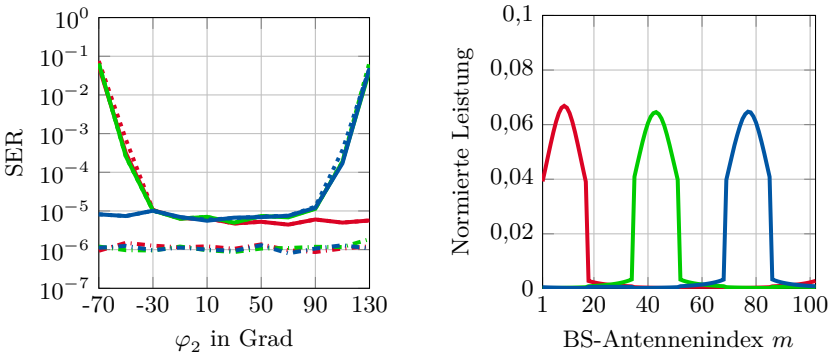


Abbildung A.3: Hexagonale BS-Antennenanordnung: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Azimut-Winkels φ_2 von Nutzer 2 (DFDD (- - -), DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)) und Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $\varphi_2 = 30°$. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

anderen geometrischen Struktur immer noch eine einzelne Seite des Arrays zwischen den Nutzern frei, über die nur ein geringer Teil der Nutzersignale empfangen wird. Da jede Array-Seite mit einer kleineren Antennenanzahl ausgestattet ist, fallen die PSPs entsprechend schmaler aus. Insgesamt werden ähnliche Ergebnisse wie mit der dreiecksförmigen BS erreicht, wobei die Trennbarkeit der Nutzer durch die hexagonale Struktur verbessert werden kann. Daher ist es möglich mehr als drei Nutzer, nämlich einen pro Seite des Hexagons, gleichzeitig und optimal zu versorgen.

Die Antennenelemente können ebenso zu einem Kreis angeordnet werden, siehe Abbildung A.1 (c). Hier wird die Hauptkeule des Antennendiagramms entsprechend senkrecht zur Tangente des Kreises an der jeweiligen Antennenposition nach außen hin ausgerichtet. Da sich die Geometrie der kreisförmigen Anordnung nur wenig von der eines Hexagons unterscheidet, ergeben sich nur geringe Unterschiede in der Performanz (siehe Abbildung A.4). Die jeweilige Nutzerenergie verteilt sich maßgeblich über diejenigen Antennen des Kreisbogens, denen die Nutzer gegenüberstehen. Die PSPs zeigen dabei einen Gaußförmigen Verlauf. Die Nutzertrennbarkeit fällt allerdings etwas geringer aus

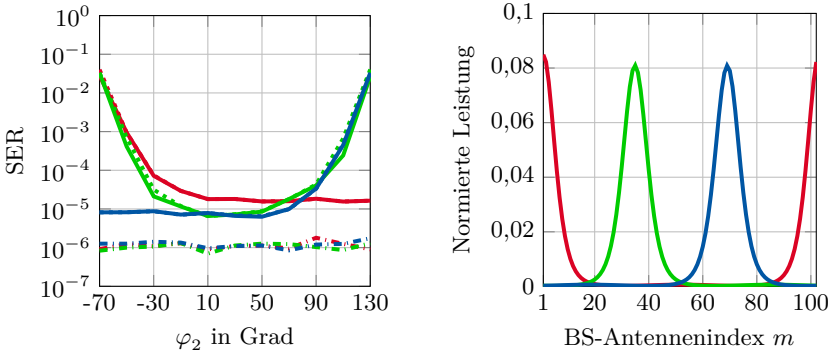


Abbildung A.4: Kreisförmige BS-Antennenanordnung: Symbolfehlerrate in Abhängigkeit des Azimut-Winkels φ_2 von Nutzer 2 (DFDD (- - -), DFDD/nDFE (——), BLAST (-·-·-)) und Leistungsprofile für Nutzer 2 bei $\varphi_2 = 30°$. Die Farben entsprechen den Nutzern: Nutzer 1 (——), Nutzer 2 (——), Nutzer 3 (——).

als beim hexagonalen BS-Antennen-Array, da hier die Nutzer nicht vollständig über eine Seite des Hexagons isoliert werden.

Zusammenfassend kann also die Form des BS-Antennen-Arrays die Performanz der inkohärenten Detektion zusätzlich beeinflussen. Befinden sich die Nutzer nicht nur in einem kleinen Sektor, kann die Nutzertrennbarkeit gegenüber der klassischen linearen Antennenanordnung durch die vorgestellten Array-Konfigurationen deutlich verbessert werden.

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen, Abkürzungen und mathematischen Operatoren

Die Formelzeichen und Indizes sind, soweit möglich, in Anlehnung an DIN 1304 gewählt, sodass Doppelnennungen weitgehend vermieden werden. Bei mehrfacher Verwendung eines Formelzeichens ergibt sich die Bedeutung eindeutig aus dem Zusammenhang. Übliche Laufindizes werden hier explizit nicht aufgeführt. Die Formelzeichen sind nach DIN 1338 kursiv dargestellt. Vektoren und Matrizen sind fett gedruckt. Die angegebenen Seitenzahlen nennen jeweils die Seite der erstmaligen Verwendung.

Formelzeichen

$\mathbf{0}$	Nullmatrix	20
$\boldsymbol{A}^{\mathsf{ABF,full}}$	Voll-Array-Beamforming-Matrix vom analogen Beamformer	90
$\boldsymbol{A}^{\mathsf{ABF,sub}}$	Subarray-Beamforming-Matrix vom analogen Beamformer	90
A^{LOS}	Amplitude der LOS	34
A^{MPC}	Amplitude der MPC	33
$\boldsymbol{a}^{\mathsf{lens,full}}$	Array-Antwortvektor der Voll-Array-Linse	89
$\boldsymbol{a}^{\mathsf{lens,sub}}$	Array-Antwortvektor der Subarray-Linse	89
a^{LOS}	Komplexe Amplitude der LOS	34
a^{MPC}	Komplexe Amplitude der MPC	33
$\bar{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathsf{rx}}}$	Steuervektor nach Beamspace-Transformation	112
$\tilde{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathsf{rx,sub}}}$	Steuervektor Subarray mit Aperturverlust	90
$\tilde{\boldsymbol{a}}_{N_{\mathsf{rx}}}$	Steuervektor mit Aperturverlust	90
$\boldsymbol{a}_{N_{\mathsf{rx}}}$	Steuervektor	34
α_0	Pfaddämpfung	33
a	Datensymbol	23

B_c	Kohärenzbandbreite	15
$\boldsymbol{B}$	Sendesignalmatrix	9
$\boldsymbol{b}$	Sendesignalvektor	9
b	Sendesignal/Sendesymbol	9
β	Ornstein-Uhlenbeck-Prozess	68
C_coupl	Kopplungsmatrix	56
$C_\mathsf{A,BS}$	Richtcharakteristik der BS	39
C_A	Richtcharakteristik	39
C	Kanalkapazität	10
c_0	Lichtgeschwindigkeit	33
c_free	Qualitätskonstante des freilaufenden Oszillators	67
c_ref	Qualitätskonstante des Referenzoszillators	69
c_vco	Qualitätskonstante des VCO	69
D_group	Aperturgröße einer Gruppe von BS-Antennen	37
D	Aperturgröße des Arrays	35
$\boldsymbol{D}^\mathsf{CFO}$	Trägerfrequenz-Offset-Matrix	72
D_L	Apertur der Linse	83
$\boldsymbol{D}^\mathsf{PN}$	Phasenrauschmatrix	67
$\mathcal{D}$	Indexmenge	20
Δ	Quantisierungsstufen des ADC	74
d_BN	Abstand zwischen der BS und einem Nutzer	33
d_a	Antennenabstand an der BS	34
d_L	Abstand zwischen Linse und BS-Antennen-Array	83
d_sub	Abstand Subarrays	92
d_u	Nutzerabstand	41
$d_\mathsf{r,u}$	Radialer Nutzerabstand	127
Δx	Abtastabstand in x-Richtung	85
Δy	Abtastabstand in y-Richtung	86
P_tx	Sendeleistung	9
η	Komplexwertiger Polynomkoeffizient	64
ε_r	Relative Permittivität	53
ε_max	Maximaler normierter CFO des Oszillators	74
ε	Normierter CFO des Oszillators	73
$\boldsymbol{F}$	Vorfilterungsmatrix	18
$f_\mathrm{c,CP}$	Grenzfrequenz der CP	69

$f_{\mathrm{c,PLL}}$	Grenzfrequenz der PLL	69
f_{L}	Brennweite der Linse	83
Δf_{osc}	CFO des Oszillators	72
f_{offset}	Offset-Frequenz	68
f_{osc}	Oszillatorfrequenz	67
$\boldsymbol{f}$	Vorfilterungsvektor	20
f_{c}	Trägerfrequenz	15
$\Delta\tilde{\theta}$	Auflösung der Ortsfrequenz	109
$\tilde{\theta}$	Ortsfrequenz	109
$G_{\mathsf{A,BS}}$	Antennengewinn der BS	39
G_{A}	Antennengewinn	39
$\boldsymbol{G}$	Lineare Detektionsmatrix	16
γ	Pfaddämpfungskoeffizient	33
$\boldsymbol{g}$	Linearer Detektionsvektor	17
γ^{VCO}	Eingangssignal des VCO	69
$\boldsymbol{H}$	Kanalmatrix	8
$\tilde{\boldsymbol{h}}$	Impulsantwortvektor der Freiraumausbreitung	86
$\tilde{h}$	Impulsantwort der Freiraumausbreitung	85
$\boldsymbol{h}$	Kanalvektor	8
h	Kanalkoeffizient	8
$\boldsymbol{I}$	Einheitsmatrix	9
IBO	Eingangs-Back-Off	65
k_{PD}	Phasendetektorkonstante	69
k	Wellenzahl	35
$\mathcal{L}$	Einseitenband-Phasenrauschleistungsdichte	68
$\boldsymbol{\Lambda}$	Eigenwertmatrix	112
λ	Wellenlänge	15
LMR	LOS-zu-MPC-Verhältnis	94
$\mathcal{M}$	Signalkonstellation	23
$\boldsymbol{M}$	Rückführungsmatrix	19
$N_{\mathrm{BS,true}}$	Tatsächlich platzierte BS-Antennen im Kanalmodell	38
$N_{\mathsf{b,sub}}$	Anzahl der Beam-Ports pro Subarray	84
N_{b}	Anzahl der Beam-Ports/Beams	84
N_{ch}	Anzahl der Kanalrealisierungen	42
N_{group}	Gruppengröße der BS-Antennen	38

N_p	Anzahl der Ausbreitungspfade	94
$N_{\mathsf{rx,sub}}$	Anzahl der Antennen pro Subarray	84
N_a	Anzahl der Abtastpunkte	86
N_s	Anzahl der Eigenwerte im Signal-Unterraum	112
N_sub	Anzahl der Subarrays	84
$\mathbb{N}$	Menge der natürlichen Zahlen	84
N_bl	Übertragungsblocklänge	9
N_rx	Anzahl der Empfangsantennen	2
N_tx	Anzahl der Sendeantennen	8
N_u	Anzahl der Nutzer	2
$\boldsymbol{N}$	Rauschmatrix	9
N_c	Übertragungsblocklänge pro Kohärenzintervall	15
N_dl	Übertragungsblocklänge der Downlink-Daten	15
N_p	Übertragungsblocklänge der Pilotsignale	15
N_up	Übertragungsblocklänge der Uplink-Daten	15
$\boldsymbol{n}$	Rauschvektor	9
n	Rauschen	9
$P_{\mathrm{1dB,in}}$	Eingangsbezogener 1 dB-Kompressionspunkt	65
$\overline{P}_{\mathrm{in,max}}$	Maximale mittlere Eingangsleistung	65
P_in	Eingangsleistung des Verstärkers	64
$\hat{P}_{m,u}$	Effektives Leistungsprofil	75
$P_{m,u}$	Leistungsprofil	22
P_out	Ausgangsleistung des Verstärkers	64
$P_{\mathsf{rx,tot}}$	Gesamte Empfangsleistung	9
$\boldsymbol{P}$	Permutationsmatrix	19
ϕ^{CFO}	Phasendrehung durch Frequenz-Offset	72
ϕ_out	Ausgangsphase des Verstärkers	64
$\phi^{\mathsf{PN,FREE}}$	Phasenrauschen des freilaufenden Oszillators	67
$\phi^{\mathsf{PN,PLL}}$	Phasenrauschen der PLL	68
$\phi^{\mathsf{PN,REF}}$	Phasenrauschen des Referenzoszillator	68
ϕ^{PN}	Phasenrauschen	67
$\mathcal{P}$	Pupillenfunktion der Linse	86
φ_3dB	3 dB-Keulenbreite	54
φ	Azimut-Winkel	34
$\Delta\phi$	Winkelauflösung für Winkel bezüglich Boresight	109

ϕ^{LOS}	Winkel der LOS bezüglich Boresight	92
ϕ^{MPC}	Winkel der MPC bezüglich Boresight	92
ϕ	Winkel bezüglich Boresight	81
Φ	Sichtfeld	109
φ^{LOS}	Azimut-Winkel der LOS	35
φ^{MPC}	Azimut-Winkel der MPC	35
$\boldsymbol{Q}$	Kovarianzmatrix	9
q	Anzahl der Bits des ADC	74
$\boldsymbol{R}$	Empfangsmatrix	9
$\hat{r}$	Gestörtes Empfangssignal	64
r_{i}	Innenradius	127
$\hat{\boldsymbol{r}}$	Gestörter Empfangssignalvektor	67
$\boldsymbol{r}$	Empfangssignalvektor	9
r	Empfangssignal	9
$\boldsymbol{S}$	Pilotmatrix	20
σ_{s}	Angular Spread der Ausbreitungspfade	94
σ_{n}^2	Rauschleistung	9
SINR	Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis	24
$\mathrm{SNR}_{\mathrm{tx}}$	Senderbezogenes Signal-zu-Rausch-Verhältnis	10
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis	10
T_{c}	Kohärenzzeit	15
T_{s}	Symboldauer	9
$\boldsymbol{T}$	Hadamard-Matrix	21
θ	Elevations-Winkel	39
τ^{MPC}	Ausbreitungsverzögerung der MPC	33
θ^{LOS}	Elevations-Winkel der LOS	39
θ^{MPC}	Elevations-Winkel der MPC	39
U	Komplexes Feld der Linse	85
$\boldsymbol{u}$	Komplexer Feldvektor der Linse	86
u	Diskretisiertes Feld der Linse	86
V_{FS}	Eingangsspannungsbereich des ADC	74
$\boldsymbol{V}$	Eigenvektormatrix	112
$\boldsymbol{\mathcal{W}}_u$	Nutzerspezifische Gewichtungsmatrix	23
$\boldsymbol{W}$	Gewichtungsmatrix	107
$\boldsymbol{w}$	Gewichtungsvektor	107

X_{ob}	Beobachtungsfenster	85
x_{a}	x-Position der BS-Antenne	89
σ_{ξ}^2	Varianz des Random-Walk-/Wiener-Prozesses	67
ξ	Random-Walk-/Wiener-Prozess	67
Z_{A}	Impedanz einer isolierten Antenne	54
Z_{L}	Antennenlastimpedanz	58
$\boldsymbol{Z}_{\mathsf{A}}$	Antennenimpedanzmatrix eines Arrays	58
$\boldsymbol{Z}$	(Auto-)Korrelationsmatrix der Empfangssignale	23
$\boldsymbol{z}$	(Auto-)Korrelationsvektor der Empfangssignale	27
ζ	Gewichtungsfaktor	24
z	(Auto-)Korrelationskoeffizient der Empfangssignale	25

Abkürzungen

ADC	Analog-Digital-Umsetzer (engl. Analog-to-Digital Converter)	62
AGC	Automatische Verstärkungsregelung (engl. Automatic Gain Control)	75
BBF	Bartlett-Beamforming	109
BEBF	Bartlett-Eigenraum-Beamforming	111
BF	Beamforming	107
BLAST	Bell Laboratories Layered Space-Time	19
BS	Basisstation	2
CDMA	Code-Division Multiple Access	7
CFO	Trägerfrequenz-Offset (engl. Carrier Frequency Offset)	62
CP	Ladungspumpe (engl. Charge Pump)	69
CSI	Kanalzustandsinformation (engl. Channel State Information)	10
DFDD	Decision-Feedback Differential Detection	25
DFE	Decision-Feedback Equalization	18
DFT	Diskrete Fourier-Transformation	109
DoA	Empfangsrichtung (engl. Direction of Arrival)	32
DoD	Senderichtung (engl. Direction of Departure)	32
DPSK	Differentielle Phasenumtastung (engl. Differential Phase Shift Keying)	23

ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques . . . 111
FDMA	Frequency-Division Multiple Access . . . 7
FFT	Schnelle Fourier-Transformation (engl. Fast Fourier Transformation) . . . 112
FoV	Sichtfeld (engl. Field of View) . . . 105
HF	Hochfrequenz . . . 3
i.i.d.	independend and identically distributed . . . 11
IBO	Eingangs-Back-Off (engl. Input Back-Off) . . . 65
LMR	LOS-zu-MPC-Verhältnis (engl. LOS-to-MPC Ratio) . . . 94
LNA	Rauscharmer Verstärker (engl. Low-Noise Amplifier) . . . 62
LO	Lokaloszillator (engl. Local Oscillator) . . . 62
LOS	Line-of-Sight . . . 12
LS	Least Squares . . . 20
MaMIMO	Massive MIMO . . . 2
MIMO	Multiple-Input/Multiple-Output . . . 2
MMSE	Minimum Mean-Squared Error . . . 17
MPC	Mehrwegekomponente (engl. Multi-Path Component) . . . 31
MRC	Maximum Ratio Combining . . . 17
MSDD	Multiple-Symbol Differential Detection . . . 25
MuMIMO	Multi-User MIMO . . . 2
MUSIC	Multiple Signal Classification . . . 111
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response . . . 110
nDFE	Noncoherent Decision-Feedback Equalization . . . 28
NLOS	Non-Line-of-Sight . . . 51
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing . . . 15
OLOS	Obstructive Line-of-Sight . . . 43
PD	Phasendetektor . . . 68
PLL	Phasenregelschleife (engl. Phase-Locked Loop) . . . 67
PSK	Phasenumtastung (engl. Phase Shift Keying) . . . 23
PSP	Leistungsprofil (engl. Power-Space Profile) . . . 3
REF	Referenzsignalquelle . . . 68
SDMA	Space-Division Multiple Access . . . 7
SER	Symbolfehlerrate (engl. Symbol Error Rate) . . . 42
SIC	Successive Interference Cancellation . . . 18

SINR	Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis (engl. Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) 24
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. Signal-to-Noise Ratio) 9
SuMIMO	Point-to-Point/Single-User MIMO 10
TDD	Time-Division Duplex 14
TDMA	Time-Division Multiple Access 7
TP	Tiefpassfilter 68
ULA	Lineares Antennen-Array (engl. Uniform Linear Array) 34
UWB	Ultrabreitband (engl. Ultra-Wideband) 3
VCO	Spannungsgesteuerter Oszillator (engl. Voltage-Controlled Oscillator) 68
VGA	Verstärker mit variabler Verstärkung (engl. Variable Gain Amplifier) 75
VR	Sichtbarkeitsgebiet (engl. Visibility Region) 32
ZF	Zero-Forcing 17

Mathematische Operatoren

$\|\| \cdot \|\|_2$	Euklidische Norm
$\|\| \cdot \|\|_\mathrm{F}$	Frobeniusnorm
$\| \cdot \|$	Betrag
$\mathrm{E}\{\cdot\}$	Erwartungswert
$(\cdot)^{-1}$	Inverse
$(\cdot)^*$	konjugiert komplex
$(\cdot)^\dagger$	Pseudoinverse
$(\cdot)^\mathsf{T}$	Transponierte
$(\cdot)^\mathsf{H}$	konjugiert komplex transponiert
$\mathcal{Q}_\mathrm{PSK}\{\cdot\}$	Quantisierung auf Phasenwerte der PSK-Modulation
$\Delta\mathcal{Q}_\mathrm{PSK}\{\cdot\}$	Phasenquantisierungsfehler bei PSK-Modulation
$\arg(\cdot)$	Argument
$\operatorname{argmax}(\cdot)$	Argument des Maximums
$\operatorname{argmin}(\cdot)$	Argument des Minimums
$\lfloor \cdot \rceil$	Rundungsfunktion
$\lfloor \cdot \rfloor$	Abrundungs-/Gaußfunktion

$\mathrm{Q}\{\cdot\}$	Quantisierungsfunktion des ADC
$\mathfrak{Re}\{\cdot\}$	Realteil
$\mathfrak{Im}\{\cdot\}$	Imaginärteil
$\mathscr{F}\{\cdot\}$	Fourier-Transformation
$\mathscr{F}^{-1}\{\cdot\}$	Inverse Fourier-Transformation
$\mathrm{DFT}\{\cdot\}$	Diskrete Fourier-Transformation
$\mathrm{DFT}^{-1}\{\cdot\}$	Inverse diskrete Fourier-Transformation
$\log_2(\cdot)$	Logarithmus Dualis
$\sin^{-1}(\cdot)$	Arkussinus
$\det(\cdot)$	Determinante
$\mathrm{mod}_{2\pi}(\cdot)$	Symmetrischer Modulo im Intervall $(-\pi,+\pi]$
$\mathrm{diag}(\cdot)$	Diagonalmatrix
$\circ$	Hadamard-Produkt
$\otimes$	Kronecker-Produkt

Literaturverzeichnis

[1] A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi, M. Aledhari und M. Ayyash, „Internet of Things: A Survey on Enabling Technologies, Protocols, and Applications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Band 17, Nr. 4, S. 2347–2376, 2015 (siehe S. 1).

[2] M. Wollschlaeger, T. Sauter und J. Jasperneite, „The Future of Industrial Communication: Automation Networks in the Era of the Internet of Things and Industry 4.0," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Band 11, Nr. 1, S. 17–27, März 2017 (siehe S. 1).

[3] Erricson, „Erricson Mobility Report," Techn. Ber., 2019 (siehe S. 1).

[4] Cisco, „Cisco Annual Internet Report," Techn. Ber., 2020 (siehe S. 1).

[5] Erricson, „Erricson Mobility Report," Techn. Ber., 2020 (siehe S. 1).

[6] A. Gupta und R. K. Jha, „A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies," *IEEE Access*, Band 3, S. 1206–1232, 2015 (siehe S. 2).

[7] T. L. Marzetta, „Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 9, Nr. 11, S. 3590–3600, November 2010 (siehe S. 2, 10, 13).

[8] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson und T. L. Marzetta, „Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems," *IEEE Communications Magazine*, Band 52, Nr. 2, S. 186–195, Februar 2014 (siehe S. 2, 10).

[9] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors und F. Tufvesson, „Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays," *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 30, Nr. 1, S. 40–60, Januar 2013 (siehe S. 2, 10).

[10] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong und J. C. Zhang, „What Will 5G Be?“ *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 32, Nr. 6, S. 1065–1082, Juni 2014 (siehe S. 2).

[11] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin und R. Zhang, „An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges,“ *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Band 8, Nr. 5, S. 742–758, Oktober 2014 (siehe S. 2, 10, 11, 14).

[12] T. L. Marzetta, E. G. Larsson und H. Yang, *Fundamentals of Massive MIMO*. Cambridge University Press, Februar 2018 (siehe S. 2, 12, 15).

[13] J. R. Hampton, *Introduction to MIMO Communications*. Cambridge University Press, 2009 (siehe S. 2, 12, 21).

[14] J. Hoydis, S. ten Brink und M. Debbah, „Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need?“ *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 31, Nr. 2, S. 160–171, Februar 2013 (siehe S. 2).

[15] O. Elijah, C. Y. Leow, T. A. Rahman, S. Nunoo und S. Z. Iliya, „A Comprehensive Survey of Pilot Contamination in Massive MIMO–5G System,“ *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Band 18, Nr. 2, S. 905–923, 2016 (siehe S. 2, 22).

[16] A. Schenk und R. F. H. Fischer, „Noncoherent Detection in Massive MIMO Systems,“ in *17th International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, März 2013, S. 1–8 (siehe S. 3, 24, 25, 37, 52).

[17] R. F. H. Fischer und M. Bense, „Noncoherent Decision-Feedback Equalization in Massive MIMO Systems,“ in *International Zurich Seminar on Communications (IZS)*, Februar 2014, S. 112–115 (siehe S. 3, 24, 28, 29, 37, 44, 52).

[18] G. Foschini und M. Gans, „On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas,“ *Wireless Personal Communications*, Band 6, Nr. 3, S. 311–335, 1998 (siehe S. 10).

[19] E. Telatar, „Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels,“ *European Transactions on Telecommunications*, Band 10, Nr. 6, S. 585–595, November 1999 (siehe S. 10, 11).

[20] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath, C.-B. Chae und T. Salzer, „Shifting the MIMO Paradigm," *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 24, Nr. 5, S. 36–46, September 2007 (siehe S. 10).

[21] P. Viswanath und D. Tse, „Sum Capacity of the Vector Gaussian Broadcast Channel and Uplink–Downlink Duality," *IEEE Transactions on Information Theory*, Band 49, Nr. 8, S. 1912–1921, August 2003 (siehe S. 10).

[22] A. Goldsmith, S. Jafar, N. Jindal und S. Vishwanath, „Capacity Limits of MIMO Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 21, Nr. 5, S. 684–702, Juni 2003 (siehe S. 11).

[23] T. L. Marzetta, „Massive MIMO: An Introduction," *Bell Labs Technical Journal*, Band 20, S. 11–22, März 2015 (siehe S. 13).

[24] E. Björnson, J. Hoydis und L. Sanguinetti, „Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency," *Foundations and Trends® in Signal Processing*, Band 11, Nr. 3-4, S. 154–655, 2017 (siehe S. 15, 21, 29).

[25] R. Prasad, M. I. Rahman und S. S. Das, *Single- And Multi-Carrier MIMO Transmission for Broadband Wireless Systems*. River Publishers, April 2009 (siehe S. 15).

[26] D. Tse und P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005 (siehe S. 16).

[27] S. Yang und L. Hanzo, „Fifty Years of MIMO Detection: The Road to Large-Scale MIMOs," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Band 17, Nr. 4, S. 1941–1988, 2015 (siehe S. 16, 18).

[28] C. Windpassinger, „Detection and Precoding for Multiple Input Multiple Output Channels," Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 2004 (siehe S. 18, 20).

[29] R. F. H. Fischer, *Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission*. John Wiley & Sons, Inc., 2002 (siehe S. 18).

[30] G. Foschini, „Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas," *Bell Laboratories Technical Journal*, S. 41–59, 1996 (siehe S. 19).

[31] G. Golden, C. Foschini, R. Valenzuela und P. Wolniansky, „Detection Algorithm and Initial Laboratory Results Using V-BLAST Space-Time Communication Architecture," *Electronics Letters*, Band 35, Nr. 1, S. 14, Januar 1999 (siehe S. 19, 20).

[32] P. Wolniansky, G. Foschini, G. Golden und R. Valenzuela, „V-BLAST: An Architecture for Realizing very High Data Rates over the Rich-Scattering Wireless Channel," in *URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, Oktober 1998 (siehe S. 19, 20).

[33] H. Q. Ngo, T. Marzetta und E. Larsson, „Analysis of the Pilot Contamination Effect in Very Large Multicell Multiuser MIMO Systems for Physical Channel Models," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Mai 2011, S. 3464–3467 (siehe S. 22).

[34] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta und S. Vishwanath, „Pilot Contamination and Precoding in Multi-Cell TDD Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 10, Nr. 8, S. 2640–2651, August 2011 (siehe S. 22).

[35] A. Schenk und R. F. H. Fischer, „Decision-Feedback Differential Detection in Impulse-Radio Ultra-Wideband Systems," *IEEE Transactions on Communications*, Band 59, Nr. 6, S. 1604–1611, Juni 2011 (siehe S. 22).

[36] A. Schenk, „Coding, Modulation, and Detection in Impulse-Radio Ultra-Wideband Communications," Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Dezember 2012 (siehe S. 22).

[37] G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „On the Influence of the Antenna Pattern in Noncoherent Massive MIMO Systems," in *International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, August 2015, S. 391–395 (siehe S. 24, 37, 38, 41, 52, 53).

[38] G. Yammine, „Noncoherent Detection in Massive MIMO Systems," Dissertation, Universität Ulm, 2021 (siehe S. 25).

[39] K. Zheng, S. Ou und X. Yin, „Massive MIMO Channel Models: A Survey," *International Journal of Antennas and Propagation*, Band 2014, S. 1–10, 2014 (siehe S. 29).

[40] 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 und H. Özcelik, „Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Band 2007, Nr. 1, Februar 2007 (siehe S. 29, 30).

[41] F. Fuschini, H. El-Sallabi, V. Degli-Esposti, L. Vuokko, D. Guiducci und P. Vainikainen, „Analysis of Multipath Propagation in Urban Environment Through Multidimensional Measurements and Advanced Ray Tracing Simulation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 56, Nr. 3, S. 848–857, März 2008 (siehe S. 29, 30).

[42] G. E. Corazza, V. Degli-Esposti, M. Frullone und G. Riva, „A Characterization of Indoor Space and Frequency Diversity by Ray-Tracing Modeling," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 14, Nr. 3, S. 411–419, April 1996 (siehe S. 29, 30).

[43] M. Iskander und Z. Yun, „Propagation Prediction Models for Wireless Communication Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 50, Nr. 3, S. 662–673, März 2002 (siehe S. 29, 30).

[44] A. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer und T. Zwick, „The COST 259 Directional Channel Model-Part I: Overview and Methodology," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 5, Nr. 12, S. 3421–3433, Dezember 2006 (siehe S. 30, 31).

[45] H. Asplund, A. Glazunov, A. Molisch, K. Pedersen und M. Steinbauer, „The COST 259 Directional Channel Model-Part II: Macrocells," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 5, Nr. 12, S. 3434–3450, Dezember 2006 (siehe S. 30, 31).

[46] N. Czink und C. Oestges, „The COST 273 MIMO Channel Model: Three Kinds of Clusters," in *Proc. IEEE 10th Int. Symp. Spread Spectrum Techniques and Applications*, August 2008, S. 282–286 (siehe S. 30, 31).

[47] L. M. Correia, *Mobile Broadband Multimedia Networks: Techniques, Models and Tools for 4G*. Academic Press, 2006 (siehe S. 30, 31).

[48] L. Liu, C. Oestges, J. Poutanen, K. Haneda, P. Vainikainen, F. Quitin, F. Tufvesson und P. D. Doncker, „The COST 2100 MIMO Channel Model," *IEEE Wireless Communications*, Band 19, Nr. 6, S. 92–99, Dezember 2012 (siehe S. 30, 31).

[49] R. Verdone und A. Zanella, Hrsg., *Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications*. Springer London, 2012 (siehe S. 30, 31, 34, 41).

[50] P. Kyösti, J. Meinilä, L. Hentilä, X. Zhao, T. Jämsä, C. Schneider, M. Narandzić, M. Milojević, A. Hong, J. Ylitalo, V.-M. Holappa, M. Alatossava, R. Bultitude, Y. de Jong und T. Rautiainen, „WINNER II Channel Models," Techn. Ber., 2008 (siehe S. 30, 31).

[51] 3GPP TR 36.873, „Study on 3D Channel Model for LTE," Techn. Ber., 2015 (siehe S. 30, 31).

[52] F. Ademaj, M. Taranetz und M. Rupp, „3GPP 3D MIMO Channel Model: a Holistic Implementation Guideline for Open Source Simulation Tools," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Band 2016, Nr. 1, Februar 2016 (siehe S. 30, 31).

[53] S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Borner und L. Thiele, „QuaDRiGa: A 3-D Multi-Cell Channel Model With Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 62, Nr. 6, S. 3242–3256, Juni 2014 (siehe S. 30, 31).

[54] J. Kermoal, L. Schumacher, K. Pedersen, P. Mogensen und F. Frederiksen, „A Stochastic MIMO Radio Channel Model with Experimental Validation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 20, Nr. 6, S. 1211–1226, August 2002 (siehe S. 30).

[55] D.-S. Shiu, G. Foschini, M. Gans und J. Kahn, „Fading Correlation and its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems," *IEEE Transactions on Communications*, Band 48, Nr. 3, S. 502–513, März 2000 (siehe S. 30).

[56] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Ozcelik und E. Bonek, „A Stochastic MIMO Channel Model with Joint Correlation of Both Link Ends," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 5, Nr. 1, S. 90–100, Januar 2006 (siehe S. 30).

[57] A. Saleh und R. Valenzuela, „A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 5, Nr. 2, S. 128–137, Februar 1987 (siehe S. 30, 31).

[58] J. Wallace und M. Jensen, „Modeling the Indoor MIMO Wireless Channel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 50, Nr. 5, S. 591–599, Mai 2002 (siehe S. 30, 31).

[59] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3. Aufl. John Wiley & Sons, 2005 (siehe S. 35, 53, 56, 58).

[60] S. Payami und F. Tufvesson, „Channel Measurements and Analysis for Very Large Array Systems at 2.6 GHz," in *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, März 2012, S. 433–437 (siehe S. 37).

[61] X. Li, S. Zhou, E. Björnson und J. Wang, „Capacity Analysis for Spatially Non-Wide Sense Stationary Uplink Massive MIMO Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 14, Nr. 12, S. 7044–7056, Dezember 2015 (siehe S. 37).

[62] X. Gao, F. Tufvesson und O. Edfors, „Massive MIMO Channels — Measurements and Models," in *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, November 2013, S. 280–284 (siehe S. 38).

[63] X. Gao, J. Flordelis, G. Dahman, F. Tufvesson und O. Edfors, „Massive MIMO Channel Modeling - Extension of the COST 2100 Model," in *Joint NEWCOM/COST Workshop on Wireless Communications (JNCW)*, 2015 (siehe S. 38).

[64] J. Poutanen, F. Tufvesson, K. Haneda, V. M. Kolmonen und P. Vainikainen, „Multi-Link MIMO Channel Modeling Using Geometry-Based Approach," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 60, Nr. 2, S. 587–596, Februar 2012 (siehe S. 38).

[65] K. Haneda, J. Poutanen, F. Tuvfesson, L. Liu, V. M. Kolmonen, P. Vainikainen und C. Oestges, „Development of Multi-Link Geometry-Based Stochastic Channel Models," in *Loughborough Antennas & Propagation Conference*, November 2011, S. 1–7 (siehe S. 38).

[66] S. Bucher, G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „Influence of Channel Parameters on Noncoherent Massive MIMO Systems," in *22nd International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, März 2018 (siehe S. 39, 44, 48, 52).

[67] M. Bense und R. Weigel, „Channel Measurements for the Evaluation of Noncoherent Massive MIMO Systems," in *47th European Microwave Conference (EuMC)*, Oktober 2017 (siehe S. 52).

[68] J. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, 4. Aufl. McGraw-Hill, 2007 (siehe S. 53).

[69] J. Shin und D. Schaubert, „A Parameter Study of Stripline-Fed Vivaldi Notch-Antenna Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 47, Nr. 5, S. 879–886, Mai 1999 (siehe S. 53).

[70] S. Bucher, A. N. Ragab, G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „Antenna Design for Noncoherent Massive MIMO Systems," in *15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, August 2018 (siehe S. 54, 55, 57, 59, 60, 62).

[71] B. Clerckx, C. Craeye, D. Vanhoenacker-Janvier und C. Oestges, „Impact of Antenna Coupling on 2×2 MIMO Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Band 56, Nr. 3, S. 1009–1018, Mai 2007 (siehe S. 56, 58).

[72] T. Svantesson und A. Ranheim, „Mutual Coupling Effects on the Capacity of Multielement Antenna Systems," in *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, Mai 2001, S. 2485–2488 (siehe S. 58).

[73] S. Durrani und M. E. Bialkowski, „Effect of Mutual Coupling on the Interference Rejection Capabilities of Linear and Circular Arrays in CDMA Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 52, Nr. 4, S. 1130–1134, April 2004 (siehe S. 58).

[74] E. Björnson, J. Hoydis, M. Kountouris und M. Debbah, „Massive MIMO Systems With Non-Ideal Hardware: Energy Efficiency, Estimation, and Capacity Limits," *IEEE Transactions on Information Theory*, Band 60, Nr. 11, S. 7112–7139, November 2014 (siehe S. 62).

[75] E. Björnson, M. Matthaiou und M. Debbah, „Massive MIMO with Non-Ideal Arbitrary Arrays: Hardware Scaling Laws and Circuit-Aware Design," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 14, Nr. 8, S. 4353–4368, August 2015 (siehe S. 62, 68, 70, 71).

[76] L. Fan, S. Jin, C. Wen und H. Zhang, „Uplink Achievable Rate for Massive MIMO Systems With Low-Resolution ADC," *IEEE Communications Letters*, Band 19, Nr. 12, S. 2186–2189, Dezember 2015 (siehe S. 62).

[77] Y. Li, C. Tao, G. Seco-Granados, A. Mezghani, A. L. Swindlehurst und L. Liu, „Channel Estimation and Performance Analysis of One-Bit Massive MIMO Systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Band 65, Nr. 15, S. 4075–4089, August 2017 (siehe S. 62).

[78] M. Sarajlic, L. Liu und O. Edfors, „When Are Low Resolution ADCs Energy Efficient in Massive MIMO?" *IEEE Access*, Band 5, S. 14 837–14 853, 2017 (siehe S. 62).

[79] S. Jacobsson, G. Durisi, M. Coldrey, U. Gustavsson und C. Studer, „Throughput Analysis of Massive MIMO Uplink With Low-Resolution ADCs," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 16, Nr. 6, S. 4038–4051, Juni 2017 (siehe S. 62).

[80] S. Bucher, G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „On the Impact of Hardware Impairments in Noncoherent Massive MIMO Systems," in *24th International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, Februar 2020 (siehe S. 63, 66, 70).

[81] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theory of Nonlinear Systems*. Krieger Publishing Company, 2006 (siehe S. 64).

[82] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt und J. Pastalan, „A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Band 54, Nr. 10, S. 3852–3860, Oktober 2006 (siehe S. 64).

[83] Hyunchul Ku und J. S. Kenney, „Behavioral Modeling of Nonlinear RF Power Amplifiers Considering Memory Effects," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 51, Nr. 12, S. 2495–2504, Dezember 2003 (siehe S. 64).

[84] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim und C. R. Giardina, „A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials," *IEEE Transactions on Communications*, Band 52, Nr. 1, S. 159–165, Januar 2004 (siehe S. 64).

[85] T. Schenk, *RF Imperfections in High-rate Wireless Systems*. Springer Netherlands, 2008 (siehe S. 64, 65, 67).

[86] M. Faulkner und T. Mattsson, „Spectral Sensitivity of Power Amplifiers to Quadrature Modulator Misalignment," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Band 41, Nr. 4, S. 516–525, 1992 (siehe S. 65).

[87] D. Petrovic, W. Rave und G. Fettweis, „Effects of Phase Noise on OFDM Systems with and without PLL: Characterization and Compensation," *IEEE Transactions on Communications*, Band 55, Nr. 8, S. 1607–1616, August 2007 (siehe S. 67, 68).

[88] A. Demir, A. Mehrotra und J. Roychowdhury, „Phase Noise in Oscillators: A Unifying Theory and Numerical Methods for Characterization," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Band 47, Nr. 5, S. 655–674, Mai 2000 (siehe S. 67, 68).

[89] A. Pitarokoilis, S. K. Mohammed und E. G. Larsson, „Uplink Performance of Time-Reversal MRC in Massive MIMO Systems Subject to Phase Noise," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 14, Nr. 2, S. 711–723, Februar 2015 (siehe S. 68).

[90] E. Björnson, M. Matthaiou, A. Pitarokoilis und E. G. Larsson, „Distributed Massive MIMO in Cellular Networks: Impact of Imperfect Hardware and Number of Oscillators," in *23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, August 2015 (siehe S. 68).

[91] A. Pitarokoilis, E. Björnson und E. G. Larsson, „Performance of the Massive MIMO Uplink with OFDM and Phase Noise," *IEEE Communications Letters*, Band 20, Nr. 8, S. 1595–1598, August 2016 (siehe S. 68, 71).

[92] A. Mehrotra, „Noise Analysis of Phase-Locked Loops," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Band 49, Nr. 9, S. 1309–1316, September 2002 (siehe S. 68, 69).

[93] S. Bittner, S. Krone und G. P. Fettweis, „Tutorial on Discrete Time Phase Noise Modeling for Phase Locked Loops," 2008 (siehe S. 68, 69).

[94] A. A. Nasir, S. Durrani, H. Mehrpouyan, S. D. Blostein und R. A. Kennedy, „Timing and Carrier Synchronization in Wireless Communication Systems: A Survey and Classification of Research in the Last 5 Years," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Band 2016, Nr. 1, August 2016 (siehe S. 74).

[95] R. H. Walden, „Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 17, Nr. 4, S. 539–550, April 1999 (siehe S. 76).

[96] R. Schreier und G. C. Temes, *Understanding Delta-Sigma Data Converters*. Wiley & Sons, 2005 (siehe S. 76).

[97] N. Liang und W. Zhang, „Mixed-ADC Massive MIMO," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 34, Nr. 4, S. 983–997, April 2016 (siehe S. 77).

[98] J. Zhang, L. Dai, Z. He, S. Jin und X. Li, „Performance Analysis of Mixed-ADC Massive MIMO Systems Over Rician Fading Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 35, Nr. 6, S. 1327–1338, Juni 2017 (siehe S. 77).

[99] S. Bucher, G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „A Noncoherent Massive MIMO System Employing Beamspace Techniques," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Band 68, Nr. 11, S. 11 052–11 063, November 2019 (siehe S. 82, 83, 88, 91, 94).

[100] Y. Zeng, R. Zhang und Z. N. Chen, „Electromagnetic Lens-Focusing Antenna Enabled Massive MIMO: Performance Improvement and Cost Reduction," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Band 32, Nr. 6, S. 1194–1206, Juni 2014 (siehe S. 82).

[101] Y. Zeng und R. Zhang, „Millimeter Wave MIMO With Lens Antenna Array: A New Path Division Multiplexing Paradigm," *IEEE Transactions on Communications*, Band 64, Nr. 4, S. 1557–1571, April 2016 (siehe S. 82).

[102] Y. Zeng, L. Yang und R. Zhang, „Multi-User Millimeter Wave MIMO With Full-Dimensional Lens Antenna Array," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 17, Nr. 4, S. 2800–2814, April 2018 (siehe S. 82).

[103] Y. Zeng und R. Zhang, „Cost-Effective Millimeter-Wave Communications with Lens Antenna Array," *IEEE Wireless Communications*, Band 24, Nr. 4, S. 81–87, August 2017 (siehe S. 82).

[104] T. Kwon, Y. Lim und C. Chae, „Limited Channel Feedback for RF Lens Antenna Based Massive MIMO Systems," in *International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, Februar 2015, S. 6–10 (siehe S. 82).

[105] T. Kwon, Y. G. Lim, B. W. Min und C. B. Chae, „RF Lens-Embedded Massive MIMO Systems: Fabrication Issues and Codebook Design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 64, Nr. 7, S. 2256–2271, Juli 2016 (siehe S. 82, 86).

[106] A. Sayeed und N. Behdad, „Continuous Aperture Phased MIMO: Basic Theory and Applications," in *48th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, September 2010, S. 1196–1203 (siehe S. 82).

[107] J. Brady, N. Behdad und A. M. Sayeed, „Beamspace MIMO for Millimeter-Wave Communications: System Architecture, Modeling, Analysis, and Measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 61, Nr. 7, S. 3814–3827, Juli 2013 (siehe S. 82).

[108] P. V. Amadori und C. Masouros, „Low RF-Complexity Millimeter-Wave Beamspace-MIMO Systems by Beam Selection," *IEEE Transactions on Communications*, Band 63, Nr. 6, S. 2212–2223, Juni 2015 (siehe S. 82).

[109] W. Huang, Y. Huang, Y. Zeng und L. Yang, „Wideband Millimeter Wave Communication With Lens Antenna Array: Joint Beamforming and Antenna Selection With Group Sparse Optimization," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Band 17, Nr. 10, S. 6575–6589, Oktober 2018 (siehe S. 82).

[110] W. Shen, X. Bu, X. Gao, C. Xing und L. Hanzo, „Beamspace Precoding and Beam Selection for Wideband Millimeter-Wave MIMO Relying on Lens Antenna Arrays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Band 67, Nr. 24, S. 6301–6313, Dezember 2019 (siehe S. 82).

[111] G. Yammine, S. Bucher und R. F. H. Fischer, „Noncoherent Detection for an EM-Lens-Enabled Massive MIMO System," in *12th International ITG Conference on Systems, Communication and Coding (SCC)*, Februar 2019 (siehe S. 82).

[112] A. Grau, J. Romeu, S. Blanch, L. Jofre und F. D. Flaviis, „Optimization of Linear Multielement Antennas for Selection Combining by Means of a Butler Matrix in Different MIMO Environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 54, Nr. 11, S. 3251–3264, November 2006 (siehe S. 84).

[113] B. Cetinoneri, Y. A. Atesal und G. M. Rebeiz, „An 8×8 Butler Matrix in 0.13-µm CMOS for 5–6-GHz Multibeam Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 59, Nr. 2, S. 295–301, Februar 2011 (siehe S. 84).

[114] W. Rotman und R. Turner, „Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 11, Nr. 6, S. 623–632, November 1963 (siehe S. 84).

[115] R. Rotman, M. Tur und L. Yaron, „True Time Delay in Phased Arrays," *Proceedings of the IEEE*, Band 104, Nr. 3, S. 504–518, März 2016 (siehe S. 84).

[116] Y. Gao, M. Khaliel, F. Zheng und 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*, Band 66, Nr. 10, S. 9134–9148, Oktober 2017 (siehe S. 84, 90).

[117] J. W. Goodman, *Introduction to Fourier Optics*. McGraw-Hill, 1996 (siehe S. 85, 86).

[118] M. A. Al-Joumayly und N. Behdad, „Wideband Planar Microwave Lenses Using Sub-Wavelength Spatial Phase Shifters," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 59, Nr. 12, S. 4542–4552, Dezember 2011 (siehe S. 87).

[119] M. Jiang, Z. N. Chen, Y. Zhang, W. Hong und X. Xuan, „Metamaterial-Based Thin Planar Lens Antenna for Spatial Beamforming and Multibeam Massive MIMO," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 65, Nr. 2, S. 464–472, Februar 2017 (siehe S. 87).

[120] W. Hong, Z. H. Jiang, C. Yu, J. Zhou, P. Chen, Z. Yu, H. Zhang, B. Yang, X. Pang, M. Jiang, Y. Cheng, M. K. T. Al-Nuaimi, Y. Zhang, J. Chen und S. He, „Multibeam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 65, Nr. 12, S. 6231–6249, Dezember 2017 (siehe S. 87).

[121] S. Li, Z. N. Chen, T. Li, F. H. Lin und X. Yin, „Characterization of Metasurface Lens Antenna for Sub-6 GHz Dual-Polarization Full-Dimension Massive MIMO and Multibeam Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 68, Nr. 3, S. 1366–1377, März 2020 (siehe S. 87).

[122] S. Bucher und C. Waldschmidt, „Advanced Noncoherent Detection in Massive MIMO Systems via Digital Beamspace Preprocessing," *MDPI Telecom*, Band 1, Nr. 3, S. 211–227, November 2020 (siehe S. 106, 111, 115, 116, 118, 119).

[123] H. Krim und M. Viberg, „Two Decades of Array Signal Processing Research: The Parametric Approach," *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 13, Nr. 4, S. 67–94, Juli 1996 (siehe S. 107, 109–111).

[124] B. V. Veen und K. Buckley, „Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering," *IEEE ASSP Magazine*, Band 5, Nr. 2, S. 4–24, April 1988 (siehe S. 107).

[125] D. G. Manolakis, V. K. Ingle und S. M. Kogon, *Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering and Array Processing*. Artech House, 2005 (siehe S. 107).

[126] H. L. van Trees, *Optimum Array Processing*. Wiley-Blackwell, April 2002 (siehe S. 107, 109, 110).

[127] J. Li und P. Stoica, Hrsg., *Robust Adaptive Beamforming*. John Wiley & Sons, Inc., August 2005 (siehe S. 107, 110, 111, 113).

[128] J. Capon, „High-Resolution Frequency-Wavenumber Spectrum Analysis," *Proceedings of the IEEE*, Band 57, Nr. 8, S. 1408–1418, 1969 (siehe S. 110).

[129] R. Schmidt, „Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Band 34, Nr. 3, S. 276–280, März 1986 (siehe S. 111).

[130] R. Roy und T. Kailath, „ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Band 37, Nr. 7, S. 984–995, Juli 1989 (siehe S. 111).

[131] J.-L. Yu und C.-C. Yeh, „Generalized Eigenspace-Based Beamformers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Band 43, Nr. 11, S. 2453–2461, 1995 (siehe S. 111).

Eigene Veröffentlichungen

Teile dieser Dissertation sind bereits in folgenden Fachbeiträgen veröffentlicht.

Veröffentlichungen in Zeitschriften

[1] S. Bucher, G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „A Noncoherent Massive MIMO System Employing Beamspace Techniques," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Band 68, Nr. 11, S. 11 052–11 063, November 2019.

[2] S. Bucher und C. Waldschmidt, „Advanced Noncoherent Detection in Massive MIMO Systems via Digital Beamspace Preprocessing," *MDPI Telecom*, Band 1, Nr. 3, S. 211–227, November 2020.

Veröffentlichungen in Konferenzen

[1] S. Bucher, G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „Influence of Channel Parameters on Noncoherent Massive MIMO Systems," in *22nd International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, März 2018.

[2] S. Bucher, A. N. Ragab, G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „Antenna Design for Noncoherent Massive MIMO Systems," in *15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, August 2018.

[3] G. Yammine, S. Bucher und R. F. H. Fischer, „Noncoherent Detection for an EM-Lens-Enabled Massive MIMO System," in *12th International ITG Conference on Systems, Communication and Coding (SCC)*, Februar 2019.

[4] A. Dürr, D. Schwarz, F. Roos, P. Hügler, S. Bucher, P. Grüner und C. Waldschmidt, „On the Calibration of mm-Wave MIMO Radars Using Sparse Antenna Arrays for DoA Estimation," in *49th European Microwave Conference (EuMC)*, Oktober 2019.

[5] S. Bucher, G. Yammine, R. F. H. Fischer und C. Waldschmidt, „On the Impact of Hardware Impairments in Noncoherent Massive MIMO Systems," in *24th International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, Februar 2020.

Herausgeber:
Prof. Dr.-Ing. Christian Waldschmidt

universität ulm

ISBN: 978-3-948303-27-3 ISBN: 978-3-948303-28-0 (E-Book)