Clemens Michalke

Untersuchungen zu Übertragungsverfahren für Mehrantennen-Mehrträgersysteme ohne Kanalrückkopplung in realen breitbandigen Mobilfunkkanälen

Beiträge aus der Informationstechnik

Mobile Nachrichtenübertragung
Nr. 63

Clemens Michalke

Untersuchungen zu Übertragungsverfahren für Mehrantennen-Mehrträgersysteme ohne Kanalrückkopplung in realen breitbandigen Mobilfunkkanälen

VOGT

Dresden 2013

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

Bibliographic Information published by the Deutsche Bibliothek
The Deutsche Bibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliografie; detailed bibiograpic data is available in the internet at http://dnb.ddb.de.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2013

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation „Untersuchungen zu Übertragungsverfahren für Mehrantennen-Mehrträgersysteme ohne Kanalrückkopplung in realen breitbandigen Mobilfunkkanälen“ von Clemens Michalke überein.

© Jörg Vogt Verlag 2013
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-938860-69-4

Jörg Vogt Verlag
Niederwaldstr. 36
01277 Dresden
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921
Telefax: +49-(0)351-31403918
e-mail: info@vogtverlag.de
Internet : www.vogtverlag.de

Technische Universität Dresden

Untersuchungen zu Übertragungsverfahren für Mehrantennen-Mehrträgersysteme ohne Kanalrückkopplung in realen breitbandigen Mobilfunkkanälen

Clemens Michalke

von der
Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktoringenieurs
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender:	Prof. Dr. rer. nat. habil. Hans Georg Krauthäuser
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Gerhard Fettweis
	Prof. Dr.-Ing. habil. Volker Kühn
weiteres Mitglied:	Prof. Dr.-Ing. Dirk Plettemeier
Tag der Einreichung:	07. 01. 2013
Tag der Verteidigung:	03. 05. 2013

Curriculum Vitae

Herr Clemens Michalke wurde im Jahr 1976 geboren. Er besuchte von 1991 bis 1995 das St. Benno-Gymnasium in Dresden. 1995 schloss er dieses mit der Abiturnote 1,4 ab. Nach einem einjährigen Vorpraktikum zum Jugend- und Heimerzieher im Kinder- und Jugenddorf Marienpflege in Ellwangen begann er 1996 das Studium der Elektrotechnik an der Technischen Universität Dresden. Während des Grundstudiums absolvierte er ein Praktikum bei der SAIA Burgess Electronics GmbH in Dresden. Im Hauptstudium eignete sich Herr Michalke vertieftes Wissen in der Fachrichtung Nachrichtentechnik an. Bereits in dieser Zeit engagierte er sich am Mannesmann Mobilfunk Stiftungslehrstuhl von Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Gerhard Fettweis, wo er 2000 seine Studienarbeit zum Thema "Erzeugung zeitlich und räumlich korrelierter Fadingsignale" schrieb. Vom November 2000 bis Mai 2001 ging Herr Michalke für das Fachpraktikum zur Asahi Kasei Corporation in Atsugi, Japan. Dort arbeitete er im Projekt zur Entwicklung eines integrierten Schaltkreises für die mobile Surround-Sound-Generierung mit und implementierte dafür einen AC-3 (Dolby Digital) Dekoder auf einem digitalen Signalprozessor. Im Jahr 2002 schloss Herr Michalke das Studium an der Technischen Universität Dresden mit der Gesamtnote 1,3 erfolgreich ab. In seiner mit der Note 1,0 bewerteten Diplomarbeit am Vodafone Stiftungslehrstuhl Mobile Nachrichtensysteme befasste er sich mit der "Untersuchung zum Verhalten von Mehrantennensystemen bei Kanalkenntnis am Sender und Empfänger". Ab August 2002 arbeitete Herr Michalke für vier Jahre als wissenschaftlicher Mitarbeiter unter der Leitung von Prof. Fettweis. Er war als Mitglied der Fachgruppe "Algorithmen" an der Erforschung und Entwicklung von Übertragungstechniken für Mehrantennensysteme in breitbandigen Mobilfunksystemen beteiligt. Ein Schwerpunkt lag dabei vor allem auf der effizienten Implementierbarkeit von Empfängerstrukturen. In dieser Zeit erfolgten die wesentlichen Arbeiten für die Dissertation zum Thema "Untersuchungen zu Übertragungsverfahren für Mehrantennen-Mehrträgersysteme ohne Kanalrückkopplung in realen breitbandigen Mobilfunkkanälen". Im Mai 2013 konnte Herr Michalke seine Doktorarbeit erfolgreich verteidigen. Seit 2006 arbeitet er als Entwicklungsingenieur bei der Signalion GmbH in Dresden, welche seit 2012 ein Tochterunternehmen von National Instruments aus Texas, USA ist. Die Firma Signalion ist auf dem Gebiet der Mess- und Prüftechnik für Mobilfunksysteme tätig. Sie bietet Geräte und Dienstleistungen zum Test von Basisstationen, abgesetzten Funkköpfen und ähnlichen Komponenten an. Das Arbeitsgebiet von Herrn Michalke umfasst die Entwicklung von Algorithmen zur Signalverarbeitung, Betreuung und Unterstützung von Kunden und das Projektmanagement.

Abstract

For future mobile radio communication systems with high data rates, the use of antenna arrays, together with large bandwidths, form the determining technologies in accessing the air interface. It has to be considered that the propagation characteristics of the electromagnetic wave changes over frequency, time, and space. The resulting diversity can be used by the appropriate algorithms to improve the transmission quality. Of particular importance for broadband transmission over multi-antenna systems are spatial and frequency diversity. The source and the available degrees of diversity are dependent on the propagation scenario.

Realistic propagation scenarios must be used for assessing the practical applicability of multi-antenna methods and the corresponding receivers. For this thesis, three combinations of mobile radio systems and realistic channel models were selected, which differ in the source and the degrees of diversity. All the considered systems make use of efficient multi-carrier methods.

In the literature, various transmission and reception methods are known for the development of diversity to improve the transmission quality and increase the transfer rate. As part of this thesis the transmission methods *Single Stream*, *Multi Stream*-V-BLAST, and *Multi Stratum* are presented and compared with each other. The procedure of *Mixed Transmission* is introduced as a compromise between reasonable complexity and good performance. The linear detector and algorithms with *successive interference cancelation* (SIC) are chosen as receiver implementations. *Channel state information* (CSI) is not feed back to the transmitter.

Linear receivers offer good performance at low complexity in scenarios with a very high degree of diversity, since the diversity is accessed by the encoding. However, they are not adjusted when degradation occurs in the spatial diversity.

The quality of the interference calculation is crucial to the performance of the SIC receiver. Efficiently incorporating the decoding into the SIC loop proves to be advantageous, albeit complex. If it is possible to access the diversity by encoding, nearly perfect interference suppression can be achieved.

Transmission systems with rate matching allow the adaptation to varying propagation scenarios, particularly in case of degradation in spatial diversity. Determination of the rates influences the performance of the overall system. In reality the selection is often limited by a discrete set.

Multi Stratum approaches exhibit good performance in different diversity scenarios by the additional use of transmit diversity. *Multi Stream*- and *Mixed Transmission* methods with rate matching are dependent on the accessibility of coding gain during interference reduction. Their efficiency increases with the degree of frequency diversity.

Kurzdarstellung

Für zukünftige Mobilfunksysteme mit hohen Datenraten bilden der Einsatz von Antennenfeldern und die Nutzung großer Bandbreiten die bestimmenden Technologien beim Zugriff auf die Luftschnittstelle. Bei der drahtlosen Übertragung verändern sich die Ausbreitungseigenschaften der elektromagnetischen Wellen über Frequenz, Zeit und Raum. Diese Diversität lässt sich durch entsprechende Verfahren zur Verbesserung der Übertragungsqualität nutzen. Vor allem Frequenz- und Raumdiversität sind bei breitbandigen Übertragungen über Mehrantennensysteme von Bedeutung. Die Quelle und der verfügbare Grad der Diversität sind vom Ausbreitungsszenario abhängig.

Für die Beurteilung der praktischen Umsetzbarkeit von Mehrantennenverfahren und entsprechenden Empfängern müssen realistische Ausbreitungsszenarien herangezogen werden. Für die vorliegende Arbeit wurden drei Kombinationen aus Mobilfunkstandard und realistischem Kanalmodell ausgewählt, die sich in Quelle und Grad der Diversität unterscheiden. Alle betrachteten Mobilfunksysteme setzen für breitbandige Übertragungen effiziente Mehrträgerverfahren ein.

Für die Erschließung der Diversität zur Verbesserung der Übertragung und Erhöhung der Übertragungsrate existieren in der Literatur verschiedene Sende- und Empfangsverfahren. In dieser Arbeit werden die Sendeverfahren *Single Stream*, *Multi Stream*-V-BLAST und *Multi Stratum* vorgestellt und miteinander verglichen. Das *Mixed Transmission*-Verfahren wird als Kompromiss aus vertretbarer Komplexität und guter Leistungsfähigkeit eingeführt. Als Empfänger kommen der lineare Detektor und Verfahren mit sukzessiver Interferenzunterdrückung (SIC) zum Einsatz. Informationen über Art und Güte des Übertragungskanals (CSI) stehen am Sender nicht zur Verfügung.

Lineare Empfänger bieten in Szenarien mit sehr hohem Diversitätsgrad eine gute Leistungsfähigkeit bei geringer Komplexität, da die Diversität über die Kodierung erschlossen wird. Auf eine Degradation der räumlichen Diversität sind sie jedoch nicht angepasst.

Für die Leistungsfähigkeit der SIC-Empfänger ist die Güte der Interferenzberechnung entscheidend. Als vorteilhaft, wenn auch komplex, zeigt sich die effektive Einbindung der Dekodierung in die SIC-Schleife. Kann Diversität über den Kodegewinn realisiert werden, wird annähernd vollständige Interferenzunterdrückung erreicht.

Die Sendeverfahren mit Ratenanpassung erlauben eine Einstellung auf verschiedene Übertragungsszenarien, vor allem bei Degradation der räumlichen Diversität. Die Bestimmung der Raten hat Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems. In realen Systemen ist die Auswahl häufig durch ein diskretes Set beschränkt.

Die *Multi Stratum*-Verfahren bieten durch die zusätzliche Ausnutzung der Sendediversität eine gute Leistungsfähigkeit in verschiedenen Diversitätsszenarien. *Multi Stream*- und *Mixed Transmission*-Verfahren sind vom Kodegewinn während der Interferenzreduktion abhängig. Ihre Leistungsfähigkeit steigt mit dem Grad der Frequenzdiversität.

Vorwort

> Wir wissen, wie sich das Licht bricht, aber das Licht bleibt ein Wunder.
> Wir wissen, wie die Pflanze wächst, aber die Pflanze bleibt ein Wunder.
> So ergeht es uns mit allen Dingen auf dieser Welt:
> Wir besitzen viele Kenntnisse, doch die Schöpfung bleibt ein Wunder.
>
> *(Albert Schweitzer)*

Ich danke Gott für Seine Führung und Seinen Beistand auf meinem bisherigen Lebensweg, der nicht immer geradeaus und eben, aber immer vorwärts gerichtet war.

Die vorliegende Arbeit ist das Ergebnis meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Vodafone-Lehrstuhl für mobile Nachrichtensysteme der Technischen Universität Dresden. Ich danke ganz herzlich Professor Gerhard Fettweis für seine Betreuung während dieser Zeit, für seine hilfreiche Unterstützung und für seine kritischen Fragen. Ich möchte ihm auch ganz herzlich für seine Bereitschaft danken, die Arbeit auch nach einer längeren Pause als Doktorvater zu betreuen.

Ich möchte mich auch herzlich bei Professor Volker Kühn bedanken, der bereit war, diese Arbeit zu begutachten.

Mein Dank gilt auch Dr. Thorsten Dräger und Dr. Tim Hentschel und allen Mitarbeitern und Freunden bei Signalion. Durch ihre Bereitschaft, mir eine Auszeit zu gewähren, haben sie die Fertigstellung dieser Arbeit erst ermöglicht. Ich danke der Firma Signalion auch für die interessanten Aufgaben während der vergangenen sechs Jahre, die auch dazu beigetragen haben, dass die Vollendung der Arbeit so lange gedauert hat. ;-)

Eine besondere Erwähnung verdient auch Dr. Matthias Henker. Er hat es über die ganzen Jahre unserer Zusammenarbeit nicht aufgegeben, mich immer wieder nach meiner Doktorarbeit zu fragen, mich zum Fertigstellen zu drängen und die entscheidenden Weichen zu stellen.

Meinem Mitstreiter am Lehrstuhl und guten Freund Dr. Ernesto Zimmermann danke ich sehr für die gute Arbeitsatmosphäre, die hervorragende Zusammenarbeit, die interessanten Diskussionen und seine guten Hinweise beim Korrigieren der Arbeit.

Von den Mitarbeitern am Vodafone-Lehrstuhl möchte ich noch Dr. Wolfgang Rave hervorheben, der mir als Gruppenleiter wertvolle Unterstützung und Anregungen gegeben hat und der ebenfalls bereit war, die Arbeit Korrektur zu lesen. Außerdem danke ich auch Dr. Marcus Bronzel, Dr. Matthias Stege, Dr. Ralf Irmer, Dr. Denis Petrovic, Dr. Peter Zillmann, Dr. Marcus Windisch, Dr. Thomas Deckert, Dr. René Habendorf, Dr. Peter Rost und Dr. Steffen Bittner, deren Freundschaft ich sehr schätze.

Meiner Familie, besonders meinen Eltern, gilt mein besonderer Dank. Durch ihre Erziehung, ihr Vertrauen, Vorbild, moralische Unterstützung und Rückhalt in allen Lebenssituationen haben sie ganz besonderen Anteil an meinem Leben.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung **1**

1.1. Motivation und Schwerpunkte 1
1.2. Gliederung der Arbeit 3
1.3. Nomenklatur 4

2. Übertragungstechniken und Systemmodellierung **7**

2.1. Mobilfunkübertragung 7
2.1.1. Ableitung des Signalmodells 7
2.1.2. Detektion am Empfänger 9
2.1.3. Modulation und Kodierung 10
2.2. Eigenschaften von Mobilfunksystemen 12
2.2.1. Mehrträgerverfahren 12
2.2.2. Kohärenzparameter und Diversität 16
2.3. Antennenfelder zur Ausnutzung der räumlichen Dimension 19
2.3.1. Kanalbeschreibung bei Mehrantennensystemen 19
2.3.2. Kanalkapazität 20
2.3.3. Lineare Signalverarbeitung an Sender und Empfänger 22
2.3.4. Methoden zur Diversitätsausnutzung bei Mehrantennensystemen . 26
2.3.5. Datenratenerhöhung durch räumliche Multiplexverfahren 29

3. Systematik der untersuchten MIMO-Systeme **31**

3.1. Mobilfunkkanäle 31
3.1.1. Eigenschaften der Wellenausbreitung und ihre mathematische Abbildung 32
3.1.2. Modelle für zeitabhängige Mehrwegekanäle 35
3.1.3. Erweiterung der Kanalmodelle um die räumliche Dimension . . . 37
3.1.4. Raum-Zeit-Kanalmodelle 40
3.1.5. Eigenschaften breitbandiger Mehrantennenkanäle 42
3.2. Mobilfunksysteme 44
3.2.1. Die 802.11-Familie der Computernetzwerke 44
3.2.2. Zellulare Telekommunikationssysteme 45
3.2.3. Simulationsszenarien und -parameter 45
3.3. Sendeseitige Signalverarbeitung 48
3.3.1. Systeme mit einem Datenstrom 48
3.3.2. Systeme mit mehreren Datenströmen 49

4. Empfängerarchitekturen und Leistungsfähigkeit 59
4.1. Optimale und lineare Detektion . . . 59
4.1.1. Empfängermodell . . . 59
4.1.2. ZF- und MMSE-Kriterium . . . 60
4.1.3. Linearer V-BLAST- und *Single Stream*-Empfänger . . . 62
4.2. Detektion mit sukzessiver Interferenzreduktion . . . 64
4.2.1. Sortierte QR-Zerlegung . . . 64
4.2.2. Systematik der Informationsrückkopplung . . . 67
4.2.3. Globale Sortierung . . . 80
4.2.4. Schlussfolgerungen zur Übertragung mit dem *Single Stream*- und dem *Multi Stream*-Verfahren . . . 83
4.3. Datenratenanpassung im V-BLAST-System . . . 84
4.3.1. Kapazitätsanalyse . . . 84
4.3.2. Ableitung der Datenraten . . . 86
4.3.3. Analyse für mittleren Diversitätsgrad . . . 88
4.3.4. Szenario mit großer Diversität . . . 90
4.3.5. Ratenanpassung bei geringer räumlicher Diversität . . . 91
4.3.6. Schlussfolgerungen zur Ratenanpassung bei *Multi Stream*-Verfahren 94
4.4. Leistungsfähigkeit des *Mixed Transmission*-Ansatzes . . . 94
4.4.1. Vollständige Interferenzunterdrückung . . . 94
4.4.2. *Mixed transmission*-Übertragungssystem . . . 96
4.4.3. Szenario mit räumlicher Diversität . . . 98
4.4.4. Analyse bei hohem Diversitätsgrad . . . 99
4.4.5. Leistungsfähigkeit bei Diversitätsdegradation . . . 100
4.4.6. Schlussfolgerungen zur *Mixed Transmission*-Übertragung . . . 102
4.5. Detektion von *Multi Stratum*-Übertragungen . . . 103
4.5.1. Empfang bei STBC-Übertragung . . . 103
4.5.2. *Multi Stratum*-Empfänger . . . 104
4.5.3. Kapazitätsanalyse und Ratenanpassung . . . 106
4.5.4. Schrittweise Interferenzreduktion . . . 110
4.5.5. Schlussfolgerungen zu *Multi Stratum*-Systemen . . . 119
4.5.6. Abschaltung von Strata . . . 120
4.5.7. Schlussfolgerungen zu Strata-Abschaltung . . . 125

5. Vergleich zwischen den Übertragungsverfahren 127
5.1. Leistungsfähigkeit bei räumlicher Diversität . . . 128
5.2. Ergebnisse für Systeme mit Frequenzdiversität . . . 130
5.3. Systeme mit korrelierten Antennen . . . 131

6. Zusammenfassung und Ausblick 135

A. Anhang 139
A.1. Mathematische Ableitungen . . . 139
A.1.1. Umformung der Determinante . . . 139

A.2. Ableitungen zur Raum-Zeit-Kodierung 140
A.2.1. Transformationsmatrizen für die Raum-Zeit-Kodierung 140
A.2.2. Ableitung des linearen Empfängers für die Raum-Zeit-Kodierung . 141
A.3. Herleitungen für *Multi Stratum*-Verfahren 143
A.3.1. Generierung der MSSTC-Matrizen 143
A.3.2. Generierung der MSPC-Matrizen 145
A.4. Kanaldefinitionen 146
A.4.1. Kanalparameter für den B-Kanal aus der IEEE 802.11 TGn Standardisierung 146
A.4.2. Spezifikationen des E-Kanals aus der IEEE 802.11 TGn Standardisierung 147
A.4.3. Der C1-Kanal aus dem WINNER-Projekt 148

B. Abkürzungen **149**

C. Formeln und Fachbegriffe **153**

Abbildungsverzeichnis

2.1. Schematische Darstellung der Übertragungsstrecke eines MIMO-OFDM-Systems . . . 11
2.2. Schematische Darstellung der wichtigen Signalverarbeitungsmodule für die OFDM-Übertragung . . . 13
2.3. Veranschaulichung der Abhängigkeit zwischen Antennenkorrelation, Konditionszahl, Diversität und Kanalkapazität . . . 21
2.4. Allgemeines Modell der Sendesignalverarbeitung in einem MIMO-System 23
2.5. Signalverarbeitungskette für die Raum-Zeit-Kodierung am Sender . . . 27

3.1. Darstellung des Mehrwegekanals als *Tap-Delay-Line*-Modell . . . 35
3.2. Einfall einer ebenen Welle auf ein lineares Antennenfeld . . . 38
3.3. Diversitätsgrade verschiedener System-Kanal-Kombinationen . . . 47
3.4. Struktur des Senders für das *Single Stream*-MIMO-Verfahren . . . 48
3.5. Anordnung der Datenströme über Raum und Zeit bei D- und V-BLAST 49
3.6. Senderstruktur des V-BLAST-MIMO-Verfahrens . . . 50
3.7. Struktur des Senders für das *Mixed Transmission*-MIMO-Verfahren . . . 52
3.8. Aufbau des Senders für das MSSTC-MIMO-Verfahren . . . 53
3.9. Signalverarbeitungsblöcke am Sender für das MSPC-MIMO-Verfahren . . 57

4.1. Schematische Darstellung des linearen Empfängers für ein MIMO-OFDM-System . . . 62
4.2. ML- und lineare Detektion für *Single Stream* und V-BLAST bei mittlerem und hohem Diversitätsgrad . . . 63
4.3. Darstellung der Interferenzrückkopplung mit hart entschiedenen Modulationssymbolen (*Hard*-SIC) . . . 68
4.4. Signalverarbeitungsschema zur Rückkopplung des *Softsymbols* und des entsprechenden Schätzfehlers (*Soft*-SIC) . . . 70
4.5. Einfluss von Sortierung und Art der Interferenzreduktion auf die Leistungsfähigkeit des SIC-Empfängers bei mittlerem Diversitätsgrad . . . 71
4.6. Darstellung der Interferenzrückkopplung von *Softsymbolen* unter Einbeziehung des Dekoders zur Ausnutzung des Kodegewinns (*Soft*-SIC w/ coding) . . . 73
4.7. Veranschaulichung der Sortierreihenfolge der Datenströme eines *Multi Stream*-Systems . . . 74
4.8. Bitfehlerraten von Interferenzreduktionsmethoden mit integrierter Dekodierung bei mittlerem Diversitätsgrad . . . 76

4.9. Leistungsfähigkeit von Empfängerarchitekturen mit Interferenzreduktion bei hohem Diversitätsgrad 77
4.10. Vergleich der Bitfehlerraten verschiedener SIC-Empfangsmethoden bei niedrigem Diversitätsgrad 79
4.11. Bitfehlerraten von SIC-Empfängern mit unterschiedlichen Sortierungen bei mittlerem Diversitätsgrad 81
4.12. Leistungsfähigkeit von verschiedenen Sortieransätzen für SIC-Empfänger bei hohem und niedrigem Diversitätsgrad 82
4.13. *Outage*-Kapazitäten des V-BLAST-Systems mit SQRD- und QRD-SIC-Verfahren bei mittlerem Diversitätsgrad 85
4.14. *Outage*-Kapazitäten des SQRD- und QRD-SIC-Empfängers für die V-BLAST-Übertragung bei hohem und niedrigem Diversitätsgrad 87
4.15. Bitfehlerraten von V-BLAST-Systemen mit und ohne Ratenanpassung bei mittlerem Diversitätsgrad 89
4.16. Vergleich der Leistungsfähigkeit zwischen V-BLAST-Systemen mit und ohne Ratenanpassung bei hohem Diversitätsgrad 90
4.17. Bitfehlerraten von V-BLAST-Systemen mit und ohne Ratenanpassung bei niedrigem Diversitätsgrad 92
4.18. Vergleich der Leistungsfähigkeit des V-BLAST-Systems bei niedrigem Diversitätsgrad mit optimierter Ratenanpassung 93
4.19. Bitfehlerrate für das *Single Stream*-Verfahren mit *Genie*-SIC bei mittlerem und hohem Diversitätsgrad 95
4.20. Vergleich der Bitfehlerraten zwischen *Single Stream*- und *Mixed Transmission*-Verfahren bei mittlerem Diversitätsgrad 98
4.21. Bitfehlerraten des *Single Stream*- und des *Mixed Transmission*-Verfahrens bei hohem Diversitätsgrad 100
4.22. Bitfehlerraten des *Mixed Transmission*-Verfahrens mit unterschiedlicher Ratenanpassung bei niedrigem Diversitätsgrad 101
4.23. Bitfehlerraten des linearen Empfängers für MSSTC- und MSPC-Übertragung bei mittlerem Diversitätgrad 105
4.24. *Outage*-Kapazitäten bei MSPC- und MSSTC-Übertragung mit vier bzw. drei Strömen bei mittlerem Diversitätsgrad 106
4.25. *Outage*-Kapazitäten bei MSSTC-/MSPC-Übertragung mit vier/drei Strömen bei hohem Diversitätsgrad 108
4.26. *Outage*-Kapazitäten der drei bzw. vier Datenströme einer MSSTC- bzw. MSPC-Übertragung bei niedrigem Diversitätsgrad 109
4.27. Schematische Darstellung der Interferenzrückkopplung im SIC-Empfänger für die *Multi Stratum*-Übertragung 111
4.28. Unterscheidung von *Intra Stratum*- und *Inter Stratum*-Interferenzrückkopplung 112
4.29. Leistungsfähigkeit verschiedener SIC-Verfahren für MSSTC- und MSPC-Übertragungen bei mittlerem Diversitätsgrad 113
4.30. Bitfehlerraten für MSSTC- und MSPC-SIC-Empfänger bei hohem Diversitätsgrad 115

4.31. Vergleich der Bitfehlerrate verschiedener SIC-Empfänger für das MSSTC- bzw. MSPC-Verfahren und niedrigem Diversitätsgrad 117
4.32. Bitfehlerraten für die MSSTC-SIC-Verfahren mit optimierter Ratenanpassung im Szenario mit niedrigem Diversitätsgrad 119
4.33. Vergleich der Bitfehlerraten von MSSTC- bzw. MSPC-Übertragung mit drei und vier Datenströmen bei mittlerem Diversitätsgrad 121
4.34. Bitfehlerraten bei Übertragung von drei und vier Strömen mit MSSTC- bzw. MSPC-Verfahren bei niedrigem Diversitätsgrad 124

5.1. Paketfehlerraten aller Sendesysteme mit dem jeweils besten Empfänger für mittleren Diversitätsgrad 128
5.2. Paketfehlerraten für die leistungsfähigsten Empfangsalgorithmen aller beschriebenen Sendeverfahren bei hohem Diversitätsgrad 130
5.3. Paketfehlerraten für alle vorgestellten Sendemethoden mit dem jeweils besten Empfangsalgorithmus bei wenig verfügbarer Diversität 132

Tabellenverzeichnis

3.1. Zusammenfassung der Simulationsparameter 46
3.2. Parameter für die Faltungskodierung mit verschiedenen Koderaten 47

4.1. MCS für die Datenströme des V-BLAST-Systems mit Ratenanpassung . 86
4.2. MCS der beiden Datenströme des *Mixed transmission*-Sendeverfahrens . 97
4.3. MCS der MSSTC- und MSPC-Datenströme für eine spektrale Effizienz von etwa $10^2/_3$ Bit pro Kanalbenutzung 107
4.4. MCS der Datenströme des MSSTC- und MSPC-Systems bei einer spektralen Effizienz von etwa $5^1/_3$ Bit pro Kanalbenutzung 110
4.5. MCS des MSSTC- und MSPC-Systems mit drei Datenströmen und einer spektralen Effizienz von etwa $10^2/_3$ Bit pro Kanalbenutzung 120
4.6. MCS bei drei Datenströmen im MSSTC- und MSPC-System für eine spektrale Effizienz von etwa $5^1/_3$ Bit pro Kanalbenutzung 123

5.1. Systemparameter für die Analyse der Paketfehlerraten 127

A.1. Pfad-Winkelprofil für das *11n B*-Kanalmodell 146
A.2. Pfad-Winkelprofil des *11n E*-Kanals 148
A.3. Pfad-Winkelprofil für den *WINNER C1*-Kanal 148

Kapitel 1.

Einleitung

1.1. Motivation und Schwerpunkte

Unsere heutige Gesellschaft wird vor allem durch zwei Prinzipien geprägt, durch die Mobilität des Individuums und die Kommunikation. Dabei zählen nicht nur die klassischen Sprachverbindungen zwischen zwei Menschen zur Welt der Kommunikation. Die in digitaler Form bereitstehende Informationen im Internet übersteigt schon seit geraumer Zeit das Wissen jeglichen menschlichen Individuums und schickt sich an, klassische Wissensspeicher in Buchform nicht nur nach der Anzahl, sondern auch der Qualität zu überrunden [Gil05]. Die englischsprachige Ausgabe der freien Internetenzyklopädie Wikipedia umfasst mit Stand vom Mai 2012 über 3,9 Mio. Artikel, während die Druckausgabe der renommierten Encyclopedia Britannica lediglich 75.000 Artikel aufweist. Bei deutschen Lexika verhält es sich ebenso: unter Wikipedia.de sind mehr als 1,4 Mio. Artikel abrufbar, während der 30-bändige Brockhaus nur 300.000 Stichwörter auflistet. Hinzu kommen über das Internet verbreitete Nachrichten jedweder Art, Videos, Musik und vieles mehr. Seit Beginn des neuen Jahrtausends verfügen immer mehr Haushalte über breitbandige Internetanschlüsse, über die diese Informationen unkompliziert und schnell abgerufen werden können. Mit der Entwicklung internetfähiger Mobilkommunikationsgeräte entstand der Wunsch, überall und zu jeder Zeit entsprechende Informationen empfangen zu können. Die Frage nach dem, Wie das geschieht, rückt dabei für den Endbenutzer zunehmend in den Hintergrund. Im Gegenteil wird von Mobilfunksystemen verlangt, dass das „Interneterlebnis“ aus der drahtgebundenen Kommunikation auch bei der mobilen drahtlosen Kommunikation immer und an jedem Ort problemlos erfahrbar wird. Dies erfordert die Entwicklung von mobilen Übertragungsverfahren, die zuverlässig hohe Datenraten bereitstellen können.

Für Mobilfunksysteme entwickeln sich in letzter Zeit zwei wichtige Ansätze, wie dem Bedarf nach hohen Übertragungsraten begegnet werden kann: der Einsatz von Antennenfeldern, sogenannten *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO)-Systemen, und die Nutzung großer Frequenzbandbreiten. Das Senden und Empfangen mit mehreren Antennen bietet die Möglichkeit, die räumliche Dimension des Mobilfunkkanals zu nutzen. Die Dimensionalität wird als räumlicher Diversitätsgrad bezeichnet und hängt von der Selektivität des Raumes ab. Unter günstigen Bedingungen ist die gleichzeitige Übertragung mehrerer Signale, auch räumliches Multiplexing genannt, möglich. Durch eine Vorverarbeitung der Signale am Sender kann auf die Übertragungseigenschaften des Gesamtsys-

tems Einfluss genommen werden.

In dieser Arbeit werden vier verschiedene Sendeverfahren für MIMO-Systeme betrachtet, die unterschiedliche Komplexität aufweisen. Das einfachste Verfahren ist der *Single Stream*-Ansatz. Es wird auf Basis des BICM[1]-Konzeptes nur ein Datenstrom übertragen, dessen Symbole auf alle Sendeantennen verteilt werden. Der *Multi Stream* V-BLAST[2] und die *Multi Stratum*-Verfahren senden mehrere Datenströme, die unabhängig voneinander kodiert und moduliert werden. Letztere verwenden zusätzlich noch eine Raum-Zeit-Kodierung am Sender und bilden damit die komplexesten Kandidaten. In [MF06] wurde mit dem *Mixed Transmission*-Ansatz ein Sendesystem vorgeschlagen, welches einen Kompromiss zwischen Komplexität und Leistungsfähigkeit darstellt.

Die Sendesignale überlagern sich an den Empfangsantennen, da der Kanal im Allgemeinen nicht orthogonal ist. Deshalb müssen am Empfänger entsprechende Algorithmen angewendet werden, die die Wiedergewinnung der Sendesignale erreichen. In bisherigen Untersuchungen konnte der Vorteil der Empfangsverfahren mit schrittweiser Interferenzunterdrückung (*Successive Interference Cancelation* (SIC)) gegenüber linearen Empfängern gezeigt werden [WFGV98, WTS01, WRKK02, SF03]. Die Wahl der Bearbeitungsreihenfolge und der Art der Interferenzreduktion bedingen unterschiedliche Komplexität und Leistungsfähigkeit, die in dieser Arbeit für die oben beschriebenen Sendeverfahren analysiert werden sollen. Außerdem wird gezeigt, dass unter der Voraussetzung hohen Diversitätsgrades der simple Ansatz des linearen Empfängers ebenfalls eine gute Leistungsfähigkeit aufweist.

Klassischerweise werden MIMO-Verfahren in frequenzflachen Kanälen untersucht. Diese Eigenschaft ist bei Einsatz in breitbandigen Mobilfunksystemen nicht gegeben. Durch die hohe Symbolrate kommt es zu gegenseitiger Beeinflussung von zeitlich aufeinanderfolgenden Sendesymbolen (*Inter Symbol Interference* (ISI)). Diesem Effekt kann durch Entzerrung begegnet werden [Wüb05]. Für aktuelle Mobilfunksysteme ist der Einsatz des *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM)-Verfahrens gebräuchlicher, bei dem mit Hilfe der *Fast Fourier Transformation* (FFT) die Signalverarbeitung in den Frequenzbereich transformiert wird. Der frequenzselektive Kanal wird dadurch in eine Vielzahl paralleler flacher Unterkanäle aufgeteilt und die herkömmlichen MIMO-Detektionsverfahren können auf jedem Unterträger angewendet werden.

Die Untersuchungen zur Leistungsfähigkeit von MIMO-Systemen finden häufig unter theoretischen Bedingungen statt. Dazu gehören die Annahmen von unkorrelierten Sende- und Empfangsantennen, perfekter Kanalkenntnis bereits beim Senden, Beschränkung auf den Raum als alleinige Diversitätsquelle und die Betrachtung von unkodierter Übertragung. Der Übertragungskanal ist jedoch aufgrund von Antennenkorrelationen nicht immer für das parallele Senden geeignet. Der Empfänger kann in diesem Fall die gesendeten Signale nicht mehr trennen und wiederherstellen. In dieser Arbeit sollen deshalb realistische Szenarien der Mobilfunkübertragung betrachtet und Ansätze aufgezeigt werden, wie mit der Degradation der Raumdiversität umgegangen werden kann. Die drei in dieser Arbeit behandelten Fälle verfügen über unterschiedliche Grade an Diversität, die aus der

[1] *Bit Interleaved Coded Modulation* (BICM), siehe Abschnitt 2.1.3
[2] *Bell laboratories LAyered Space Time* (BLAST), siehe Abschnitt 3.3.2

räumlichen und der Frequenzdimension des Übertragungskanals entsteht. Die räumliche Diversität wird durch die MIMO-Verfahren realisiert und die Frequenzdiversität wird durch die Kodierung über alle Unterträger erschlossen. Über die Kodierung besteht eine Kopplung zwischen den Modulationssymbolen auf den Unterträgern, die beim Einsatz interferenzreduzierender MIMO-Detektionsverfahren beachtet werden muss. Aus diesen Gründen findet der Vergleich der Leistungsfähigkeit der MIMO-OFDM-Verfahren ausschließlich für Übertragungen mit Kodierung statt.

Hohe Übertragungsraten werden vor allem in der Abwärtstrecke eines Mobilfunksystems, also von der Basis- zur Mobilstation, dem sogenannten *Downlink* (DL) benötigt. Der Aufwand für die Empfangsalgorithmen muss deshalb so gering wie möglich gehalten werden, da die Leistung der Mobilstation begrenzt ist. In dieser Arbeit wird deshalb nicht nur nach dem MIMO-System gesucht, welches die Sendesignale am sichersten überträgt, sondern auch nach dem System mit möglichst geringem Aufwand unter der Akzeptanz von Einbußen bei der Leistungsfähigkeit. Deshalb werden im Rahmen dieser Arbeit nur Systeme analysiert, die ohne iterativen Informationsaustausch zwischen Dekoder und Detektor arbeiten. Außerdem benötigen die hier betrachteten Übertragungsverfahren keine Kanalkenntnis (*Channel State Information* (CSI)) am Sender, da diese Information nur mit einigem Aufwand zur Verfügung gestellt werden kann. Diese als *open loop* bezeichneten MIMO-Systeme besitzen keine Rückkopplung des Kanalzustandes vom Empfänger zum Sender.

1.2. Gliederung der Arbeit

Kapitel 2 beschreibt die Grundlagen von Mobilfunksystemen, insbesondere die Prinzipien, welche für MIMO-OFDM-Systeme entscheidend sind. Gleichzeitig wird das Systemmodell definiert und mathematische Ableitungen für Parameter entwickelt, auf deren Basis die untersuchten Szenarien klassifiziert werden können.

Im Kapitel 3 werden aktuelle Mobilfunksysteme vorgestellt, die sich derzeit in Standardisierung oder Aufbau befinden und in dieser Arbeit verwendet werden. Im zweiten Teil dieses Kapitels wird auf die Ableitung von Modellen für breitbandige Mobilfunkkanäle eingegangen und die für die Arbeit benutzten realistischen Szenarien definiert. Die Beschreibung der sendeseitigen Übertragungsverfahren bildet den Abschluss des Systematik-Kapitels.

Die Beschreibung der untersuchten Empfängeralgorithmen und der Vergleich ihrer Leistungsfähigkeit ist Gegenstand des 4. Kapitels. Dabei wird speziell auf die Variationsmöglichkeiten für Empfänger mit sukzessiver Interferenzreduktion eingegangen. Die Analyse der Kapazitäten der einzelnen Datenströme in den untersuchten Übertragungsverfahren ist ebenfalls Bestandteil dieses Kapitels.

Ein zusammenfassender Vergleich aller vorgestellten Übertragungsmethoden und der effektivsten Empfangsalgorithmen für die drei betrachteten Szenarien auf Basis der erreichbaren Paketfehlerrate ist in Kapitel 5 zu finden. Dort werden auch noch einmal die Vor- und Nachteile der Algorithmen in Szenarien mit unterschiedlichen Diversitätsgraden aufgeführt.

Die Zusammenfassung der Arbeit und darauf aufbauende, noch offene Aufgabenstellungen sind in Kapitel 6 beschrieben.

1.3. Nomenklatur

An dieser Stelle sollen die wichtigsten Definitionen, Bezeichnungen und mathematischen Symbole, die in dieser Arbeit verwendet werden, kurz erklärt werden. Weitere Angaben finden sich im Anhang C.

- Kursiv gesetzte Kleinbuchstaben a geben skalare Variablen an, während kursive Großbuchstaben A Konstanten bezeichnen. a^* ist das konjugiert komplexe Element zu a, dessen Realteil mit $\Re\{a\}$ und der Imaginärteil mit $\Im\{a\}$ identifiziert werden kann.

- Fett gedruckte Großbuchstaben $\mathbf{A}$ stehen für Matrizen. Vektoren werden mit fett gedruckten Kleinbuchstaben $\mathbf{a}$ dargestellt, wobei letztere im Allgemeinen als Spaltenvektoren definiert sind. Für die Angabe des j-ten Spalten- oder des i-ten Zeilenvektors einer Matrix wird die Matlabnotation $\mathbf{a}_{:,j}$ bzw. $\mathbf{a}_{i,:}$ verwendet und $\mathbf{a}_{i,j}$ gibt das Element der Matrix $\mathbf{A}$ in Zeile i und Spalte j an. Die Auswahl mehrerer Spalten oder Zeilen einer Matrix erfolgt durch $\mathbf{A}_{:,m_1:m_2}$ bzw. $\mathbf{A}_{n_1:n_2,:}$. Spezielle Matrizen sind $\mathbf{1}_{n,m}$, deren n Zeilen und m Spalten nur Einsen enthält, $\mathbf{0}_{n,m}$, die entsprechende Nullmatrix und $\mathbf{I}_n$ die Einheitsmatrix der Dimension $n \times n$.

- Die konjugiert komplexe Matrix $\mathbf{A}^*$ besteht aus den konjugiert komplexen Matrixelementen von $\mathbf{A}$. Die Inverse einer quadratischen Matrix wird mit $\mathbf{A}^{-1}$ bezeichnet und die allgemeinere Moore-Penrose-Pseudoinverse mit $\mathbf{A}^+$. Die Transponierte einer Matrix ist durch $\mathbf{A}^T$ definiert, die Transjugierte durch $\mathbf{A}^H = \left(\mathbf{A}^T\right)^*$.

- Mit $\mathrm{diag}\,(\mathbf{A})$ wird der Vektor der Diagonalelemente der quadratischen Matrix $\mathbf{A}$ extrahiert, während $\mathrm{diag}\,(\mathbf{a})$ eine quadratische Diagonalmatrix aus den Elementen des Vektors $\mathbf{a}$ bildet. Die Berechnung von $\mathrm{diag}\,(\mathrm{diag}\,(\mathbf{a}))$ ergibt wieder den Vektor $\mathbf{a}$ und $\mathrm{diag}\,(\mathrm{diag}\,(\mathbf{A}))$ führt zur Nullung aller Nebendiaginalelemente der Matrix $\mathbf{A}$. Die Spur (engl. *Trace*) $\mathrm{tr}\,(\mathbf{A})$ ist die Summe der Diagonalelemente der Matrix $\mathbf{A}$.

- Die Frobeniusnorm der Matrix $\mathbf{A}$ ist durch $\|\mathbf{A}\| = \sqrt{\mathrm{tr}\,(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)}$ gegeben. Die Euklidische Norm eines Vektors, auch l_2-Norm oder Länge des Vektors, wird mit $\|\mathbf{a}\| = \sqrt{\mathbf{a}^H\mathbf{a}} = \sqrt{\mathrm{tr}\,(\mathbf{a}\mathbf{a}^H)}$ berechnet.

- Vektoren und Matrizen, die MIMO-Signale oder -Kanalkoeffizienten mehrerer Zeitpunkte bzw. OFDM-Unterträger enthalten, werden zur besseren Unterscheidbarkeit durch ein Dach gekennzeichnet ($\hat{\mathbf{a}}$). Die Dimension in welcher die Vektoren oder Matrizen gestackt sind, wird durch ein hochgestelltes (t) bzw. (f) angegeben.

- Die zu detektierenden Symbole werden mit einer Tilde ($\tilde{a}$) versehen. Hart entschiedene Modulationssymbole sind mit einem Dach ($\hat{a}$) gekennzeichnet und Modulationssymbole, die aus *Softbits* berechnet wurden, durch einen Querstrich ($\bar{a}$).

- Der Operator $\otimes$ beschreibt das Kroneckerprodukt zweier Matrizen und $\bullet$ das Hadamardprodukt identisch dimensionierter Matrizen.

- Der dekadische Logarithmus wird als $\log_{10}$ angegeben und für den binären Logarithmus wird die Kurzschreibweise $\mathrm{ld} = \log_2$ verwendet.

In den folgenden Kapiteln wird der Begriff der **Hermiteschen** Matrix verwendet. Dieser Ausdruck bezeichnet die Eigenschaft einer komplexwertigen quadratischen Matrix $\mathbf{A}$, in Bezug auf die Bildung ihrer Hermiteschen $\mathbf{A}^H$ invariant zu sein. Eine Hermitesche Matrix genügt folgender Bedingung:

$$\mathbf{A}^H = \mathbf{A}\,. \tag{1.1}$$

Diese Eigenschaft wird für reelle quadratische Matrizen als **Symmetrie** bezeichnet. Für die allgemeinen mathematischen Ableitungen dieser Arbeit wird immer der Ausdruck **Hermitesch** verwendet, auch wenn es sich konkret um eine reellwertige quadratische Matrix handelt.

Die gleiche Vereinbarung soll auch für die Matrizeneigenschaft der **Unitärität** gelten, die für reelle Matrizen als **Orthonormalität** bekannt ist. Es gilt:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}\mathbf{A}^H = \mathbf{A}^H\mathbf{A} = \mathbf{I} \text{ für komplexe Matrizen bzw.} \\ \mathbf{A}\mathbf{A}^T = \mathbf{A}^T\mathbf{A} = \mathbf{I} \text{ für reelle Matrizen.} \end{aligned} \tag{1.2}$$

Diese Eigenschaft besagt, dass die l_2-Norm jedes Zeilen- oder Spaltenvektors der Matrix $\mathbf{A}$ gleich Eins ist. Außerdem erhält man durch die Skalarmultiplikation zweier Spalten- oder Zeilenvektoren der Matrix $\mathbf{A}$ den Wert Null, wenn es sich um verschiedene Vektoren handelt. Diese Eigenschaft kann mit Hilfe des Kronecker-Delta δ_{ij} ausgedrückt werden:

$$\mathbf{a}_i^H\mathbf{a}_j = \delta_{ij} \tag{1.3}$$

Kapitel 2.

Übertragungstechniken und Systemmodellierung

In diesem Kapitel sollen die zum Verständnis der Arbeit notwendigen Grundlagen von Mobilfunksystemen kurz erläutert werden. Die Betrachtungen beschränken sich dabei auf die physikalische Schicht im Übertragungsmodell [Zim80] und auf eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung einer Basisstation zu einer Mobilstation. Dazu bedarf es der Analyse aller drei bei der drahtlosen Übermittlung von Nachrichten zur Verfügung stehenden physikalischen Dimensionen - Zeit, Frequenz und Raum. Das Verhalten des Übertragungssystems lässt sich in Bezug auf diese Ressourcen einschätzen und entsprechende Verfahren der Signalverarbeitung am Sender und/oder Empfänger anwenden. Für die Untersuchung zum Verhalten ganzer Systeme mit mehreren Basis- und Mobilstationen müssen die gefundenen Ergebnisse abstrahiert werden, um die Komplexität in einem beherrschbaren Rahmen zu halten [MKF06].

2.1. Mobilfunkübertragung

2.1.1. Ableitung des Signalmodells

Im Mobilfunk werden Informationen mit Hilfe elektromagnetischer Wellen übertragen. Für die Betrachtung signalverarbeitungstechnischer Problemstellungen ist die eigentliche Trägerschwingung dieser Welle nicht relevant. Statt dessen wird das in das Basisband transformierte äquivalente Tiefpasssignal $s(t)$ angegeben [Pro95]:

$$s(t) = A(t)\left(\cos\left(\Theta(t)\right) + j\sin\left(\Theta(t)\right)\right) = s_R(t) + js_I(t)\,. \tag{2.1}$$

Der Realteil $s_R(t)$ wird als Inphase-, der Imaginärteil $s_I(t)$ als Quadraturphase (da 90° phasenverschoben) bezeichnet. Die eigentliche Information wird dem Signal durch Modulation der Amplitude $A(t)$ und/oder der Frequenz/Phase $\Theta(t)$ aufgeprägt.

In der Nachrichtentechnik sind sowohl analoge als auch digitale Modulationsverfahren bekannt. Während bei der Gruppe der analogen Verfahren ein wertkontinuierliches Signal zur Modulation verwendet wird, existieren bei den digitalen Systemen nur diskrete Werte. Erstere kamen vor allem im Bereich der Rundfunksysteme und in ersten Mobilfunksystemen zum Einsatz. Aktuelle und zukünftige Mobilfunksysteme, wie sie in dieser

Arbeit verglichen werden, benutzen digitale Modulationsverfahren.

Analog zur Gleichung (2.1) lässt sich auch der Übertragungskanal im Mobilfunk als Tiefpasssignal beschreiben. Der Modulationskanal [Ste92] beinhaltet sowohl die Definition von bandbegrenzenden Sende- und Empfangsfiltern und die Mischung mit der Trägerschwingung, als auch die physikalischen Eigenschaften des Ausbreitungsmediums, welche durch die geographischen und morphologischen Eigenschaften der Umgebung definiert sind. Der Kanal muss allgemein als zeitvariante komplexe Größe angegeben werden:

$$h(t,\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h(t,\tau_l)\delta(\tau-\tau_l)\,. \tag{2.2}$$

Diese Gleichung wird auch als zeitvariante Kanalimpulsantwort bezeichnet. Zusätzlich zur Variablen t, welche die Zeitabhängigkeit des Kanals beschreibt, wird mit der Verzögerungsvariablen τ die Laufzeit des Signals über den Kanal angegeben. Die Verzögerung τ_0 entspricht dabei dem am Empfänger als erstes eintreffenden Echo. Durch die Bandbegrenzung besitzt das Mobilfunksystem nur eine eingeschränkte zeitliche Auflösung. Der kleinste erfassbare Zeitabstand zwischen zwei Echos ist deshalb begrenzt. Der Parameter L bestimmt die Zahl signifikanter Ausbreitungspfade und τ_L definiert die Verzögerung des letzten eintreffenden Echos. Als signifikant werden alle Echos bezeichnet, die messbar sind, da ihre Leistung über der Rauschleistung liegt. Treffen zwei oder mehr Reflektionen des Signals mit unterschiedlicher Laufzeit am Empfänger ein, so treten Verzerrungen im Frequenzspektrum des Signals auf. Der Kanal wird dann auch als frequenzselektiv bezeichnet. Die Dämpfung des jeweiligen Echos auf dem Ausbreitungsweg wird durch die zeitveränderliche komplexe Zufallsgröße $h(t,\tau_l)$ angegeben. Details zur Mehrwegeausbreitung in Mobilfunksystemen und den statistischen Eigenschaften der Kanalkoeffizienten folgen im Kapitel 3.1.1. Die Übertragung des Sendesignals $s(t)$ über den Kanal $h(t,\tau)$ kann dann mit Hilfe von

$$r(t) = h(t,\tau) \star s(t) + n(t) \tag{2.3}$$

allgemein beschrieben werden. Der Operator $\star$ steht dabei für die Faltung des Sendesignals mit dem Kanal bezüglich der Variablen τ. Im speziellen Fall eines frequenzflachen (also nicht frequenzselektiven) Kanals kann nur ein eintreffendes Echo aufgelöst werden ($L = 1$). Die Faltungsoperation in Gleichung (2.3) vereinfacht sich dann zu einer Multiplikation des Kanalkoeffizienten $h(t)$ mit dem Sendesignal:

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t)\,. \tag{2.4}$$

Am Empfänger überlagert sich dem gewünschten Empfangsignal ein Rauschprozeß $n(t)$, der sowohl Effekte des thermischen Rauschens der Bauteile des Empfängers, als auch kosmische Hintergrundstrahlung modelliert. Unter Annahme einer hinreichend großen Anzahl an Rauschquellen kann der Rauschprozeß im Basisband nach dem zentralen Grenzwertsatz als komplexe gaußverteilte Störgröße mit einem Mittelwert von Null und einer Varianz von $\sigma_n^2 = N_0/T_S$ modelliert werden. Die Rauschleistung σ_n^2 verteilt sich dabei gleichmäßig über die beiden Dimensionen der komplexen Ebene. Angenommen wird hier eine Abtastung, die der Nyquistbedingung genügt [Kam04]. Die Leistung des

Sendesignals ergibt sich durch die während der Symboldauer T_S aufgebrachte Energie E_s:

$$P_S = \frac{E_s}{T_S}\,. \tag{2.5}$$

Für den Kanal soll die Annahme der Passivität gelten. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit soll der Kanal auch als im Mittel nicht dämpfend angenommen werden. Das heißt, dass der Erwartungswert des Amplitudenquadrates der Kanalimpulsantwort $h(t,\tau)$ aus Gleichung (2.2) über die Zeit gleich Eins ist. Damit kann das Verhältnis von Leistung $P_S = \sigma_s^2$ des Nutzsignals am Empfänger zur Rauschleistung σ_n^2 als mittleres Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. *Signal to Noise Ratio* (SNR)) in logarithmischem Maßstab in dB (Dezibel) angegeben werden:

$$SNR = 10\log_{10}\left(\frac{E_s}{N_0}\right)\mathrm{dB}\,. \tag{2.6}$$

2.1.2. Detektion am Empfänger

Aufgrund der Mehrwegeausbreitung beeinflusst im Allgemeinen ein Sendesymbol mehrere Empfangssymbole. Zur optimalen Detektion muss daher die gesamte empfangene Sequenz analysiert werden. Mit Hilfe der *Maximum Likelihood Sequence Estimation* (MLSE) können die gesendeten Signale optimal geschätzt werden [Kam04]. Alternativ ist auch der Einsatz eines Entzerrers möglich. Dieser bildet mit Hilfe eines linearen Filters die inverse Kanalimpulsantwort nach und egalisiert somit den Einfluss des Kanals. Im Spezialfall eines frequenzflachen Kanals ist die Detektion einfacher, da nur genau ein Sendesignal mit einem Empfangssignal über den Kanalkoeffizienten $h(t)$ verknüpft ist (siehe Gleichung (2.4)). Dadurch kann jedes Signal unabhängig von den darauf folgenden betrachtet und statt des aufwändigen MLSE-Detektors eine einfachere *Maximum Likelihood* (ML)-Schätzung durchgeführt werden. Auch die Entzerrung des Empfangssignals ist einfacher. Der Einfluss des Kanals wird durch die Wichtung des Empfangssignals aus Gleichung (2.4) mit dem konjugiert komplexen Kanalkoeffizienten $h^*(t)$ rückgängig gemacht:

$$\tilde{s}(t) = \frac{h^*(t)}{|h(t)|^2} r(t) = s(t) + \tilde{n}(t)\,. \tag{2.7}$$

Die Aufgabe des ML-Empfängers besteht darin, das Sendesignal aus der Menge $\mathcal{M}$ der möglichen gleich wahrscheinlichen Signale zu finden, welches am wahrscheinlichsten gesendet wurde:

$$\hat{s} = \arg\min_{s\in\mathcal{M}} |\tilde{s} - s|^2\,. \tag{2.8}$$

Die Detektion des wahrscheinlichsten Sendesignals zur Weiterverarbeitung im Empfänger wird als *harte* Entscheidung bezeichnet (engl. *hard decision*), da anschließend keine Information mehr zur Verfügung steht, wie sicher diese Entscheidung war. Besonders im Falle zweier fast gleichwahrscheinlich gesendeter Signale kann es zu Fehlentscheidungen kommen. Für die Schätzung der Empfangssignale in dieser Arbeit werden deshalb auch Verfahren betrachtet, die die Wahrscheinlichkeitsinformation für die weitere Signal-

verarbeitung einbeziehen. Diese als *weiche* Entscheidungsverfahren (engl. *soft decision*) bezeichneten Methoden werden genauer im Kapitel 4 bei der Vorstellung der Empfängeralgorithmen erläutert.

2.1.3. Modulation und Kodierung

In dieser Arbeit finden die digitale Phasenmodulation (M-PSK[1]) und die Quadraturamplitudenmodulation (M-QAM[2]) Verwendung. Der Parameter M gibt dabei die Wertigkeit (Valenz) der Modulation an. Diese Anzahl M an Signalzuständen berechnet sich aus der Anzahl $\mathrm{ld}(M)$ Bits, die pro Symbol x gesendet werden sollen. Das bedeutet, dass die Entscheidung für ein Sendesymbol in der Detektion äquivalent der gleichzeitigen Entscheidung für $\mathrm{ld}(M)$ Bits ist. Für die Anordnung der Bitzustände Eins und Null ($0 \leftrightarrow +1, 1 \leftrightarrow -1$) im jeweiligen Sendesymbol wird in dieser Arbeit ausschließlich das *Gray*-Mapping verwendet [PFTV92]. Da sich benachbarte Konstellationssymbole in nur einer Bitstelle unterscheiden, liefert dieses Mapping bei nicht iterativer Detektion (also ohne Vorkenntnis über Bitwahrscheinlichkeiten) die geringste Bitfehlerwahrscheinlichkeit [Bri00]. Die Symmetrie des *Gray*-Mappings erlaubt außerdem eine getrennte Betrachtung des Real- und Imaginärteils des Signals. Je höher die Valenz des modulierten Signals, desto besser ist die Ausnutzung der Frequenzressource, die als spektrale Effizienz bezeichnet und aus dem Quotient der Informationsrate zur benötigten Bandbreite berechnet wird. Allerdings steigt mit der Wertigkeit auch die aufzuwendende Sendeleistung an, um am Empfänger ein SNR zu gewährleisten, welches die fehlerfreie Detektion des Sendesignals noch zulässt.

Die Rate der Fehlentscheidungen bei der Wiedergewinnung der gesendeten Bits lässt sich verringern, wenn die zu übertragende Information mit Hilfe von Verfahren der Fehlerschutzkodierung durch hinzugefügte Redundanz geschützt wird [CHIW98, LC04]. Als sehr zuverlässiges und gleichzeitig einfaches Verfahren für stark gestörte Kanäle, wie sie im Mobilfunk auftreten, hat sich die Faltungskodierung herausgestellt [Fri96]. Diese wird in aktuellen Mobilfunksystemen vor allem für die Übertragung von Kontrollinformationen genutzt. Für effiziente Datenübertragungen mit hohen Koderaten werden seit einigen Jahren komplexere Verfahren, wie verkettete Faltungskodierung (Turbokode) und *Low Density Parity Check Codes* (LDPCC) [BG96, Gal62], untersucht. Diese werden jedoch in dieser Arbeit nicht betrachtet. In der Praxis wird für die Faltungskodierung eine Aufteilung der unabhängig identisch gleichverteilten Informationsbits $u \in \{+1, -1\}$ in Blöcke vorgenommen, welche separat verarbeitet und durch das Anhängen einer festen Folge von Bits terminiert werden [Bos98]. Durch die Kodierung beeinflusst ein Informationsbit entsprechend der Gedächtnislänge des Kodes mehrere Kodebits c.

Im Mobilfunk treten sehr häufig Burstfehler auf, die die Auslöschung mehrerer Modulationssymbole bedingen können. Bei der Verwendung von Faltungskodes könnte dies zur Nichtdetektierbarkeit von Informationsbits führen. Um dennoch eine erfolgreiche Fehlerkorrektur durchführen zu können, werden aufeinanderfolgende Bits im Sender in

[1] *Phase Shift Keying* (PSK), *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) für $M = 2$
[2] *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM)

ihrer Reihenfolge vertauscht (engl. *interleaved*). Dadurch werden Burstfehler bei der Übertragung zu einzelnen Bitfehlern im Kodewort umsortiert. Die Fehlerkorrektur im Zusammenspiel mit dem Interleaver funktioniert dann sehr gut, wenn die Bits eines Kodewortes über möglichst viele unterschiedliche Kanalzustände übertragen wurden. Diese Eigenschaft des Übertragungskanals wird als *Diversität* bezeichnet und genauer im Abschnitt 2.2.2 erläutert.

In [CTB98] konnte gezeigt werden, dass das Vertauschen der Bitreihenfolge am Kodiererausgang zwar komplexer ist als die Verwürfelung von Symbolen nach der Modulation, dadurch aber gleichzeitig ein höherer Diversitätsgrad bei der Übertragung über Fadingkanäle erreichbar ist. In dieser Arbeit wird eine Vertauschung der Reihenfolge auf Bitebene vorgenommen, um diesen Diversitätsgewinn zu realisieren. Kodierer, Interleaver und Symbolmapper für einen Datenstrom werden im weiteren Verlauf als *Bit Interleaved Coded Modulation* (BICM)-Modul zusammengefasst. Die Abbildung 2.1 gibt einen schematischen Überblick über die Übertragungsstrecke eines MIMO-OFDM-Systems mit N_{DS} Datenströmen, wie sie dieser Arbeit zugrunde liegt. Beispielhaft sind die Verarbeitungseinheiten des BICM-Blocks für den ersten Datenstrom angegeben. Das Mapping der Modulationssymbole auf die Antennen und die Unterträger des OFDM-Systems wird hier in einem Block zusammengefasst. Auf die speziellen Unterschiede für die verschiedenen Sendeverfahren wird genauer im Kapitel 3.3 eingegangen.

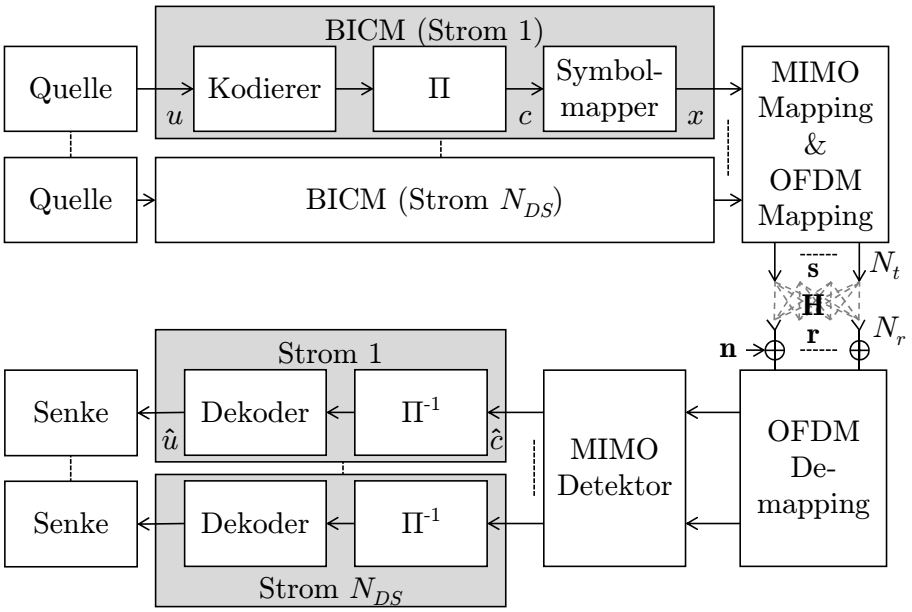

Abbildung 2.1.: Schematische Darstellung der Übertragungsstrecke eines MIMO-OFDM-Systems mit detaillierter Angabe der Module des BICM-Blocks für die Sendesignalverarbeitung eines Datenstromes

2.2. Eigenschaften von Mobilfunksystemen

Aktuelle Mobilfunksysteme basieren auf Digitaltechnik. Dafür werden die analogen Sendesignale abgetastet und zeit- und wertediskret dargestellt. Den folgenden Erläuterungen liegt diese Betrachtungsweise zugrunde.

2.2.1. Mehrträgerverfahren

Bei der Übertragung über die Luftschnittstelle kann es durch Mehrwegeübertragung am Empfänger zu Überlagerungen von verzögerten Signalkopien kommen. Dieser Effekt führt zu gegenseitiger Beeinflussung zweier oder mehrerer aufeinanderfolgender Symbole, wenn die Symbolintervalle kleiner sind, als die Laufzeitunterschiede auf dem Kanal. In Ableitung der Gleichung (2.3) kann für abgetastete Systeme die Faltung des Sendesignals mit dem Kanal in Matrix-Vektor-Schreibweise angegeben werden[3]:

$$\mathbf{r}^{(t)} = \mathbf{H}^{(t)}\mathbf{s}^{(t)} + \mathbf{n}^{(t)} \,. \tag{2.9}$$

Der Sendesymbolvektor $\mathbf{s}^{(t)}$ und der Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(t)}$ bestehen jeweils aus $J+L$ aufeinanderfolgenden Symbolen: $\mathbf{s}^{(t)} = \begin{bmatrix} s(0) & \dots & s(J+L-1) \end{bmatrix}^T$ beziehungsweise $\mathbf{r}^{(t)} = \begin{bmatrix} r(0) & \dots & r(J+L-1) \end{bmatrix}^T$. J ist dabei eine beliebige ganze Zahl. Durch die Verzögerungen im Kanal ist ein Symbol der Symbolfolge $\mathbf{r}^{(t)}$ am Empfänger von L Sendesymbolelementen abhängig, entsprechend der Länge L des Kanals (vgl. (2.2)). Die Faltung mit dem Kanal wird hier durch die Matrixmultiplikation mit der $(L+J)\times(L+J)$-dimensionalen Kanalmatrix $\mathbf{H}^{(t)}$ ausgeführt. Die Anordnung der Kanalkoeffizienten[4] $h(l)$ erfolgt so, dass sich für die Kanalmatrix eine Toeplitzstruktur ergibt [Gv96]:

$$\mathbf{H}^{(t)} = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & & \dots & 0 \\ h(1) & h(0) & 0 & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & \\ h(L-1) & h(L-2) & \dots & h(0) & & 0 \\ 0 & h(L-1) & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h(L-1) & \dots & h(0) \end{bmatrix} . \tag{2.10}$$

In einem solchen frequenzselektiven System müssen aufwändige Entzerrer oder suboptimale Detektionsverfahren eingesetzt werden, um die Sendesymbole am Empfänger wie-

[3] Das hochgestellte (t) symbolisiert, dass es sich hier um die Anordnung von zeitlich aufeinanderfolgenden Symbolen in einem Vektor oder einer Matrix handelt und dient der Vermeidung von Verwechslungen mit den Matrizen- und Vektordarstellungen von Mehrantennensignalen im weiteren Verlauf der Arbeit. In der gleichen Weise steht das hochgestellte (f) für eine Folge von Symbolen auf benachbarten Frequenzen.

[4] Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird im Folgenden auf die explizite Angabe der Zeitabhängigkeit des Kanals durch die Variable t verzichtet.

derzugewinnen.

Eine andere Möglichkeit ist die Entzerrung der Signale im Frequenzbereich. Ein entsprechendes Verfahren wird in [SKJ94] und [FABSE02] vorgeschlagen. Die Frequenzbereichsentzerrung (engl. *Frequency Domain Equalization* (FDE)) basiert auf dem Faltungssatz der Fouriertransformation, der besagt, dass die Faltung mit der Multiplikation im dualen Bereich korreliert. Durch die Fouriertransformation des empfangenen Signals in den Frequenzbereich vereinfacht sich die Entzerrung, da die Übertragung durch eine Multiplikation mit der Kanalübertragungsfunktion dargestellt werden kann. Für die Detektion wird das entzerrte Signal anschließend wieder rücktransformiert.

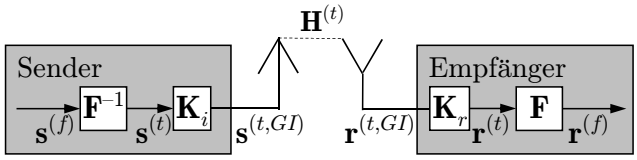

Abbildung 2.2.: Schematische Darstellung der wichtigen Signalverarbeitungsmodule für die OFDM-Übertragung

Das OFDM-Verfahren nutzt ebenfalls die Dualität zwischen Faltung und Multiplikation bei der Fouriertransformation. Die Signale werden im Sender bereits im Frequenzbereich definiert. Deshalb kann im Empfänger nach der Entzerrung auch die Detektion im Frequenzbereich vorgenommen werden. Vor der eigentlichen Übertragung wird das Sendesignal mit der inversen Fouriertransformation in den Zeitbereich überführt. Eine schematische Darstellung der OFDM-Übertragung ist in der Abbildung 2.2 zu sehen. OFDM arbeitet auf Basis des Rechteckimpulsformers. Damit ergeben sich im Frequenzbereich für die Unterträger Sinc-Spektren ($^{\sin x}/_{x}$), die sich gegenseitig überlagern. Die Dauer des Rechteckimpulsformers ist so gewählt, dass die einzelnen Sinc-Spektren orthogonal zueinander sind. Durch die Überlagerung der Spektren wird eine hohe spektrale Effizienz erzielt, da auf Schutzbänder verzichtet werden kann. Das Verhältnis von Gesamtbandbreite B_S des Systems zur Anzahl Unterträger N_{SC} wird so gewählt, dass sich über die Bandbreite eines Unterträgers $\Delta f = {}^{B_S}/_{N_{SC}}$ ein nicht frequenzselektiver Kanal ergibt. Auf jedem dieser Unterträger wird ein moduliertes Symbol $s^{(f)}$ gesendet. Das sich ergebende System kann als parallele Übertragung auf mehreren schmalbandigen Kanälen bezeichnet werden. Damit lassen sich im Frequenzbereich für jeden Unterträger sehr einfache Entzerrer einsetzen, da nur noch ein Abtastwert der Übertragungsfunktion $h^{(f)}$ beachtet werden muss.

Die Transformation des Frequenzbereichssignals $\mathbf{s}^{(f)} = \begin{bmatrix} s(0) & \dots & s(N_{SC}-1) \end{bmatrix}^T$ in den Zeitbereich erfolgt am Sender mit Hilfe der inversen diskreten Fouriertransformation (engl. *Discrete Fourier Transform* (DFT)). Wird für die Anzahl der Unterträger N_{SC} eine Zweierpotenz gewählt, kann die effizient zu implementierende Methode der inversen FFT angewendet werden. Die Berechnungsvorschrift für die Zeitbereichssequenz,

$$s^{(t)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N_{SC}}} \sum_{k=0}^{N_{SC}-1} s^{(f)}(k) e^{j\frac{2\pi}{N_{SC}}kn} \qquad \text{mit } n = 0 \dots N_{SC}-1\,, \tag{2.11}$$

kann auch als Matrizenmultiplikation mit der inversen DFT-Matrix $\mathbf{F}^{-1}$ geschrieben werden:

$$\mathbf{s}^{(t)} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{s}^{(f)} \,. \tag{2.12}$$

Die Einführung eines Schutzintervalls (engl. *Guard Interval* (GI)) zwischen OFDM-Symbolen vor dem Absenden verhindert, dass sich aufeinanderfolgende Signale aufgrund der Mehrwegeausbreitung beeinflussen. Dazu muss die Länge des Schutzintervalls N_{GI} so eingestellt sein, dass sie die Verzögerungszeit des letzten signifikanten Echos übersteigt:

$$N_{GI} \geq L \,. \tag{2.13}$$

Durch Entfernen des Intervalls am Empfänger werden auch alle Echos des vorhergehenden Symbols entfernt. Das Schutzintervall ist damit das ausschlaggebende Element, dass bei der OFDM-Übertragung keine Interferenz zwischen den OFDM-Sendesymbolen (ISI) auftritt. Durch geeignete Wahl des Schutzintervalls kann zudem die Eigenschaft der Faltungsoperation beeinflusst werden. Die klassische OFDM-Modulation benutzt eine vorangestellte zyklische Erweiterung des Sendesignals (*Cyclic Prefix* (CP)). Dadurch wird die lineare in eine zyklische Faltung überführt. Entsprechend der Länge des Schutzintervalls werden N_{GI} Elemente vom Ende des Sendesymbolvektors im Zeitbereich an den Anfang des Symbols kopiert. Dies kann in Matrix-Vektorschreibweise durch die Multiplikation des Sendesymbolvektors $\mathbf{s}^{(t)}$ mit der Matrix $\mathbf{K}_i$ dargestellt werden:

$$\begin{aligned}\mathbf{s}^{(t,GI)} = \mathbf{K}_i\mathbf{s}^{(t)} &= \begin{bmatrix}\mathbf{0}_{N_{GI},(N_{SC}-N_{GI})} & \mathbf{I}_{N_{GI}} \\ & \mathbf{I}_{N_{SC}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} s^{(t)}(0) \\ \vdots \\ s^{(t)}(N_{SC}-1)\end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix}s^{(t)}(N_{SC}-N_{GI}-1) & \dots & s^{(t)}(N_{SC}-1) & s^{(t)}(0) & \dots & s^{(t)}(N_{SC}-1)\end{bmatrix}^T \,.\end{aligned} \tag{2.14}$$

In ähnlicher Weise kann auch die Entfernung des Schutzintervalls am Empfänger durch die Matrix $\mathbf{K}_r$ ausgedrückt werden:

$$\mathbf{K}_r = \begin{bmatrix}\mathbf{0}_{N_{SC},N_{GI}} & \mathbf{I}_{N_{SC}}\end{bmatrix} \,. \tag{2.15}$$

Wird das so erweiterte Sendesignal über den Kanal übertragen, so ergibt sich eine zyklische Faltung [HT02a, MWG+02]. Die Toeplitzstruktur der Kanalmatrix $\mathbf{H}^{(t)}$ (siehe Gleichung (2.10)) wird in eine zyklische Matrixstruktur überführt und der äquivalente Kanal im Frequenzbereich diagonalisiert. Das heißt, dass genau ein Koeffizient der Übertragungsfunktion für jeden Unterträger existiert:

$$\begin{aligned}\mathbf{H}^{(f)} &= \mathbf{F}\mathbf{K}_r\mathbf{H}^{(t)}\mathbf{K}_i\mathbf{F}^{-1} \\ &= \mathrm{diag}(\mathbf{h}^{(f)}) \,.\end{aligned} \tag{2.16}$$

Dabei gilt für die Elemente des Vektors der Kanalkoeffizienten im Frequenzbereich:

$$h^{(f)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_{SC}}} \sum_{n=0}^{N_{SC}-1} h^{(t)}(n) e^{-j\frac{2\pi}{N_{SC}}nk} \qquad (k = 0 \ldots N_{SC} - 1)\,. \tag{2.17}$$

Das äquivalente Übertragungssystem im Frequenzbereich kann dann durch

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^{(f)} &= \mathbf{F}\mathbf{K}_r\mathbf{r}^{(t,GI)} = \mathbf{F}\mathbf{K}_r\left(\mathbf{H}^{(t)}\mathbf{s}^{(t,GI)} + \mathbf{n}^{(t,GI)}\right) \\ &= \mathbf{F}\mathbf{K}_r\mathbf{H}^{(t)}\mathbf{s}^{(t,GI)} + \mathbf{F}\mathbf{K}_r\mathbf{n}^{(t,GI)} \\ &= \mathbf{F}\mathbf{K}_r\mathbf{H}^{(t)}\mathbf{K}_i\mathbf{F}^{-1}\mathbf{s}^{(f)} + \mathbf{F}\mathbf{K}_r\mathbf{n}^{(t,GI)} \\ &= \mathbf{H}^{(f)}\mathbf{s}^{(f)} + \mathbf{n}^{(f)} \end{aligned} \tag{2.18}$$

angegeben werden. Analog zu Gleichung (2.9) definieren sich die $N_{SC} \times 1$-dimensionalen Vektoren $\mathbf{r}^{(f)}$, $\mathbf{s}^{(f)}$ und $\mathbf{n}^{(f)}$ als Folge von in der Frequenz nebeneinander liegenden Elementen am Empfänger, am Sender beziehungsweise des Rauschprozesses. Da die Matrix $\mathbf{H}^{(f)}$ nur auf der Diagonale von Null verschiedene Einträge enthält, ergibt sich eine direkte Abbildung des Sendesymbols auf das Empfangssymbol des Unterträgers k:

$$r^{(f)}(k) = h^{(f)}(k)s^{(f)}(k) + n^{(f)}(k)\,. \tag{2.19}$$

Eine Entzerrung des Empfangssignals auf einem Unterträger ist dann analog (2.7) durch Multiplikation mit dem Inversen des jeweiligen Kanalkoeffizienten durchführbar (engl. *Single Tap*-Entzerrung) und aufwändige Entzerrerfilter können vermieden werden.

Am Rand des OFDM-Spektrums können N_{GSC} Unterträger symmetrisch nicht mit Daten belegt sein. Diese werden nicht benutzt, um das stärkere Abfallen des Gesamtspektrums zu gewährleisten und somit keine Störungen in benachbarten Frequenzbändern zu erzeugen. Weil zusätzlich noch N_{PSC} Unterträger für Pilotsignale reserviert sein können, ergeben sich

$$N_{DSC} = N_{SC} - N_{PSC} - N_{GSC} \tag{2.20}$$

parallele Datenkanäle. In die Zahl der Schutzunterträger N_{GSC} ist bereits der DC-Träger des Basisbandsignals eingerechnet. Auf diesem können keine Daten übertragen werden, weil er im hochfrequenten Signal identisch mit der Trägerfrequenz ist.

Für OFDM-Systeme existieren eine Reihe weiterer Konzepte. Zum Beispiel können alternativ zur zyklischen Erweiterung am Anfang des Sendesignals auch andere Verfahren zur Behandlung der ISI eingesetzt werden. Diese basieren bewusst nicht auf der zyklischen Faltung, um Diversitätseffekte zwischen den Unterträgern auszunutzen [MWG+02, PH04]. Weiterhin gibt es auch viele Untersuchungen zur Verwendung anderer Sendesignalformer, um unter anderem die Anzahl N_{GSC} an Schutzunterträgern zu reduzieren [Hir81, FAB95, 3GP04].

2.2.2. Kohärenzparameter und Diversität

Eine wichtige Eigenschaft der drahtlosen Übertragung von Signalen ist das Vorhandensein von Schwundereignissen, das heißt eine sich ändernde Charakteristik des Kommunikationskanals. Aufgrund der veränderlichen Amplitude des Kanals $h(t, \tau)$ (siehe Gleichung (2.2)) ergibt sich für die Übertragung im Mobilfunk nur im statistischen Mittel ein fester SNR-Wert. Der instantane SNR-Wert ist von der Realisierung des Kanals abhängig. Für einzelne Realisierungen ist es möglich, dass das Sendesignal aufgrund des niedrigen instantanen SNR-Wertes nicht mehr detektierbar ist. Werden über den Kanal mehrere Signalkopien, zum Beispiel aufgrund von Mehrwegeausbreitung, an den Empfänger übertragen, so kann ein geschicktes Kombinieren zu einer verbesserten Detektion und damit zu einer verringerten Fehlerrate führen. Da verschiedene Versionen des gleichen Signals am Empfänger verarbeitet werden, wird dieses Prinzip als Diversitätsempfang bezeichnet.

Entsprechend den Randbedingungen der Signalübertragung im Mobilfunk können verschiedene Diversitätsarten unterschieden werden [Pau99]:

Zeitdiversität Hierbei wird der Effekt ausgenutzt, dass sich der Kanal über der Zeit ändert. Durch wiederholtes Senden der gleichen Nachricht kann zeitliche Diversität gewonnen werden. Eine Anwendung ist das *Automatic Repeat-reQuest* (ARQ)-Verfahren, bei dem der Empfänger eine Wiederholung anfordert. Weitaus geläufiger ist die Ausnutzung der Zeitdiversität durch Kanalkodierung und Interleaving (siehe Abschnitt 2.1.3) [HT02b].

Frequenzdiversität Auch hier ist die einfachste Realisierung das parallele Übertragen der gleichen Information, was zum Beispiel durch spektrales Spreizen erreicht werden kann. Die Ausnutzung der Frequenzdiversität, also der Kanalveränderung über der Frequenz, kann bei Mehrträgerverfahren auch direkt, analog zur Zeitdiversität, durch Kodierung und Interleaving über die Unterträger erfolgen. Darauf wird im Verlauf der Arbeit noch genauer eingegangen.

Raumdiversität Die räumliche Diversität kann in Sende- und Empfangsdiversität unterteilt werden. Sie wird durch Verwendung von Antennenfeldern erschlossen, wenn deren Einzelelemente unterschiedliche Kanalrealisierungen sehen. Auch hier ist die Kodierung über mehrere Antennen eine geläufige Form der Diversitätserschliessung am Sender.

Polarisationsdiversität Bei dieser Art der Diversität wird die Eigenschaft der elektromagnetischen Welle ausgenutzt, dass die horizontalen und vertikalen Komponenten nahezu unkorreliert sind. Werden zwei Antennen orthogonal zueinander angebracht, so lassen sich die Polarisationsebenen der Welle anregen. Daher spricht man auch von einer Sonderform der Raumdiversität [DDNS01].

Oft werden mehrere Arten des Diversitätsempfangs in einem Mobilfunksystem vereint. Die in dieser Arbeit betrachteten MIMO-OFDM-Systeme nutzen Frequenz- und Raumdiversität. Der tatsächlich erzielbare Gewinn durch die Diversität hängt von der

Kanalsituation ab. Eine Aussage darüber kann mit Hilfe der Kanalkohärenzparameter aus der Autokorrelation des Kanals bezüglich Raum, Frequenz und Zeit getroffen werden. Über die Betrachtung der Nullstellen lassen sich Zeit-Frequenz-, Raum-Frequenz- und Raum-Zeit-Korrelationsfunktion extrahieren. Diesen sind mit der Fouriertransformation über die Zeit, die Frequenz und den Raum die Bello-Systemfunktionen - das Doppler-Verzögerungs-, das Wellenzahl-Verzögerungs- und das Doppler-Wellenzahl-Leistungsdichtespektrum - zugeordnet [Bel63]. Aus diesen Spektren können die Kohärenzparameter als Näherungswerte abgeleitet werden [TV05, Loh07].

Die mittlere Verzögerungszeit $\bar{\tau}$ und die Mehrwegeverbreiterung σ_τ geben für einen schmalen gesendeten Impuls dessen mittlere Laufzeit und die mittlere zeitliche Verbreiterung an. Diese berechnen sich als erstes und zweites zentrales Moment des Verzögerungs-Leistungsdichtespektrums $S_h(\tau)$, welches im Allgemeinen als charakteristische Kenngröße des Kanals im Kanalprofil (*Power Delay Profile* (PDP)) angegeben wird. Aus der Mehrwegeverbreiterung σ_τ kann die Kohärenzbandbreite als wichtige Kanalkenngröße abgeleitet werden. Als gute Näherung, die die explizite Berechnung von $\bar{\tau}$ und σ_τ vermeidet, kann die Verzögerungszeit des letzten signifikanten Echos $\tau_{\max}$ zur Berechnung verwendet werden [PNG03]:

$$B_C \approx \frac{1}{\tau_{\max}} \,. \tag{2.21}$$

Der Grad der erreichbaren Frequenzdiversität $\Delta^{(f)}$ kann damit überschlägig berechnet werden, in dem die Systembandbreite B_S mit der Kohärenzbandbreite verglichen wird:

$$\Delta^{(f)} \approx \frac{B_S}{B_C} \,. \tag{2.22}$$

Auf ähnliche Art und Weise lässt sich auch das zeitliche Verhalten des Kanals abschätzen. Hierzu wird das Doppler-Leistungsdichtespektrum $S_h(\nu)$ herangezogen. Die Dopplerspreizung gibt die mittlere Frequenzspreizung eines gesendeten Impulses an. Auch hier kann auf die exakte Berechnung der Kohärenzzeit verzichtet werden und die Näherungslösung aus der maximal auftretenden Dopplerfrequenz $\nu_{\max}$ abgeleitet werden:

$$T_C \approx \frac{1}{2\nu_{\max}} = \frac{c}{2v f_C} \,. \tag{2.23}$$

Die maximale Dopplerfrequenz berechnet sich aus der Multiplikation der Trägerfrequenz f_C mit dem Verhältnis der im System auftretenden physikalischen Geschwindigkeit v zur Lichtgeschwindigkeit c. Die Aussage, ob ein Kanal zeitlich selektiv für das Übertragungssystem und damit zeitliche Diversität vorhanden ist, lässt sich durch eine Abschätzung des Verhältnisses der Symboldauer zur Kohärenzzeit treffen:

$$\Delta^{(t)} \approx \frac{T_S}{T_C} \,. \tag{2.24}$$

In präambelbasierten Mobilfunksystemen, in denen eine Kanalschätzung nur am Anfang einer Übertragung stattfindet, wird die Symboldauer so gewählt, dass für die Dauer

der Übertragung der Kanal nicht zeitselektiv ist. In diesem Falle kann keine zeitliche Diversität erschlossen werden [HT02a]. Für OFDM-Systeme ist bei der Abschätzung der Zeitselektivität nicht die Symboldauer T_S, sondern die Länge eines OFDM-Symbols $(N_{SC} + N_{GI})T_S$, also der Gesamtsequenz der Zeitsignale entscheidend.

Die für die Einschätzung der erreichbaren räumlichen Diversität notwendige Kohärenzlänge kann in äquivalenter Weise aus dem Wellenzahl-Leistungsdichtespektrum $S_h(\mathbf{k})$ berechnet werden. Dabei ist zu beachten, dass es sich hier um die Beschreibung eines dreidimensionalen Raumes handelt. Der Wellenzahlvektor $\mathbf{k}$ ist vom horizontalen und vertikalen Einfallswinkel abhängig. Zur Vereinfachung wird in dieser Arbeit nur von zweidimensionalen linearen Antennenfeldern in horizontaler Anordnung ausgegangen[5]:

$$\mathbf{k} = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \cos\phi \\ \sin\phi \end{bmatrix} . \tag{2.25}$$

Daher kann die Betrachtung auf den horizontalen Winkel ϕ beschränkt und das Winkel-Leistungsdichtespektrum $S_h(\phi)$ zur Berechnung herangezogen werden [Dur00]. Zu unterscheiden ist die Kohärenzlänge am Sender, die sich aus dem Spektrum $S_h(\phi^{Tx})$ ableitet, von der Empfängerkohärenzlänge, berechnet aus dem Spektrum von $S_h(\phi^{Rx})$. Die Winkelaufweitung $\sigma_{\phi^{Rx}}$ gibt die mittlere Einfallswinkelspreizung eines gesendeten Impulses an, dessen mittlerer Einfallswinkel $\bar{\phi}^{Rx}$ ist. In ähnlicher Weise charakterisieren $\bar{\phi}^{Tx}$ und $\sigma_{\phi^{Tx}}$ den mittleren Ausfallswinkel und die Winkelspreizung des Impulses am Sender. Allgemein kann als Näherungswert für die Kohärenzlänge D_C angegeben werden:

$$D_C \approx \frac{\lambda}{2\pi\sigma_\phi} \tag{2.26}$$

Die Winkelaufweitungen $\sigma_{\phi^{Tx}}$ und $\sigma_{\phi^{Rx}}$ am Sender und Empfänger werden deshalb bei der Definition eines Kanals mit räumlicher Dimension zusammen mit dem jeweiligen Mittelwert der Ein- und Ausfallswinkel $\bar{\phi}^{Rx}$ und $\bar{\phi}^{Tx}$ für jedes Kanalecho im räumlichen Pfad-Winkelprofil definiert. Prinzipiell kann die erzielbare räumliche Diversität am Sender und Empfänger aus dem Vergleich der Abmessung des Antennenfeldes $D_S^{Tx/Rx}$ mit der Kohärenzlänge $D_C^{Tx/Rx}$ ermittelt werden:

$$\Delta^{(s)} \approx \frac{D_S}{D_C} . \tag{2.27}$$

Häufig wird statt des Begriffes der räumlichen Diversität auch von der Korrelation zwischen den Antennen des Antennenfeldes gesprochen. Diese beiden Begriffe sind umgekehrt proportional zueinander. Das heißt, dass sich stark korrelierte Antennen in einem Abstand zueinander befinden, welcher in der Größenordnung der Kohärenzlänge liegt und damit der Diversitätsgrad sehr klein wird ($\Delta^{(s)} \approx 1$). Dagegen sind die Abmessungen des Antennenfeldes bei gering korrelierten Antennen wesentlich größer als die Kohärenzlänge und es lässt sich räumliche Diversität erschließen. Die Antennenkorrela-

[5] Für die Wellenausbreitung soll die Freiraumannahme gelten, so dass die Betrachtung auf homogene, ebene Wellen beschränkt werden kann.

tion lässt sich anschaulich mit der Winkelspreizung der sich ausbreitenden Wellen erklären. Betrachtet man zwei identische ebene Wellen, deren Ausbreitungswinkel zueinander nur sehr klein ist ($\sigma_\phi < 2°$), dann ist die Beobachtung der Überlagerung beider Wellen vom räumlichen Aufpunkt relativ unabhängig. Ist der Ausbreitungswinkel beider Wellen zueinander dagegen sehr groß, unterscheidet sich das Interferenzergebnis an verschiedenen Beobachtungspunkten und die Antennen eines Antennenfeldes sind entsprechend unkorreliert.

Der Grad der zur Verfügung stehenden Diversität beeinflusst maßgeblich die Leistungsfähigkeit des Übertragungssystems. Wie in dieser Arbeit gezeigt wird, kann ein hohes Maß an Frequenzdiversität dazu beitragen, dass am Empfänger einfache Signalverarbeitungsalgorithmen zur Detektion von MIMO-Signalen verwendet werden können.

2.3. Antennenfelder zur Ausnutzung der räumlichen Dimension

2.3.1. Kanalbeschreibung bei Mehrantennensystemen

Die bisherige Beschreibung des Systemmodells beschränkte sich auf die Übertragung von Signalen über Einzelantennen (*Single-Input Single-Output* (SISO)). Das bedeutet, dass sowohl am Sender, als auch am Empfänger jeweils nur eine Antenne vorhanden ist. Mit dem Einsatz von Antennenfeldern, also mehreren Antennen in einer festen Anordnung, kann die räumliche Dimension des Übertragungskanals erschlossen werden. Diese beruht auf den Laufzeitunterschieden einer einfallenden ebenen Welle zwischen den Elementen eines Antennenfeldes und den unterschiedlichen Einfallswinkeln der Mehrwegekomponenten. Die resultierenden Phasendifferenzen werden als komplexe Drehwinkel in einem Vektor zusammengefasst (engl. *array propagation vector*). Die Ableitung der zeitvarianten Kanalkoeffizienten des l-ten Echos $h_{n_r,n_t}(t,\tau_l)$ zwischen der n_t-ten Sendeantenne und der n_r-ten Empfangsantenne ist detailliert im Abschnitt 3.1.3 angegeben. Werden die Koeffizienten aller möglichen Antennenkombinationen in einer Matrix angeordnet, so ergibt sich für jedes Echo die charakteristische $N_r \times N_t$-dimensionale MIMO-Kanalmatrix:

$$\mathbf{H}(t,\tau_l) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t,\tau_l) & \dots & h_{1,N_t}(t,\tau_l) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1}(t,\tau_l) & \dots & h_{N_r,N_t}(t,\tau_l) \end{bmatrix} . \tag{2.28}$$

Äquivalent zu Gleichung (2.9) kann auch für die MIMO-Übertragung über einen frequenzselektiven Kanal ein allgemeines Modell definiert werden:

$$\hat{\mathbf{r}}^{(t)} = \hat{\mathbf{H}}^{(t)}\hat{\mathbf{s}}^{(t)} + \hat{\mathbf{n}}^{(t)} . \tag{2.29}$$

Die Kanalmatrix $\hat{\mathbf{H}}^{(t)}$ beinhaltet dabei die MIMO-Matrizen $\mathbf{H}(t,\tau_l)$ aller Echos in einer Block-Toeplitzstruktur analog zu Gleichung (2.10). In den Vektoren $\hat{\mathbf{r}}^{(t)}$, $\hat{\mathbf{s}}^{(t)}$ und $\hat{\mathbf{n}}^{(t)}$ sind die jeweiligen Signalvektoren über mehrere Zeitpunkte angeordnet. Beispielhaft wird die

Struktur für den Sendesignalvektor $\hat{\mathbf{s}}^{(t)}$ angegeben:

$$\hat{\mathbf{s}}^{(t)} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}^T(0) & \dots & \mathbf{s}^T(J+L-1) \end{bmatrix}^T . \tag{2.30}$$

Der Sendesignalvektor $\mathbf{s}$ zu einem Zeitpunkt setzt sich aus den einzelnen Antennensignalen zusammen:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_{n_t} & \dots & s_{N_t} \end{bmatrix}^T . \tag{2.31}$$

Entsprechend besitzen der Empfangssignalvektor $\mathbf{r}$ und der Rauschvektor $\mathbf{n}$ jeweils N_r Elemente. Die Kanalmatrix $\hat{\mathbf{H}}^{(t)}$ degeneriert im Falle nur eines eintreffenden Echos, also eines frequenzflachen Kanals, zu einer Blockdiagonalmatrix mit identischen Matrizen $\mathbf{H}(t, \tau_0)$ auf der Diagonale. Das Systemmodell kann in diesem Fall auf die Betrachtung eines einzelnen Sendezeitpunktes vereinfacht werden:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} . \tag{2.32}$$

Wird das Mehrantennensystem mit dem OFDM-Mehrträgerverfahren kombiniert, kann die Faltung mit dem Sendesignal im Zeitbereich in eine Matrixmultiplikation im Frequenzbereich überführt werden. Die durch die Fouriertransformation entstehende Blockdiagonalmatrix besitzt unterschiedliche Matrizen $\mathbf{H}^{(f)}(k)$ für die jeweiligen Unterträger (vgl. Gleichung (2.16)). Unter Beachtung dieser Eigenschaft kann auch hier die Betrachtung auf eine Parallelschaltung von N_{SC} frequenzflachen MIMO-Systemen vereinfacht werden. Die Übertragung auf dem Unterträger k berechnet sich zu:

$$\mathbf{r}^{(f)}(k) = \mathbf{H}^{(f)}(k)\mathbf{s}^{(f)}(k) + \mathbf{n}^{(f)}(k) . \tag{2.33}$$

Die Dimensionen der beteiligten Matrizen und Vektoren richtet sich dann nach der Anzahl N_t der Sende- und N_r Empfangsantennen.

2.3.2. Kanalkapazität

Im Zuge der Erforschung von Mehrantennensystemen wurde unter anderem in [SFGK00, Nos01] gezeigt, dass sich durch die Ausnutzung der räumlichen Kanaldimension höhere Kanalkapazitäten als mit Einzelantennensystemen erzielen lassen. Diese Kapazität kann für eine höhere Zuverlässigkeit der Übertragung eines Datenstromes über das Mehrantennensystem im Sinne der Diversität genutzt werden oder erlaubt alternativ die Datenrate durch das parallele Senden mehrerer Datenströme (Multiplexing) zu erhöhen. Zwischen diesen beiden Grenzfällen ist jede Kombination von Diversität und Multiplexing möglich [ZT03]. Die Kapazität des MIMO-Kanals ist umso höher, je geringer die Korrelation der Antennen untereinander ist. Die Kapazität eines stationären frequenzflachen MIMO-Kanals $\mathbf{H}$ nach Gleichung (2.32) (zum Beispiel eines OFDM-Unterträgers) berechnet sich

als die mittlere wechselseitige Transinformation zwischen Sender und Empfänger [Tel99]:

$$\begin{aligned} C(\mathbf{H}) = I(\mathbf{s};\mathbf{r}) &= H(\mathbf{r}) - H(\mathbf{r}|\mathbf{s}) = H(\mathbf{r}) - H(\mathbf{n}) \\ &= \max_{\sum_i (P_i) \leq P_S} \mathrm{ld}\left[\frac{\det(\mathbf{R}_{rr})}{\det(\mathbf{R}_{nn})}\right] \\ &= \max_{\sum_i (P_i) \leq P_S} \mathrm{ld}\left[\frac{\det(\mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_{nn})}{\det(\mathbf{R}_{nn})}\right] . \end{aligned} \tag{2.34}$$

Die Summe der Einzelleistungen P_i der Antennensignale in $\mathbf{s}$ ist durch die maximal zur Verfügung stehende Sendeleistung P_S beschränkt. Sie kann aber beliebig auf die Antennen aufgeteilt werden. Die Information darüber ist in der Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_{ss}$ des Sendesignalvektors enthalten. Unter der Annahme unabhängiger identisch verteilter weißer Gaußprozesse an den Empfangsantennen ergibt sich die Kovarianzmatrix des Rauschens $\mathbf{R}_{nn}$ zu einer mit der Rauschvarianz σ_n^2 gewichteten Einheitsmatrix $\mathbf{I}_{N_r}$ und (2.34) geht über in:

$$C(\mathbf{H}) = \max_{\sum_i (P_i) \leq P_S} \mathrm{ld}\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{1}{\sigma_n^2}\mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H\right)\right] . \tag{2.35}$$

Da die Determinante einer quadratischen Matrix gleich dem Produkt ihrer Eigenwerte ist, kann die Kapazität auch über diese ausgedrückt werden [Gv96]:

$$\begin{aligned} C(\mathbf{H}) &= \max_{\sum_i (P_i) \leq P_S} \mathrm{ld}\left[\prod_{k=1}^{N_r}\left(1 + \frac{1}{\sigma_n^2}\check{\lambda}_k^2\right)\right] \\ &= \max_{\sum_i (P_i) \leq P_S} \sum_{k=1}^{N_r} \mathrm{ld}\left[1 + \frac{1}{\sigma_n^2}\check{\lambda}_k^2\right] . \end{aligned} \tag{2.36}$$

Die Eigenwerte des Matrizenproduktes $\mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H$ werden mit $\check{\lambda}_k^2$ bezeichnet. Zur genauen Herleitung von Gleichung (2.36) aus (2.35) sei auf Anhang A.1.1 verwiesen. Die Kanalkapazität wird demnach maßgeblich von der Anpassung der Sendesignale an den Kanal bestimmt ($\mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H = \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{H}\mathbf{s})^H$). Aus der Konkavität der Logarithmusfunktion und der Begrenzung der Summe der Eigenwerte einer Matrix ergibt sich für die Maximierung der Kanalkapazität die Forderung nach möglichst identischen Eigenwerten $\check{\lambda}_k^2$ des effektiven Kanals.

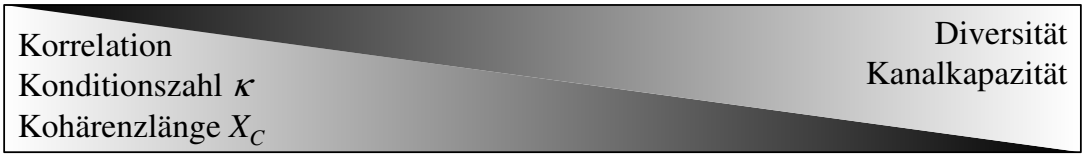

Abbildung 2.3.: Veranschaulichung der Abhängigkeit zwischen Antennenkorrelation, Konditionszahl, Diversität und Kanalkapazität

Existiert am Sender keine Kenntnis über den Kanal, ist es am besten, die Sende-

leistung gleichmäßig auf die Antennen zu verteilen. Unter der Annahme unabhängiger Sendesignale ergibt sich für die Signalkovarianzmatrix $\mathbf{R}_{ss}$ eine skalierte Einheitsmatrix:

$$\mathbf{R}_{ss} = \frac{P_S}{N_t}\mathbf{I}_{N_t}\,. \tag{2.37}$$

Die Kanalkapazität ist dann von der Korrelationsmatrix $\mathbf{R}_{rr} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H$ der Empfangsantennen, genauer von den Singulärwerten λ_k des Kanals $\mathbf{H}$, abhängig:

$$\begin{aligned} C(\mathbf{H}) &= \mathrm{ld}\left[\det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_s}{N_0 N_t}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right)\right] \\ &= \sum_{k=1}^{N_r} \mathrm{ld}\left[1 + \frac{E_s}{N_0 N_t}\lambda_k^2\right]\,. \end{aligned} \tag{2.38}$$

Die Verteilung der Singulärwerte einer Matrix wird entscheidend von ihrer Orthogonalität beeinflusst. Eine orthonormale Matrix besitzt identische Singulärwerte gleich Eins, während für eine Matrix mit völlig abhängigen Spalten und/oder Zeilen nur ein Singulärwert von Null verschieden ist. Im Falle der Kanalmatrix ergeben sich unabhängige Spalten bzw. Zeilen dann, wenn die Korrelation der Antennen gering ist. Daraus lässt sich schließen, dass für unkorrelierte Antennen die Kanalkapazität maximiert wird. Aus dieser Betrachtung lässt sich auch ein Maß für die räumliche Diversität eines Kanals ableiten, welches einfacher zu bestimmen ist, als die Kohärenzlänge. Die Konditionszahl κ einer Matrix ist das Verhältnis ihres größten zum kleinsten Singulärwert:

$$\kappa(\mathbf{H}) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \geq 1\,. \tag{2.39}$$

Die räumliche Diversität eines Kanals ist deshalb umso größer, je kleiner die Konditionszahl $\kappa(\mathbf{H})$ der Kanalmatrix $\mathbf{H}$ ist. Die Abbildung 2.3 fasst die Proportionalitäten zwischen Kanalkapazität, Diversität, Korrelation und Konditionszahl in einen Überblick zusammen. Der Grad der tatsächlichen Antennenkorrelation und damit die vorhandene Diversität wird erst durch die genaue Festlegung der Geometrie des Antennenfeldes und im Zusammenspiel mit dem Umgebungsszenario bestimmt.

2.3.3. Lineare Signalverarbeitung an Sender und Empfänger

Die Generierung der Sendesignale aus den Modulationssymbolen mit Hilfe einer linearen Vorverarbeitung ist als allgemeines Schema in Abbildung 2.4 dargestellt. Diese Blockverarbeitung kann durch eine Matrizenmultiplikation beschrieben werden:

$$\mathbf{s} = \mathbf{P}\mathbf{T}\mathbf{x}\,. \tag{2.40}$$

Der Vektor $\mathbf{x}$ stellt eine Menge von zu sendenden Modulationssymbolen dar. Die Anzahl der Elemente dieses Vektors entspricht der Summe der N_{ES} Modulationssymbole aller N_{DS} Datenströme. Sowohl die Anzahl der Datenströme $N_{DS} \geq 1$, als auch die An-

zahl der für die Blockverarbeitung gleichzeitg verwendeten Eingangssymbole $N_{ES} \geq 1$ jedes Datenstromes ist vom gewählten Sendeverfahren und der Sendeantennenanzahl N_t abhängig. Die Matrix $\mathbf{T}$ verknüpft die Modulationssymbole und bildet das Ergebnis auf N_{AS} Sendezeitpunkte und auf N_t Sendeantennen ab. Die von den Sendeantennen abgestrahlte Leistung lässt sich mit Hilfe der Matrix $\mathbf{P}$ einstellen.

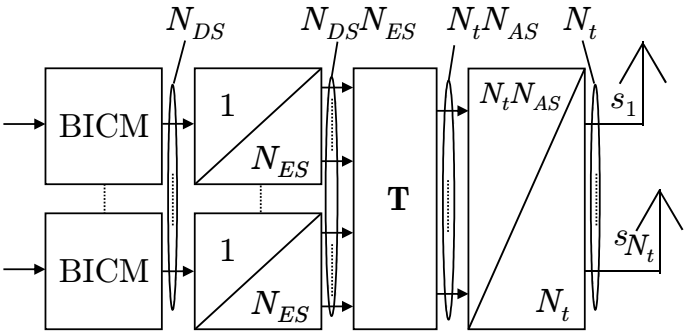

Abbildung 2.4.: Allgemeines Modell der Sendesignalverarbeitung in einem MIMO-System

Die Vorverarbeitung der Modulationssymbole in einem OFDM-System passiert auf die gleiche Weise. Der Strom der Antennensignale wird anschließend parallelisiert und auf alle Unterträger verteilt. Vor dem Senden findet dann noch die OFDM-Signalverarbeitung statt.

Die Übertragungsrate des Mehrantennensystems lässt sich durch den Raum-Zeit-Koderatenfaktor R_{STC} im Vergleich zur Rate einer SISO-Übertragung ausdrücken:

$$R_{STC} = \frac{N_{DS}N_{ES}}{N_{AS}}\,. \tag{2.41}$$

Eine Ratenerhöhung kann sowohl durch das gleichzeitige Senden mehrerer Datenströme, als auch durch die gleichzeitige Übertragung mehrerer Modulationssymbole oder einer Kombination dieser beiden erreicht werden. Zu beachten ist, dass die Rate auf die Anzahl der zur Übertragung notwendigen Sendezeitpunkte N_{AS} normiert wird.

Am Empfänger findet im Allgemeinen eine Verarbeitung der empfangenen Signale statt:

$$\mathbf{y} = \mathbf{Gr} = \mathbf{GHs} + \mathbf{Gn} = \mathbf{GHPTx} + \mathbf{Gn}\,. \tag{2.42}$$

Die Matrizenmultiplikation mit $\mathbf{G}$ steht dabei für die notwendige Entzerrung des Empfangssignals, einen eventuell nötigen Vorverarbeitungsschritt des Empfangsvektors und eine mögliche Permutierung der Vektorelemente. Der Empfänger bezieht sich dabei auf den effektiven Kanal der durch die Multiplikation des eigentlichen Kanals $\mathbf{H}$ mit den Sendevorverarbeitungsmatrizen $\mathbf{PT}$ entsteht:

$$\mathbf{H}_{eff} = \mathbf{HPT}\,. \tag{2.43}$$

Der effektive Kanal stellt damit die Kopplungsmatrix zwischen den gleichzeitig übertragenen Modulationssymbolen $\mathbf{x}$ dar. Nicht in jedem Fall werden die modulierten Symbole auf alle drei Dimensionen der Mobilfunkübertragung verteilt. Vielmehr hängen die

Struktur der Matrizen $\mathbf{T}$, $\mathbf{P}$ und $\mathbf{G}$ und die entsprechenden Dimensionen der beteiligten Vektoren vom gewählten System ab. Das Ziel der Vor- und Nachverarbeitung ist, eine Gesamtübertragungsfunktion

$$\mathbf{GH}_{eff} = \mathbf{GHPT} \tag{2.44}$$

zu definieren, deren Eigenschaften bezüglich der Wiedergewinnung der gesendeten Information geeigneter sind, als die des eigentlichen Kanals $\mathbf{H}$. Im Folgenden wird ein kurzer Überblick über mögliche Mehrantennenverfahren entsprechend der historischen Entwicklung gegeben. Exemplarisch wird dafür ein Einträgersystem in einem frequenzflachen Kanal angenommen.

Strahlformung

Strahlformung (engl. *Beamforming*) ist die älteste Methode Antennenfelder im Mobilfunk einzusetzen. Diese Technik kann unabhängig voneinander sowohl am Sender, als auch am Empfänger angewendet werden. Die klassischen Verfahren der Strahlformung basieren auf der Richtungsschätzung einzelner einfallenden Wellen [Sch79, RK89]. Diese Information wird anschließend genutzt, um das Antennenfeld gezielt so anzusteuern, dass es selektiv aus bestimmten Raumrichtungen durch kohärente Überlagerung Signalenergie verstärkt aufnimmt, während andere Raumrichtungen unterdrückt werden. Auf diese Art lassen sich erwünschte Signale gegenüber unerwünschten bevorzugen. Ebenso lässt sich in einem von seinen Eigenschaften reziproken Kanal die Richtungsinformation zur Strahlformung beim Senden über das gleiche Antennenfeld einsetzen. Dadurch wird gezielt in Raumrichtungen Energie abgestrahlt, aus welchen auch Signale empfangen wurden.

Übertragung über die Hauptraumrichtungen

Ist die instantane Kanalrealisierung am Sender und Empfänger bekannt, lassen sich bessere Signalverarbeitungsalgorithmen anwenden. Mit Hilfe der Singulärwertzerlegung (*Singular Value Decomposition* (SVD)) kann der Kanal in ein Set von zwei orthonormalen Matrizen und einer Diagonalmatrix zerlegt werden:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H . \tag{2.45}$$

Diese Ähnlichkeitstransformation der $N_r \times N_t$-dimensionalen Kanalmatrix $\mathbf{H}$ erlaubt eine gute Anschauung der räumlichen Eigenschaften des Kanals. Die $N_t \times N_t$-dimensionale Matrix $\mathbf{V}$ spannt den sendeseitigen Signalraum auf. Durch die Multiplikation mit der Hermiteschen dieser Matrix werden die Sendesignale in einen N-dimensionalen Bildraum überführt ($N = \min\{N_r, N_t\}$). Die $N_r \times N_t$-dimensionale Diagonalmatrix $\mathbf{\Lambda}$ enthält die N von Null verschiedenen Singulärwerte λ_1 bis λ_N ($N \leq \min(N_r, N_t)$), die als Maß für die Übertragungsqualität entlang der N Hauptrichtungen des Kanals interpretiert werden können. Die Multiplikation mit der $N_r \times N_r$-dimensionalen Singulärvektormatrix $\mathbf{U}$ führt zu einer Transformation in den N_r-dimensionalen Empfangssignalraum. Der Rang der Singulärwertmatrix $\mathbf{\Lambda}$ definiert, dass nur maximal N Signalströme über den

Kanal $\mathbf{H}$ übertragbar sind. Unter Beachtung einer Sendeleistungsbeschränkung kann mit Hilfe eines *Waterfilling*-Verfahrens eine Zuordnung der Sendeenergieanteile zu den Hauptraumrichtungen gefunden werden [Gal68,CT06]. Aufgrund der abnehmenden Größe der Singulärwerte reicht die Sendeenergie nur für die Übertragung von $D \leq N$ Signalströmen aus. Für die Vorverarbeitung der Signale am Sender werden die D zu den stärksten Singulärwerten gehörenden Singulärvektoren $\mathbf{T} = \mathbf{V}_D$ genutzt. Die Sendeleistung wird entsprechend der *Waterfilling*-Lösung mit $\mathbf{P} \sim {}^1/_{\mathbf{\Lambda}_D}$ verteilt. Eine Möglichkeit der Nachverarbeitung am Empfänger besteht in der Multiplikation mit den D linksseitigen Singulärvektoren $\mathbf{G} = \mathbf{U}_D^H$. Das sich aus diesem Ansatz ergebende effektive Übertragungssystem ist eine interferenzfreie D-fach parallele Übertragung über *Additive White Gaussian Noise* (AWGN)-Kanäle:

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{U}_D^H \mathbf{n} \,. \tag{2.46}$$

Die statistischen Eigenschaften des Rauschprozesses ändern sich aufgrund der Orthonormalität der Matrix $\mathbf{U}$ nicht. Dieses System wird auch als Eigenkanalübertragung bezeichnet.

Eigenbeamforming

Die Vektoren der Matrizen $\mathbf{V}^H$ und $\mathbf{U}$ können im klassischen Sinne auch als Ansteuerungsvektoren für das Antennenfeld gesehen werden. Allerdings ist die praktische Umsetzung der Eigenkanalübertragung nicht realisierbar. Zum Einen weist die Singulärwertzerlegung einen hohen Rechenaufwand auf, der unter heutigen Bedingungen noch nicht in mobilen Endgeräten in Echtzeit durchgeführt werden kann. Zum Anderen ist die latenzfreie Rückkopplung der instantanen Kanalkenntnis in mobilen Systemen nahezu unmöglich. Die schnelle Veränderlichkeit der Kanäle betrifft aber vor allem die zeitlichen Eigenschaften (schneller Schwund, vgl. Kapitel 3.1.1). Die räumliche Struktur und damit die Hauptausbreitungsrichtungen unterliegen dagegen einer langsameren Veränderung, bedingt durch die physikalische Bewegung der Mobilstation und/oder der Reflektionsobjekte im Kanal. Für die Betrachtung der räumlichen Dimension des Kanals und die entsprechende Signalverarbeitung kann deshalb ein zeitlich mittelndes Verfahren benutzt werden [Jel01]. Die Vektoren $\bar{\mathbf{V}}$ und $\bar{\mathbf{U}}$ für das langzeitlich mittelnde Eigenbeamforming nach [Bru00] werden aus der Sendekovarianzmatrix $\mathbf{R}_{ss}$ beziehungsweise der Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_{rr}$ des Empfangssignals gewonnen:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ss} &= \mathcal{E}\{\mathbf{H}^H\mathbf{H}\} = \bar{\mathbf{V}}\bar{\mathbf{\Lambda}}^2\bar{\mathbf{V}}^H \\ \mathbf{R}_{rr} &= \mathcal{E}\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} = \bar{\mathbf{U}}\bar{\mathbf{\Lambda}}^2\bar{\mathbf{U}}^H \,. \end{aligned} \tag{2.47}$$

Die instantanen Hauptraumrichtungen des Kanals werden damit nicht mehr exakt getroffen. Allerdings ist die Abweichung in Abhängigkeit von der Mittelungszeit und der physikalischen Bewegung gering. Weitere Details zum Verfahren des Eigenbeamformings finden sich unter anderem in [Mic02].

2.3.4. Methoden zur Diversitätsausnutzung bei Mehrantennensystemen

Verfügt der Sender weder über instantane noch über langzeitlich gemittelte Kanalinformationen können nur Sendeverfahren eingesetzt werden, die die Sendeleistung gleichmäßig über alle Antennen verteilen:

$$\mathbf{P} = \frac{P_S}{N_t}\mathbf{I}_{N_t} \,. \tag{2.48}$$

Dienen die Antennenfelder nur zur Übertragung eines Datenstromes, so wird die zur Verfügung stehende Kanalkapazität im Sinne der Diversität genutzt. Die Übertragung des Datenstromes wird dadurch zuverlässiger.

Bei der Übertragung eines einzelnen Datenstromes ($N_{DS} = 1$) über ein Sendeantennenfeld kann die unter 2.2.2 beschriebene Sendediversität durch den Einsatz einer Raum-Zeit-Kodierung (engl. *Space Time Coding* (STC)) erschlossen werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Betrachtung der Raum-Zeit-Kodierung auf das von [Ala98] für zwei Sendeantennen vorgeschlagene und in [TJC99] auf beliebige Antennenzahl erweiterte lineare Verfahren der Blockkodierung beschränkt (*Space Time Block Coding* (STBC)). Diese Verfahren gehören zur großen Gruppe der *Linear Dispersion Codes* (LDC) [HH02,HP02]. Der Vorteil der Raum-Zeit-Kodierung liegt in der, durch die Orthogonalisierung des effektiven Kanals erreichten, Erhöhung der Robustheit der Übertragung und der Ausnutzung der Sendediversität. Als Nachteil hat sich der Ratenverlust gegenüber der Übertragung über eine Einzelantenne herausgestellt. Dieser tritt bei Verwendung von mehr als zwei Sendeantennen für STBC auf. Es existiert in diesem Fall keine orthogonale Anordnung von N_{ES} komplexen Eingangssymbolen, die über $N_t > 2$ Sendeantennen zu $N_{AS} = N_{ES}$ Sendezeitpunkten gesendet werden sollen [TJC99]. Die Bedingung

$$N_{AS} = N_t = N_{ES} \tag{2.49}$$

ist somit nur für $N_t = 1$ (Einzelantenne) und $N_t = 2$ (Alamouti-STBC-Verfahren) erfüllt. Anderenfalls ist der Raum-Zeit-Koderatenfaktor

$$R_{STC} = \frac{N_{ES}}{N_{AS}} \leq 1 \tag{2.50}$$

kleiner Eins und es ergibt sich ein Ratenverlust im Vergleich zur Einzelantennenübertragung. Dieser kann durch eine Erhöhung der spektralen Effizienz des Datenstromes ausgeglichen werden (höhere Koderate R_c der Faltungskodierung oder höherwertige Modulation). Es ergibt sich ein Austausch von höherer Sendediversität durch das STBC-Verfahren und geringerer Fehlerkorrekturmöglichkeit durch die geringere Koderedundanz.

Im Folgenden soll die Raum-Zeit-Kodierung am Beispiel des Alamouti-Verfahrens für $N_t = 2$ Sendeantennen und eine Empfangsantenne ($N_r = 1$) erklärt werden [Ala98]. Da die Raum-Zeit-Kodierung die Sendesymbole nicht nur über mehrere Antennen, sondern auch mehrere Zeitpunkte verteilt, wird hier zur vereinfachten Darstellung die Übertragung im Zeitbereich über einen frequenzflachen Kanal beschrieben. Im Falle frequenzselektiver Übertragung kann das OFDM-System eingesetzt werden. Daraus folgt eine

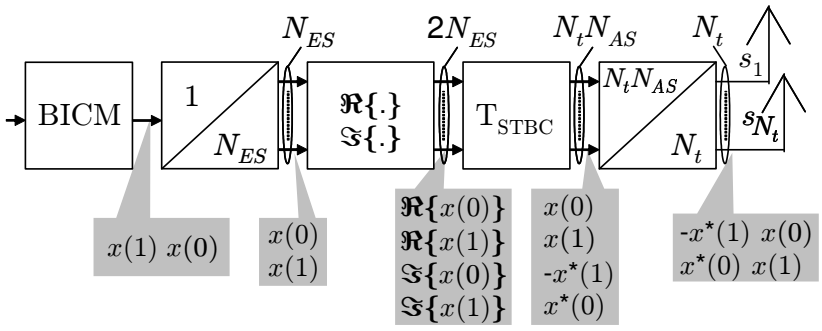

Abbildung 2.5.: Signalverarbeitungskette für die Raum-Zeit-Kodierung am Sender

N_{DSC}-fache parallele Bearbeitung der beschriebenen Algorithmen im Frequenzbereich. In Abbildung 2.5 sind die nötigen Signalverarbeitungsschritte am Sender allgemein wiedergegeben. Die Angaben in den grauen Kästchen beziehen sich auf die beispielhaft beschriebene Übertragung mit zwei Sendeantennen.

In Ableitung aus Gleichung (2.29) ergibt sich für die STBC-Übertragung über zwei Antennen ($N_t = N_{ES} = N_{AS} = 2$) das Übertragungsmodell zu:

$$\begin{aligned}\mathbf{r}^{(t)} &= \hat{\mathbf{H}}^{(t)}\hat{\mathbf{s}}^{(t)} + \mathbf{n}^{(t)} \\ &= \begin{bmatrix}\mathbf{H}(0) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}(1)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{s}(0) \\ \mathbf{s}(1)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}n(0) \\ n(1)\end{bmatrix}.\end{aligned} \tag{2.51}$$

Der Empfangsvektor

$$\mathbf{r}^{(t)} = \begin{bmatrix}r(0) \\ r(1)\end{bmatrix} \tag{2.52}$$

enthält die Empfangssymbole $r(0)$ und $r(1)$ einer Empfangsantenne ($N_r = 1$) zu den zwei Übertragungszeitpunkten. Charakteristisch und wichtig für das STBC-Verfahren ist, dass sich der Kanal während der beiden Übertragungszeitpunkte nicht oder nur geringfügig verändert ($\mathbf{H}(0) = \mathbf{H}(1)$). Es muss also gelten:

$$\begin{aligned}h_{1,1}(0) &= h_{1,1}(1) \text{ und} \\ h_{1,2}(0) &= h_{1,2}(1)\,.\end{aligned} \tag{2.53}$$

Nur in diesem Fall ist die Orthogonalität der Übertragung durch die konjugiert komplexe Operation auf den modulierten Symbolen gewährleistet und es treten keine Interferenzen auf. Stehen mehrere Empfangsantennen zur Verfügung, können die pro Empfangsantenne geschätzten Symbole kombiniert und so die Empfangsdiversität ausgenutzt werden.

Für die lineare Darstellung der Generierung der Sendesymbolvektoren $\mathbf{s}(t)$ aus den modulierten Symbolen $x(t)$ mit Hilfe einer Matrizenmultiplikation $\mathbf{T}_{STBC}$ wird die in

[TJC99] eingeführte Notation benutzt:

$$\begin{bmatrix}\mathbf{s}(0)\\ \mathbf{s}(1)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}s_1(0)\\ s_2(0)\\ s_1(1)\\ s_2(1)\end{bmatrix} = \mathbf{T}_{STBC}\mathbf{x}^{(RI)} = \begin{bmatrix}1 & 0 & j & 0\\ 0 & 1 & 0 & j\\ 0 & -1 & 0 & j\\ 1 & 0 & -j & 0\end{bmatrix} \begin{bmatrix}\Re\{x(0)\}\\ \Re\{x(1)\}\\ \Im\{x(0)\}\\ \Im\{x(1)\}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}x(0)\\ x(1)\\ -x^*(1)\\ x^*(0)\end{bmatrix} . \quad (2.54)$$

Der, der eigentlichen Raum-Zeit-Kodierung im Block $\mathbf{T}_{STBC}$ vorgeschaltete, Block sorgt für eine Zerlegung des Vektors $\mathbf{x}^{(t)}$ der N_{ES} modulierten Symbole in die Real- und Imaginärteile:

$$\mathbf{x}^{(RI)} = \begin{bmatrix}\Re\{\mathbf{x}^{(t)}\}\\ \Im\{\mathbf{x}^{(t)}\}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\Re\{x(0)\}\\ \Re\{x(1)\}\\ \Im\{x(0)\}\\ \Im\{x(1)\}\end{bmatrix} . \quad (2.55)$$

Dieser Vektor hat demnach die Länge $2N_{ES}$. Diese Aufteilung ist nötig, da es sich bei der Raum-Zeit-Kodierung im eigentlichen Sinne nicht um eine lineare Transformation handelt. Diese Betrachtungsweise ist nur möglich, wenn die reale und imaginäre Dimension separat betrachtet werden. Die $N_t N_{AS} \times 2N_{ES}$-dimensionale Matrix $\mathbf{T}_{STBC}$ stellt die eigentliche Raum-Zeit-Kodierung dar und setzt sich aus der linken Matrizenhälfte für die Überlagerung der Realteile $\mathbf{T}_{STBC}^{(R)}$ und der mit der imaginären Einheit j multiplizierten Matrix für die Überlagerung der Imaginärteile $\mathbf{T}_{STBC}^{(I)}$ zusammen:

$$\mathbf{T}_{STBC} = \begin{bmatrix}\mathbf{T}_{STBC}^{(R)} & j\mathbf{T}_{STBC}^{(I)}\end{bmatrix} . \quad (2.56)$$

Für die Übertragung über mehr als zwei Sendeantennen können die Einträge der Matrizen $\mathbf{T}_{STBC}^{(R)}$ und $\mathbf{T}_{STBC}^{(I)}$ aus den Generatormatrizen in [Ste02, TJC99] abgelesen werden. Für die in dieser Arbeit betrachteten Mehrantennensysteme mit vier Sendeantennen sind die entsprechenden Transformationsmatrizen in der hier verwendeten Notation in Anhang A.2.1 angegeben. Die Analyse der Leistungsfähigkeit von STBC-Verfahren kann in [TJC99, ATS98] nachgelesen werden und ist nicht Gegenstand dieser Arbeit. Die Methoden der Raum-Zeit-Kodierung werden jedoch, wie im Abschnitt 3.3.2 erläutert, auch für die Übertragung mehrerer Datenströme benutzt.

Eine Abwandlung der Raum-Zeit-Kodierung speziell in OFDM-Systemen ersetzt die Anordnung der Sendesymbole entlang der Zeitachse durch eine Anordnung entlang der Frequenz. In einem OFDM-System bedeutet dies, dass die N_{ES} Symbole mit Hilfe der Matrix $\mathbf{T}_{STBC}$ auf N_{AS} benachbarte Frequenzen verteilt werden. Die Signalverarbeitung im Sender und Empfänger ist dabei identisch zur Raum-Zeit-Kodierung. Die Raum-Frequenz-Kodierung ergibt immer dann Vorteile gegenüber der Raum-Zeit-Kodierung, wenn angenommen werden kann, das sich der Kanal über N_{AS} benachbarte Frequenzen weniger stark ändert als über N_{AS} aufeinanderfolgende Zeitpunkte. Diese Abschätzung kann mit Hilfe der Kohärenzparameter des Kanals getroffen werden (siehe 2.2.2). In realen Systemen ist darüber hinaus auch noch der negative Einfluss nicht idealer Bauteile, insbesondere die Phasendrift aufgrund nicht kompensierten Frequenzversatzes zwischen

Sender und Empfänger, zu beachten. Im Prinzip ist auch eine Kombination aus Raum-Frequenz-Zeit-Kodierung möglich. Diese erschließt aber keine weitere Diversität und ist deshalb nur sinnvoll, wenn über sehr große Antennenfelder übertragen werden soll, für die die Kohärenz in einer der beiden Dimensionen Zeit oder Frequenz nicht gewährleistet werden kann.

2.3.5. Datenratenerhöhung durch räumliche Multiplexverfahren

Verfügt das Übertragungssystem über Antennenfelder am Sender und Empfänger, kann die höhere Kanalkapazität durch das gleichzeitige Übertragen unterschiedlicher Daten über die Antennen auch zur Erhöhung der Datenrate ausgenutzt werden. Für diese Multiplexingsysteme sind drei Begriffe zu unterscheiden, die in dieser Arbeit wie folgt benutzt werden:

Datenstrom Unter einem Datenstrom (engl. *data stream* oder kurz *stream*) wird die zeitliche Folge komplexer Sendesymbole $\mathbf{x}^{(t)}$ zusammengefasst, deren Informationsbits denselben BICM-Block durchlaufen haben. Die Anzahl Datenströme N_{DS} eines Systems ist identisch mit der Anzahl der BICM-Konfigurationen, wobei die genaue Implementierung (parallele BICM-Blöcke oder sequentielle Bearbeitung der Datenströme) nicht festgelegt ist. Der Begriff *Stratum*, eingeführt in [WTS01], wird äquivalent verwendet.

Antennensignal Das Antennensignal ist eine Menge zeitlich aufeinanderfolgender Signale, die von einer Sendeantenne abgestrahlt ($\mathbf{s}^{(t)}$) oder von einer Empfangsantenne aufgefangen ($\mathbf{r}^{(t)}$) werden. In verkürzender Form wird auch oft von der „Antenne“ gesprochen, wenn das Antennensignal gemeint ist. Aufgrund von Vorverarbeitungsschritten am Sender ergibt sich das Sendeantennensignal im Allgemeinen als eine Überlagerung unterschiedlicher Datenströme.

Layer Am Empfänger wird versucht, die durch die Übertragung überlagerten Sendeantennensignale durch Entzerrung zu entkoppeln und gleichzeitig die sendeseitige Vorverarbeitung rückgängig zu machen, um die Datenströme wiederzugewinnen. Dabei kann es vorteilhaft sein, nicht die komplexen Symbole, sondern jeweils Real- und Imaginärteil einzeln zu betrachten [FW03]. Für Systeme mit Raum-Zeit-Kodierung werden pro Datenstrom die N_{ES} Eingangssymbole gleichzeitig verarbeitet. Dadurch ergeben sich N_L einzelne zu detektierende komplex- bzw. reellwertige Symbole. In einem Empfänger mit schrittweiser Interferenzreduktion wird pro Schritt jeweils eines dieser Symbole detektiert und es ergeben sich entsprechend $N_L \geq N_{DS}$ Schritte. Jeder dieser Schritte wird in dieser Arbeit als ein Layer bezeichnet. Diese Festlegung des Begriffes Layer unterscheidet sich von der in der Literatur im Zusammenhang mit den BLAST-MIMO-Verfahren üblichen [Fos96]. Dort wird unter einem System mit Layern grundsätzlich ein System mit mehreren Datenströmen definiert und die Begriffe synonym verwendet. Unter den Randbedingungen $N_{ES} = 1$ (keine Raum-Zeit-Kodierung) und der komplexwertigen Detektion ergibt sich dieser Zusammenhang $N_L = N_{DS}$.

Der Grad des realisierten Multiplexing berechnet sich als die Summe der Raum-Zeit-Übertragungsraten über alle gesendeten Datenströme. Werden die N_t Antennensignale nur von einem Datenstrom abgeleitet ($N_{DS} = 1$), so erhöht sich die Übertragungsrate durch das gleichzeitige Senden von $N_{ES} = N_t$ Modulationssymbolen dieses Datenstromes. Die Raum-Zeit-Kodierungsrate ergibt sich zu:

$$R_{STC} = N_t \,. \tag{2.57}$$

Bei Multiplexing von N_t unterschiedlichen Datenströmen ist für jeden die Raum-Zeit-Übertragunsgrate gleich Eins und die Summenrate des Gesamtsystems ergibt sich gleich der Anzahl N_{DS} der Datenströme. Zwischen diesen beiden Fällen kann jede beliebige Kombination auftreten. Insbesondere der in Abschnitt 3.3.2 erläuterte Ansatz der *Mixed Transmission* beruht auf der Übertragung von $N_{DS} = 2$ Datenströmen, von denen der erste mit einer Raum-Zeit-Übertragungsrate von $R_{STC} = 3$ über drei Sendeantennen abgesendet wird.

Für die Sendeverfahren mit räumlichem Multiplexing, deren Analyse Hauptbestandteil dieser Arbeit ist und die in Kapitel 3.3 näher vorgestellt werden, gilt, dass keine Kanalkenntnis am Sender existiert (*open-loop*). Deshalb wird die Sendeleistung wie in Gleichung (2.48) angegeben gleichmäßig über alle Sendeantennen verteilt. Außerdem ist keine kanalangepasste Vorverzerrung der Sendesignale möglich, wie sie zum Beispiel bei der Eigenkanalübertragung verwendet wird. Die Vorverarbeitungsmatrix $\mathbf{T}$ ist deshalb nur vom Sendeverfahren abhängig (siehe Abschnitt 3.3). Da die Übertragungsfunktion des MIMO-Kanals im Allgemeinen nicht orthogonal ist, ergeben sich am Empfänger Überlagerungen der Sendesignale. Diese Interferenzen müssen aufgelöst werden. Die Ergebnisse der Untersuchung, wie gut dies den verschiedenen Empfängeralgorithmen gelingt, sind im Kapitel 4 dargelegt.