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.

Herausgeber: Prof. Dr.–Ing. habil. Dr.–Ing. E.h. P.W. Baier
Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung
Universität Kaiserslautern
Postfach 3049
67653 Kaiserslautern

Verfasser: Hendrik Tröger

Verlag: Universität Kaiserslautern

Druck: ZBT - Abteilung Foto-Repro-Druck der Universität Kaiserslautern

D 386

© Hendrik Tröger · Kaiserslautern 2003

Alle Rechte vorbehalten, auch das des auszugsweisen Nachdrucks, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe (Photographie, Mikrokopie), der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und das der Übersetzung.

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 1438–6720
ISBN 3–936890–22–6

Hendrik Tröger
Gersweilerweg 41
D-67657 Kaiserslautern
Geburtsort: Erlangen

Empfängerorientierte Mehrteilnehmer-Übertragungsverfahren für die Abwärtsstrecke zellularer Mobilfunksysteme

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Kaiserslautern
zur Verleihung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.–Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Hendrik Tröger

D 386

Tag der Einreichung: 04.06.2003
Tag der mündlichen Prüfung: 22.07.2003

Dekan des Fachbereichs
Elektrotechnik: Prof. Dr.-Ing. G. Huth

Vorsitzender der
Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. R. Urbansky

1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. P.W. Baier

2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. habil. N. Wehn

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in der Zeit von Juli 2000 bis Juli 2003 im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter Prof. Dr.–Ing. habil. Dr.–Ing. E.h. P.W. Baiers am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung der Universität Kaiserslautern. Ich möchte all jenen danken, die mich während der Entstehung dieser Arbeit unterstützt haben.

Mein besonderer Dank ergeht an Herrn Prof. P.W. Baier für die Anregung, die Betreuung und die Förderung meiner Arbeit. Durch seine stete Diskussionsbereitschaft sowie durch zahlreiche Ratschläge und Hinweise hat er wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Herrn Prof. Dr.–Ing. N. Wehn danke ich für das Interesse an dieser Arbeit und für die freundliche Übernahme des Korreferats. Weiterhin danke ich dem Vorsitzenden der Promotionskommission, Herrn Prof. Dr.–Ing. R. Urbansky.

Den jetzigen und den ehemaligen Kollegen am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung danke ich für eine angenehme Arbeitsatmosphäre und für viele fruchtbare Diskussionen, die mir oftmals weitergeholfen haben. Ein besonderer Dank ergeht an die Herren Dr.-Ing. M. Meurer, Dipl.-Ing. C.A. Jötten und Dr.-Ing. T. Weber für die erfolgreiche Zusammenarbeit in gemeinsamen Projekten. Ebenso danke ich allen Studenten, die im Rahmen von Studienarbeiten, Diplomarbeiten, Masterarbeiten und als wissenschaftliche Hilfskräfte unter meiner Anleitung Beiträge zu dieser Arbeit geleistet haben.

Die in dieser Arbeit präsentierten theoretischen Grundlagen entstanden im Rahmen eines von der DFG geförderten Verbundprojekts, an dem auch die Arbeitsgruppe Prof. Dr.-techn. J. Nosseks von der TU München mitwirkte. Der DFG sei für die Förderung und Herrn Prof. Nossek und seinen Mitarbeitern für die gute Kooperation gedankt.

Wesentliche Teile der Arbeit entstanden im Rahmen der Kooperation des Lehrstuhls für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung mit der Fa. Siemens und im Rahmen eines Forschungsprojekts der Europäischen Union. Für die finanzielle Förderung sowie zahlreiche Anregungen aus der industriellen Praxis sei den Herren Dipl.-Ing. H. von der Neyen, Dipl.-Ing. L. Jarbot und Dipl.-Ing. G. Lehmann herzlich gedankt.

Der Universität Kaiserslautern danke ich für die Möglichkeit der Benutzung leistungsfähiger Rechnersysteme des Regionalen Hochschulrechenzentrums Kaiserslautern (RHRK). Den Mitarbeitern des RHRK sei für die Beratung in Software- und Hardwarefragen gedankt.

Besonders herzlich bedanke ich mich bei meiner Familie, insbesondere bei meinen Eltern, die mir meine Ausbildung ermöglichten und mich stets unterstützt haben. Schließlich danke ich meiner Frau Sonja und meinen beiden Söhnen Leon und Jannis, die mir in dieser Zeit ein entscheidender Rückhalt waren. Ihnen widme ich diese Arbeit.

Kaiserslautern, im Juli 2003

Hendrik Tröger

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**
1.1 Klassifizierung von Übertragungssytemen 1
1.2 Ziele und Inhalt der Arbeit 4

2 Kanalmodelle **8**
2.1 Vorbemerkung 8
2.2 Modellieren des Kanals zwischen Einzelantennen 9
2.3 Betrachtete Varianten der Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke 11
2.3.1 Allgemeine Mehrteilnehmer-MISO-Struktur 11
2.3.2 Mehrteilnehmer-MISO-Struktur mit unkorrelierten Teilkanäle . 13
2.3.3 Mehrteilnehmer-MISO-Struktur mit völlig korrelierten Teilkanälen 13

3 Allgemeines lineares Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem **16**
3.1 Vorbemerkung 16
3.2 Mathematisches Systemmodell 17
3.2.1 Matrix-Vektor-Beschreibung 17
3.2.2 Signal-zu-Rausch-plus-Interferenz-Verhältnis 19
3.2.3 Singulärwertzerlegung der Kanalmatrix 21
3.2.4 Normierung 22
3.2.5 Bewertungskriterium Energieeffizienz 26
3.3 Senderorientierung 29
3.3.1 Konzept der Senderorientierung 29
3.3.2 RxMF-Demodulator 30
3.3.3 RxZF-Demodulator 32
3.4 Empfängerorientierung 35
3.4.1 Konzept der Empfängerorientierung 35
3.4.2 TxMF-Modulator 36
3.4.3 TxZF-Modulator 38
3.5 Zusammenhang zwischen den Konzepten der Sender- und Empfängerorientierung 40
3.5.1 Vorbemerkung 40
3.5.2 RxMF und TxMF 41
3.5.3 RxZF und TxZF 42
3.6 Kanalorientierung 45
3.6.1 Singulärwertzerlegung der Kanalmatrix als Ausgangspunkt . . . 45
3.6.2 Übertragungskonzept 46

3.6.3 Energieeffizienz 48

4 Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystem 49
4.1 MIMO-Struktur 49
4.2 Modulatormatrix 49
4.3 Kanalmatrix und gestörtes Empfangssignal 52
4.4 Demodulatormatrix 53
4.5 Energieeffizienz 55

5 Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke mit K_{B} Antennen an der BS und K MSen mit Einzelantennen 56
5.1 Modellierung als MIMO-Struktur 56
5.2 Struktur der Demodulatormatrix 59
5.3 Empfängerorientierung 60
5.4 Senderorientierung 61
5.5 Normierung und Energieeffizienz 61

6 Grundsätzlicher Vergleich der Performanz sender- und empfängerorientierter Systeme 63
6.1 Motivation 63
6.2 Energieeffizienz als Vergleichskriterium 64
6.3 Vergleich der Sender- und Empfängerorientierung für den Fall des Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems 66

7 Simulationsergebnisse 70
7.1 Übersicht 70
7.2 Punkt-zu-Punkt-Übertragung 76
7.2.1 Vorbemerkung 76
7.2.2 Empfängerorientiertes Übertragungssystem 76
7.2.3 Kanalorientiertes Übertragungssystem 92
7.3 Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecken-Übertragung 97
7.3.1 Vorbemerkung 97
7.3.2 Empfängerorientiertes Übertragungssystem 97
7.3.3 Kanalorientiertes Übertragungssystem 106
7.4 Vergleich von TxMF und TxZF 111

8 Verbessern senderorientierter Systeme durch Modifikation der Sendesignale nach dem Konzept der Empfängerorientierung 117
8.1 Grundsätzliche Methodik 117
8.2 Energieeffizienz des kombinierten Systems 120
8.3 Simulationsergebnisse 120

9 Koexistenz sender- und empfängerorientierter Systeme 125
9.1 Motivation 125
9.2 Symbiotischer Betrieb von TxZF und RxZF 128

10 Zusammenfassung 130
10.1 Deutsch 130
10.2 English 131

A Herleitungen 132
A.1 Maximieren der empfängerseitigen Symbolenergie bei Verwenden des TxMF-Modulators 132
A.2 Maximieren der empfängerseitigen Symbolenergie bei Verwenden des TxZF-Modulators 134

B Liste häufig verwendeter Abkürzungen, Schreibweisen und Formelzeichen 136
B.1 Abkürzungen 136
B.2 Mathematische Schreibweisen 136
B.3 Formelzeichen 137

Schrifttum 140

Kapitel 1
Einleitung

1.1 Klassifizierung von Übertragungssytemen

In dieser Arbeit werden Funkübertragungssysteme betrachtet. Deshalb sind die gesendeten und empfangenen Signale Bandpaßsignale. Diese werden im folgenden gemäß der in [Kle96] getroffenen Konvention durch komplexe Vektoren dargestellt, die als zeitdiskrete Tiefpaßäquivalente der entsprechenden Bandpaßsignale aufzufassen sind. Auch die zu übertragenden Datenfolgen werden, siehe [Kle96], durch komplexe Vektoren repräsentiert. Für die genannten komplexen Vektoren werden unterstrichene fettgedruckte Symbole verwendet. Eine für das anschauliche Verständnis der Untersuchungen in dieser Arbeit hilfreiche, aber nicht notwendige und nicht einzig mögliche Vorstellung besteht darin, daß man unter den diversen interessierenden Signalen Spannungssignale versteht.

Bild 1a zeigt die bekannte allgemeine Grundstruktur eines Datenübertragungssystems [Fri73, Rup93]. Diese Struktur umfaßt

- den Sender,
- den Übertragungskanal,
- die additive Störeinspeisung und
- den Empfänger.

In einem Datenübertragungssystem mit der Struktur nach Bild 1a werden die zu übertragenden Daten in den Sender als Komponenten eines Vektors $\underline{\boldsymbol{d}}$ eingespeist. Die Aufgabe des Senders besteht darin, den Vektor $\underline{\boldsymbol{d}}$ durch Verfahren der Fehlerschutzcodierung und der Modulation auf ein am Senderausgang verfügbares Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ abzubilden. Das Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ wird in den Übertragungskanal eingespeist und führt am Ausgang des Übertragungskanals zum erwünschten empfangenen Nutzsignal $\underline{\boldsymbol{e}}$. Aus diesem entsteht durch Addition des ebenfalls empfangenen Störsignals $\underline{\boldsymbol{n}}$ das Empfangssignal $\underline{\boldsymbol{r}}$. Der Empfänger hat die Aufgabe, aus $\underline{\boldsymbol{r}}$ durch die Verfahren der Demodulation und der Fehlerschutzdekodierung eine möglichst genaue Schätzung $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}$ der gesendeten Daten $\underline{\boldsymbol{d}}$ zu gewinnen. Je besser diese Schätzung $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}$ bei gegebenen Randbedingungen

für den Betrieb des Datenübertragungssystems, wie z. B. verfügbare Sendeleistung und verfügbare Übertragungsbandbreite, desto besser die Performanz des Systems.

Im Falle der in der vorliegenden Arbeit interessierenden Funkübertragungssysteme kann die allgemeine Struktur nach Bild 1a wie in Bild 1b gezeigt spezialisiert werden. In dieser Struktur entsprechen der Kombination aus Übertragungskanal und Störeinspeisung

- die Sendeantenne,
- der Raum und
- die Empfangsantenne.

Bei gegebenem Übertragungskanal und gegebener Störeinspeisung sind für die Performanz eines Datenübertragungssystems maßgebend die im Sender eingesetzten Verfahren der Fehlerschutzcodierung und Modulation sowie die im Empfänger angewandten Verfahren der Demodulation und Fehlerschutzdekodierung. Allgemeiner kann man auch sagen, daß die Performanz von den sender- und empfängerseitig angewandten Algorithmen der Signalverarbeitung bestimmt wird. Die Wahl dieser Algorithmen ist auch entscheidend für den sender- und empfängerseitig erforderlichen Aufwand an Rechenkapazität – in dieser Arbeit werden ausschließlich digitale Übertragungsverfahren betrachtet – , für den Hardwareaufwand und für die erforderliche Speise- oder Primärleistung.

Die Anfänge der Nachrichten- und Datenübertragung mit elektromagnetischen Wellen liegen im 19. Jahrhundert. Zunächst erfolgte die Übertragung drahtgebunden. Beispielsweise betrieben Carl Friedrich Gauß und Wilhelm Eduard Weber in den Jahren 1833 bis 1835 erste Versuche mit langen Leitern, die sie zwischen Gebäuden in Göttingen spannten. 1835 übertrug Gauß die Entwicklung eines praktisch einsetzbaren Telegraphen an Carl August von Steinheil, der im Jahre 1837 die erste zuverlässig funktionierende Telegraphieverbindungen herstellte [Asc84]. Als Anfang der nicht drahtgebundenen Übertragung, d. h. der Funkübertragungstechnik, können die im Jahre 1895 vom italienischen Physiker Guglielmo Marconi (1874 – 1937) nahe Bologna durchgeführten Experimente angesehen werden [Asc84]. Dafür erhielt er 1909 den Nobelpreis für Physik. Von diesen ersten Anfängen der elektrischen Datenübertragung bis zu den modernsten Systemen der heutigen Zeit ist der Entwurf der Übertragungssysteme im allgemeinen dadurch charakterisiert, daß zunächst festgelegt wird, was im Sender geschieht, und nach dieser Festlegung hat sich dann der Empfänger beim Schätzen der gesendeten Daten mit entsprechenden Algorithmen zu richten. Die senderseitig verwendeten Signalverarbeitungsalgorithmen werden also a priori festgelegt, und hieraus ergeben sich

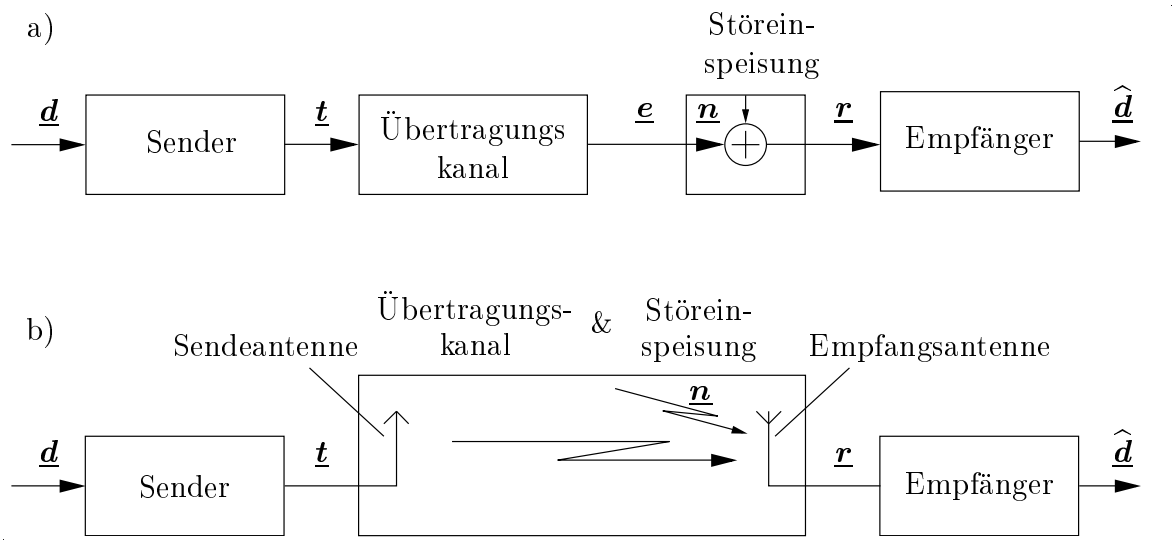

Bild 1.1. Grundstruktur eines Datenübertragungssystems
a) allgemein
b) funkspezifisch

die empfängerseitig zu benützenden Signalverarbeitungsalgorithmen a posteriori. Diese herkömmliche Vorgehensweise, bei der dem Sender eine Meister- und dem Empfänger eine Sklavenfunktion zukommt, kann auch mit dem Attribut "senderorientiert" gekennzeichnet werden. Die Senderorientierung bietet den Vorteil, daß man die a priori festzulegenden senderseitig anzuwendenden Signalverarbeitungsalgorithmen so wählen kann und in der Regel auch so wählt, daß der Sender aufwandsgünstig zu realisieren ist. Komplexer sind dagegen dann die sich a posteriori ergebenden Signalverarbeitungsalgorithmen im Empfänger. Aus diesem Grund ist bei herkömmlichen Übertragungssystemen in aller Regel der Empfänger von seiner Struktur her aufwendiger als der Sender.

Anstelle der herkömmlichen A-priori-Festlegung der senderseitig anzuwendenden Algorithmen kann man beim Systementwurf alternativ auch a priori mit den im Empfänger einzusetzenden Algorithmen beginnen und daraus resultierend a posteriori die senderseitig anzuwendenden Algorithmen festlegen. Diese nicht herkömmliche, mit dem Attribut "empfängerorientiert" zu kennzeichnende Vorgehensweise bietet die Möglichkeit, die a priori zu bestimmenden Empfängeralgorithmen so zu wählen, daß man einen möglichst einfachen Empfänger erhält, während dann die Komplexität des Senders größer ist als bei herkömmlichen, d. h. senderorientierten Systemen. Zusammenfassend ist also festzustellen, daß tendenziell beim Systementwurf das herkömmliche Verfahren der Senderorientierung zu einfacheren Sendern und zu komplexeren Empfängern führt, während es beim Verfahren der Empfängerorientierung umgekehrt ist. Die Einfachheit bzw. Komplexität einer Implementierung finden ihre Entsprechung in Primärleistungsverbrauch, Gewicht, Volumen, Kosten etc.

Betrachtet man ein Duplex-Funkübertragungssystem mit einer Feststation und einer Mobilstation, so soll die Mobilstation im Interesse des geringen Primärleistungsverbrauchs und geringer Kosten möglichst einfach sein, während man in der Feststation mehr Aufwand treiben kann. Hieraus folgt, daß man beim Entwurf der Strecke von der Mobil- zur Feststation das Prinzip der Senderorientierung, beim Entwurf der Strecke von der Feststation zur Mobilstation dagegen das Prinzip der Empfängerorientierung anwenden sollte.

Zur möglichst günstigen Gestaltung der a priori festgelegten Algorithmen ist die Kenntnis der Kanaleigenschaften wichtig. Dies bedeutet, daß man Kanalinformation

- bei der Senderorientierung im Empfänger,
- bei der Empfängerorientierung im Sender

benötigt. Im Falle der Senderorientierung kann diese Information z. B. dadurch gewonnen werden, daß man zusätzlich zum datentragenden Signal Testsignale sendet, die mit dem Empfänger vorher vereinbart wurden und somit im Empfänger bekannt sind; anhand der auf diese Testsignale zurückgehenden Empfangssignale kann der Empfänger dann die Kanalinformation schätzen [Ste95]. Im Falle der Empfängerorientierung benötigt der Sender die Kanalinformation. Diese Information muß dem Sender im allgemeinen dadurch zur Verfügung gestellt werden, daß sie zunächst - z. B. wie gerade beschrieben - im Empfänger ermittelt und dann zum Sender zurücksignalisiert wird. Dies ist eine nicht einfach zu lösende Aufgabe und schränkt die Anwendungsmöglichkeiten des Konzepts der Empfängerorientierung ein.

Neben den beiden Konzepten der Sender- und Empfängerorientierung ist ein weiteres denkbares, in dieser Arbeit nur am Rande angesprochenes, aber nicht näher verfolgtes Konzept beim Systementwurf die Kanalorientierung [LMTB00, TQMJ02, BQT$^+$03, QTMJ03]. Bei dieser geht man davon aus, daß die Kanalinformation sowohl sender- als auch empfängerseitig bekannt ist. Auf der Basis dieser Information werden dann sowohl die sender- als auch die empfängerseitig angewandten Signalverarbeitungsalgorithmen möglichst günstig gestaltet.

1.2 Ziele und Inhalt der Arbeit

Im zellularen Mobilfunk sind Übertragungskonzepte anzustreben, die zu möglichst aufwandsgünstigen Mobilstationen führen, während bei den Basisstationen höherer Auf-

wand in Kauf genommen werden kann. Deshalb ist es nach den in Abschnitt 1.1 getroffenen Feststellungen bzgl. der Komplexität bei Sender- bzw. Empfängerorientierung naheliegend, in den Aufwärtsstrecken, d. h. in den Strecken von den Mobilstationen zur Basisstation, ein senderorientiertes Übertragungskonzept und in den Abwärtsstrecken, d. h. in den Strecken von der Basisstation zu den Mobilstationen, ein empfängerorientiertes Übertragungskonzept einzusetzen. Dieser Erkenntnis widerspricht der heutige Stand der Technik, der sowohl für die Aufwärts- als auch für die Abwärtsstrecke senderorientierte Übertragungskonzepte vorsieht [3GP00b, 3GP00c].

Zur Vorgehensweise der Empfängerorientierung beim Systementwurf gibt es im Schrifttum einige Ansätze [ESN93, Bos98, JU00, VM98, NB01], wobei besonders grundlegende Arbeiten auch aus der Arbeitsgruppe stammen, der der Verfasser derzeit angehört [MBW+00, BMWT00, MBL+00, TMW00, TMWB01, TWMB01]. Der Verfasser verfolgt mit der vorliegenden Arbeit das Ziel, das Konzept der Empfängerorientierung auf die Abwärtsstrecke zellularer Mobilfunksysteme anzuwenden und dadurch die Komplexität der Mobilstationen gegenüber dem Stand der Technik zu verringern.

Als Duplexverfahren wird, wie z. B. bei den 3G-Teilstandards TD-CDMA und TD-SCDMA [TD-01], das Schema TDD (Time Division Duplexing) vorgesehen, d. h. Auf- und Abwärtsstrecke verwenden im zeitlichen Wechsel dasselbe Frequenzband, so daß bei hinreichend geringer Dynamik der Zeitvarianz für beide Strecken die Kanaleigenschaften aufgrund des Reziprozitätstheorems [Par92] praktisch gleich sind. Dann kann das in Abschnitt 1.1 angesprochene Problem, dem Sender der Abwärtsstrecke die im Falle der Empfängerorientierung erforderliche Kanalinformation zukommen zu lassen, auf folgende Weise vorteilhaft gelöst werden: In der Basisstation wird die im Empfänger der nach dem Prinzip der Senderorientierung arbeitenden Aufwärtsstrecke ohnehin zu ermittelnde Kanalinformation dem Sender der Abwärtsstrecke übergeben. Problematisch bei dieser Vorgehensweise ist allerdings, daß die Empfangsintervalle der Aufwärtsstrecke und die Sendeintervalle der Abwärtsstrecke zeitlich gegeneinander versetzt sind; dadurch stößt man bei rasch zeitveränderlichen Kanälen an Grenzen, weil die für die Aufwärtsstrecke gewonnene Kanalinformation bis zum Senden in der Abwärtsstrecke möglicherweise nicht mehr hinreichend aktuell ist. Im Falle des Duplexverfahrens FDD (Frequency Division Duplexing), bei dem die Aufwärts- und Abwärtsstrecke unterschiedliche Frequenzbänder benutzen, so daß sich die Kanaleigenschaften beider Strecken voneinander unterscheiden, kann das gerade für TDD beschriebene Verfahren zum Bereitstellen von Kanalinformation für den Sender der Abwärtsstrecke nicht angewandt werden. Allerdings gibt es alternative Möglichkeiten [JBMW02], auf die hier jedoch nicht eingegangen wird.

Eine wichtige Maßnahme zum Verbessern von Systemperformanzen ist ganz allgemein das Verwenden von Multi-Antennen in Kombination mit entsprechenden Signalverarbeitungsalgorithmen [Sha48]. Den praktischen Einsatz solcher auch als adaptiv oder intelligent bezeichneten Antennen wird man aus Raumgründen zunächst an der Basisstation vorsehen, während man an den Mobilstationen weiterhin mit Einzelantennen arbeitet. Folgerichtigerweise ist in der vorliegenden Arbeit vorgesehen, an der Basisstation adaptive und an den Mobilstationen Einzelantennen zu verwenden.

Zum Erreichen des oben beschriebenen Ziels der vorliegenden Dissertation, nämlich des Anwendens des Prinzips der Empfängerorientierung in der Abwärtsstrecke zellularer Mobilfunksysteme, müssen die folgenden Arbeiten und Untersuchungen durchgeführt werden:

- Um die gewonnenen Erkenntnisse quantitativ mit Simulationsergebnissen untermauern und veranschaulichen zu können, benötigt man Kanalmodelle, mit denen die Strecken zwischen den Sende- und Empfangsantennen beschrieben werden können. Kapitel 2 der Arbeit ist dem Erstellen solcher Kanalmodelle gewidmet.

- Zunächst wird in Kapitel 3 das zum Beschrieben der in der vorliegenden Arbeit betrachteten linearen Übertragungssysteme erforderliche mathematische Systemmodell eingeführt. Kapitel 3 enthält unter anderem auch die Matrix-Vektor-Beschreibung [Kle96] des Systems. Zum Beurteilen der Performanz linearer Übertragungskonzepte für die Abwärtsstrecke sind quantitative Bewertungskriterien erforderlich. Ein solches in der vorliegenden Dissertation vorgeschlagenes Kriterium ist die Energieeffizienz, die auf der Relation der in den Empfängern verwertbaren Nutzenergie und der hierzu im Sender aufgebrachten abgestrahlten Sendeenergie beruht. Ferner werden in Kapitel 3 die in Abschnitt 1.1 klassifizierten linearen Übertragungssysteme für die Punkt-zu-Punkt-Übertragung und die Zusammenhänge zwischen Sender- und Empfängerorientierung erläutert.

- Der erste Schritt, die in Kapitel 3 gewonnenen Erkenntnisse auf das in der vorliegenden Arbeit interessierende Mobilfunksystem zu übertragen, erfolgt in Kapitel 4 durch die Betrachtung eines Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems. Hier werden die besonderen Charakteristika eines Mobilfunksystems, vor allem die des Übertragungskanals, einbezogen und somit das allgemeine Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem nach Kapitel 3 spezialisiert. Entgegen den in Abschnitt 1.1 getroffenen Annahmen werden bei den Betrachtungen in Kapitel 4 sowohl an der Basisstation als auch an den Mobilstationen Multi-Antennen vorausgesetzt.

- Eine weitere Spezialisierung erfolgt in Kapitel 5 durch Berücksichtigen der Mehrteilnehmer-Struktur eines Mobilfunksystems. Dabei hat nur die Basisstation eine Multi-Antenne; die Mobilstationen sind dagegen jeweils mit einer Einzelantenne ausgestattet, siehe Abschnitt 1.1. Im besonderen ist Kapitel 5 der Abwärtsstreckenübertragung und den damit verbundenen Besonderheiten der Sender- und Empfängerorientierung gewidmet.

- Sender- und Empfängerorientierung sind unterschiedliche, aber dennoch artverwandte Konzept. Aus den Ausführungen in Abschnitt 1.1 und 1.2 kann man erkennen, daß diese als Gegenstücke des jeweils anderen verstanden werden können. Die Frage, ob die Performanz der beiden Konzepte ähnlich oder ganz unterschiedlich ist, wird in Kapitel 6 beantwortet.

- Die Performanz eines Mobilfunksystems hängt ab von den getroffenen Annahmen, wie z. B. Anzahl und Position der Mobilstationen, gewähltes Kanalmodell, Anzahl der Sendeantennen etc. Mit Simulationen wird in Kapitel 7 die Performanz für viele unterschiedliche Annahmen ermittelt. Dabei steht die Empfängerorientierung im Vordergrund. Zu Vergleichszwecken werden jedoch auch einige Simulationsergebnisse für Systeme mit Kanalorientierung gebracht.

- In Kapitel 8 verfolgt der Verfasser die Idee, herkömmliche, nach dem Verfahren der Senderorientierung arbeitende Abwärtsstrecken dadurch zu verbessern, daß man sie mit der Vorgehensweise der Empfängerorientierung kombiniert. Hierbei wird so vorgegangen, daß in einem ersten Schritt aus a priori vorgegebenen Senderalgorithmen im Sinne der Senderorientierung die Empfängeralgorithmen festgelegt werden. In einem zweiten Schritt werden dann ausgehend von diesen Empfängeralgorithmen modifizierte Senderalgorithmen nach dem Prinzip der Empfängerorientierung gebildet. Es zeigt sich, daß auf diese Weise die Energieeffizienz gegenüber dem als Ergebnis des ersten Schritts vorliegenden, herkömmlichen senderorientierten System verbessert werden kann.

- Bei der eventuellen Einführung des Konzepts der Empfängerorientierung im zellularen Mobilfunk, z. B. in den 3G-Systemen nach den Teilstandards TD-CDMA oder TD-SCDMA, wird man es mit Übergangsszenarien zu tun haben, in denen herkömmliche Abwärtsstrecken nach dem Konzept der Senderorientierung und neue Abwärtsstrecken nach dem Konzept der Empfängerorientierung koexistieren müssen. In Kapitel 9 entwickelt der Verfasser eine Vorgehensweise zum Ermöglichen und vorteilhaften Gestalten einer solchen Koexistenz.

Kapitel 2

Kanalmodelle

2.1 Vorbemerkung

Wie bereits in Abschnitt 1.2 erwähnt, werden in der vorliegenden Arbeit lineare empfängerorientierte Übertragungskonzepte für die Abwärtsstrecke untersucht, bei denen an der Basisstation (BS) eine Gruppenantenne mit $K_\mathrm{B} \geq 1$ Antennenelementen und an den K Mobilstationen (MSen) jeweils eine einzige Antenne vorgesehen sind. Somit existieren zwischen der BS und den K MSen insgesamt $K_\mathrm{B}K$ Teilkanäle, die im vorliegenden Kapitel 2 charakterisiert werden. Die K_B Teilkanäle von der BS zu einer speziellen MS k, $k = 1 \ldots K$, kann man zu einem MS-spezifischen Kanal zusammenfassen, der eine MISO (Multiple Input Single Output)-Struktur [TMWB01] mit K_B Eingängen und einem einzigen Ausgang darstellt, siehe Bild 2.1.

Die Entwicklung des den Untersuchungen zugrundegelegten Kanalmodells umfaßt die beiden folgenden Schritte:

- Modellieren des Kanals zwischen Einzelantennen, d. h. zwischen einer einzigen Sende- und einer einzigen Empfangsantenne, siehe Abschnitt 2.2.
- Beschreiben der betrachteten Konfiguration der Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke mit $K_\mathrm{B}K$ Teilkanälen oder K MISO-Strukturen, siehe Abschnitt 2.3.

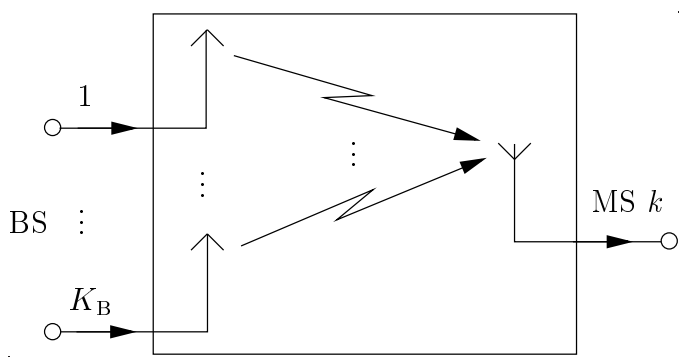

Bild 2.1. MISO-Struktur mit K_B Eingängen an der BS und einem einzigen Ausgang an der MS k

2.2 Modellieren des Kanals zwischen Einzelantennen

Wie in Abschnitt 2.1 angemerkt, wird im vorliegenden Abschnitt 2.2 als Basis für die Beschreibung der eigentlich interessierenden K MISO-Strukturen, siehe den folgenden Abschnitt 2.3, die Strecke nach Bild 2.2 zwischen dem Eingang einer einzigen Sendeantenne und dem Ausgang einer einzigen Empfangsantenne betrachtet. Diese Strecke kann durch das Tiefpaßäquivalent $\underline{h}(\tau)$ der zwischen dem Eingang der Sendeantenne und dem Ausgang der Empfangsantenne beobachtbaren Impulsantwort oder alternativ durch das Tiefpaßäquivalent

$$\underline{H}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}(\tau) \exp\left(-\mathrm{j}\, 2\pi f t\right) \mathrm{d}\tau \tag{2.1}$$

der entsprechenden Übertragungsfunktion als Ausgangsspannung der Empfangsantenne als Antwort auf einen geträgerten Dirac-Spannungsimpuls am Eingang der Sendeantenne interpretiert werden. $\underline{h}(\tau)$ und $\underline{H}(f)$ seien definiert für das verwendete, durch seine Mittenfrequenz und Bandbreite definierte Übertragungsband. In $\underline{h}(\tau)$ und $\underline{H}(f)$ gehen u. a. ein

- die Bauart und Ausrichtung der Antennen,
- der Antennenabstand
- die Topographie und Morphographie des betrachteten Ausbreitungsgebiets.

Ebenso hängen $\underline{h}(\tau)$ und $\underline{H}(f)$ davon ab, aus welcher Art von Quelle die Sendeantenne gespeist wird, und wie die Empfangsantenne abgeschlossen ist.

Aufgrund der begrenzten Übertragungsbandbreite und der Mehrwegeausbreitung hat $\underline{h}(\tau)$ eine nicht verschwindende Ausdehnung längs der τ-Achse. Im Falle der bereits in Abschnitt 1.1 für die Untersuchungen in dieser Arbeit vorausgesetzten Darstellung von Signalen durch ihre zeitdiskreten Tiefpaßäquivalente kann $\underline{h}(\tau)$ dann durch den Vektor

$$\underline{\boldsymbol{h}} = \left(\underline{h}_1 \ldots \underline{h}_w\right)^{\mathrm{T}},\ w = 1 \ldots W, \tag{2.2}$$

mit einer Dimension W größer als eins repräsentiert werden [Kle96, Ste95]. Dieser Vektor wird im folgenden kurz als Impulsantwort des Kanals zwischen den Toren der beiden Antennen der Struktur nach Bild 2.2 bezeichnet.

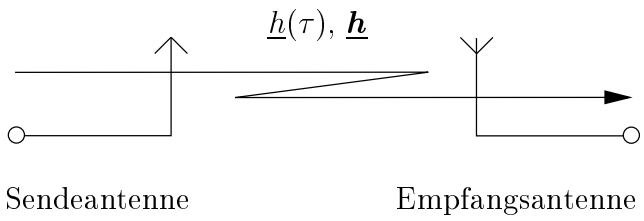

Bild 2.2. Struktur mit zwei Einzelantennen

Im Mobilfunk sind die Funkkanäle aufgrund der Bewegung der MSen zeitvariant. Eine solche Zeitvarianz bedeutet, daß die Komponenten $\underline{h}_w$, $w = 1 \ldots W$, von $\underline{\boldsymbol{h}}$ nach (2.2) zeitabhängig sind und sich also von Kanalzugriff zu Kanalzugriff mehr oder weniger voneinander unterscheiden. Bekanntlich läßt sich die Zeitvarianz in den auf Abschattungseffekten beruhenden langsamen Schwund und den auf der Interferenz der im Mobilfunk vorhandenen Mehrwegsignale beruhenden schnellen Schwund untergliedern [Par92]. Bei den Untersuchungen in dieser Arbeit sei der langsame Schwund, nicht jedoch der schnelle Schwund ausgeschlossen; ein solcher Ausschluß des langsamen Schwunds kann z. B. dadurch gerechtfertigt werden, daß man eine entsprechende Regelung der Sendeleistung voraussetzt [Ste95]. Die aufgrund des schnellen Schwunds verbleibende Zeitvarianz sei, wie durch die Realität zumindest näherungsweise oft gerechtfertigt und im Schrifttum häufig vorausgesetzt [Bel63, PB82], als schwach stationär (engl. Wide Sense Stationary, WSS) angenommen. Setzt man weiterhin voraus, daß die Komponenten $\underline{h}_w$, $w = 1 \ldots W$, von $\underline{\boldsymbol{h}}$ nach (2.2) die Erwartung null haben und daß zwei beliebige Komponenten $\underline{h}_w$ und $\underline{h}_{w'}$ im Falle $w \neq w'$ unkorreliert sind, dies wird im Englischen charakterisiert mit dem Begriff Uncorrelated Scattering (US), dann kann die schwach stationäre Zeitvarianz von $\underline{\boldsymbol{h}}$ nach (2.2) charakterisiert werden

Tabelle 2.1. Charakterisierung des verwendeten WSSUS-Mehrwege-Kanalmodells [3GP00d]

w	$\sigma_w^2 = \mathrm{E}\left\{\underline{h}_w \underline{h}_w^*\right\}$ / dB
1	0
2	-3
3	-6
4	-9

durch die Varianzen

$$\sigma_w^2 = \mathrm{E}\left\{\underline{h}_w \underline{h}_w^*\right\}, \; w = 1 \ldots W, \tag{2.3}$$

der Komponenten $\underline{h}_w$, $w = 1 \ldots W$. Kanalmodelle nach dem soeben beschriebenen Muster werden im Schrifttum auch mit dem Akronym WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) gekennzeichnet [Par92, Pät99]. Zur weiteren Beschreibung derartiger Kanalmodelle sei nun angenommen, daß die Komponenten $\underline{h}_w$, $w = 1 \ldots W$, von $\underline{\boldsymbol{h}}$ nach (2.2) einer bivariaten komplexen Gaußverteilung [BS91] genügen.

In der vorliegenden Arbeit wird für alle betrachteten Kanäle ein im Rahmen der UMTS(Universal Mobile Telecommuncations System)-Standardisierung in [3GP00d] eingeführtes und allgemein akzeptiertes WSSUS-Mehrwegekanalmodell nach [Bel63] verwendet, bei dem in (2.2)

$$W = 4 \tag{2.4}$$

ist, und bei dem die Varianzen σ_w^2, $w = 1 \ldots W$, nach (2.3) im logarithmischen Maß die Werte nach Tabelle 2.1 haben.

Die zeitliche Dynamik der Zeitvarianz ist dadurch zu charakterisieren, wie schnell sich die Komponenten $\underline{h}_w$, $w = 1 \ldots W$, von $\underline{\boldsymbol{h}}$ nach (2.2) abhängig von der Zeit ändern, wobei das zum Beurteilen der Zeitvarianz maßgebende Zeitintervall die zeitliche Distanz zweier aufeinanderfolgender Kanalzugriffe ist. Hier gibt es zwei Extremfälle:

- Es erfolgt trivialerweise keine Änderung, d. h. es besteht keine Zeitvarianz.
- Die Realisationen der Komponenten $\underline{h}_w$, $w = 1 \ldots W$, von $\underline{\boldsymbol{h}}$ nach (2.2) sind auch bei zeitlich aufeinanderfolgenden Kanalzugriffen völlig unabhängig voneinander.

2.3 Betrachtete Varianten der Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke

2.3.1 Allgemeine Mehrteilnehmer-MISO-Struktur

Eine Abwärtsstrecke mit einer BS mit K_B Antennenelementen und K MSen hat die in Bild 2.3 gezeigte Struktur. Anstelle der einen zum Beschreiben der Struktur nach Bild 2.2 ausreichenden zeitvarianten Kanalimpulsantwort $\underline{\boldsymbol{h}}$ nach (2.2), benötigt man nun KK_B solcher Impulsantworten

$$\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_\mathrm{B})} = \left(\underline{h}_1^{(k,\,k_\mathrm{B})} \ldots \underline{h}_W^{(k,\,k_\mathrm{B})}\right)^\mathrm{T}, \; k = 1 \ldots K, \; k_\mathrm{B} = 1 \ldots K_\mathrm{B}. \tag{2.5}$$

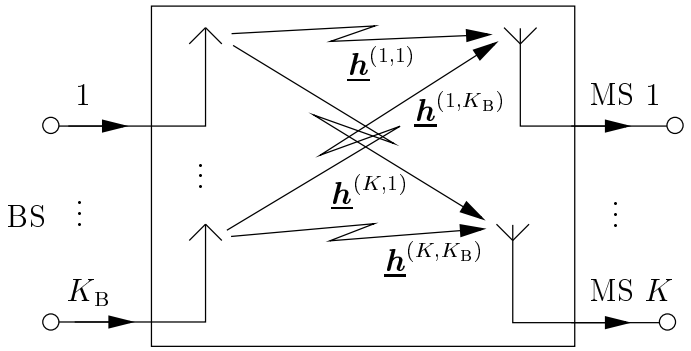

Bild 2.3. Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke mit K_B Antennenelementen an der BS und jeweils einer einzigen Antenne an jeder MS k, $k = 1 \ldots K$ (die vereinfachend direkt zwischen den Antennen eingetragenen Kanalimpulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,k_B)}$ gelten zwischen den durch kleine Kreise gekennzeichneten Antennenein- bzw. -ausgängen)

$\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,k_B)}$ beschreibt den Kanal zwischen dem Eingang des Antennenelements k_B der BS und dem Ausgang der Antenne der MS k.

Je nach betrachtetem Szenario und je nach Gestaltung der Gruppenantenne an der BS sind die KK_B Kanalimpulsantworten nach (2.5) mehr oder weniger voneinander abhängig. Bzgl. der Abhängigkeit der Impulsantworten der Kanäle von der BS zu unterschiedlichen MSen k und k' sei in der vorliegenden Arbeit völlige Unabhängigkeit vorausgesetzt, was aufgrund der räumlichen Trennung der Mobilstationen auch plausibel ist. Bzgl. der Abhängigkeit zwischen den K_B Impulsantworten der Kanäle von der BS zu ein und derselben MS k werden die beiden folgenden Extremfälle untersucht:

- Völlige Unabhängigkeit, d. h. Unkorreliertheit, siehe Unterabschnitt 2.3.2.
- Völlige Korreliertheit, siehe Unterabschnitt 2.3.3.

Für diese beiden Extremfälle ergeben sich gewisse Systemperformanzen. Die zu erwartende Systemperformanz für alle anderen Fälle dürfte zwischen den Performanzen dieser beiden Extremfälle liegen, so daß die beiden Extremfälle den Gesamtbereich der denkbaren Systemperformanzen abstecken dürften. Man kommt den ersten der beiden Extremfälle nahe, wenn die K_B Elemente der Gruppenantenne der BS weit voneinander entfernt sind, und dem zweiten, wenn diese Elemente eng benachbart sind. Mit eng benachbart sind Abstände von maximal einigen Trägerwellenlängen λ gemeint. Im ersten Fall bilden die K Elemente der Gruppenantenne eine Makrostruktur, im zweiten eine Mikrostruktur [BBS97].

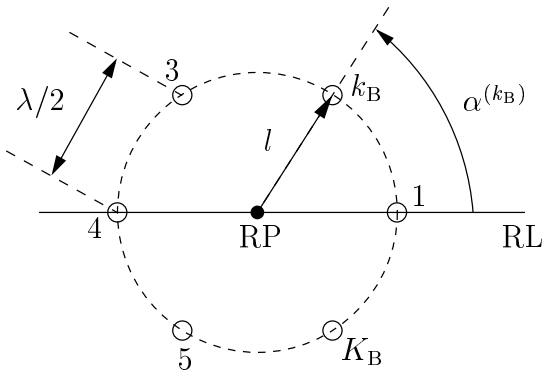

Bild 2.4. Anordnung der K_B Elemente eines zirkularen Arrays mit den Bemaßungsgrößen l nach (2.6) und $\alpha^{(k_B)}$ nach (2.7)

2.3.2 Mehrteilnehmer-MISO-Struktur mit unkorrelierten Teilkanäle

Wie in Unterabschnitt 2.3.1 erläutert, sind die Impulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,k_B)}$, $k_B = 1 \ldots K_B$, der K_B Teilkanäle von der BS zu jeder MS k unkorreliert, wenn die K_B Antennenelemente der BS weit voneinander entfernt sind. Im Falle einer solchen Makrostruktur wird bei jedem Kanalzugriff jede der KK_B Impulsantworten völlig unabhängig von den anderen $KK_B - 1$ Impulsantworten nach dem in Abschnitt 2.2 dargelegten WSSUS-Model, siehe (2.3), (2.4) und Tabelle 2.1, gebildet.

2.3.3 Mehrteilnehmer-MISO-Struktur mit völlig korrelierten Teilkanälen

Wenn die K_B Antennenelemente der Gruppenantenne der BS im Sinne einer Mikrostruktur nur geringe, d. h. in der Größenordnung der Trägerwellenlänge λ liegende gegenseitige Abstände haben, dann durchwandern die von den einzelnen Antennenelementen abgestrahlten, an eine MS k gelangenden Wellen dieselben physikalischen Teilkanäle. Von Antennenelement zu Antennenelement besteht in diesem Fall lediglich eine von dessen Ort abhängige unterschiedliche Drehung der Trägernullphase [MM80].

Es gibt eine Vielfalt denkbarer und sinnvoller, dem Prinzip der Mikrostruktur genügender Gruppenantennen mit K_B Elementen [JOYK85]. Bei den Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit werden zirkulare Arrays [JOYK85] nach Bild 2.4 verwendet, deren K_B Elemente in der horizontalen Ebene äquidistant um einen Referenzpunkt

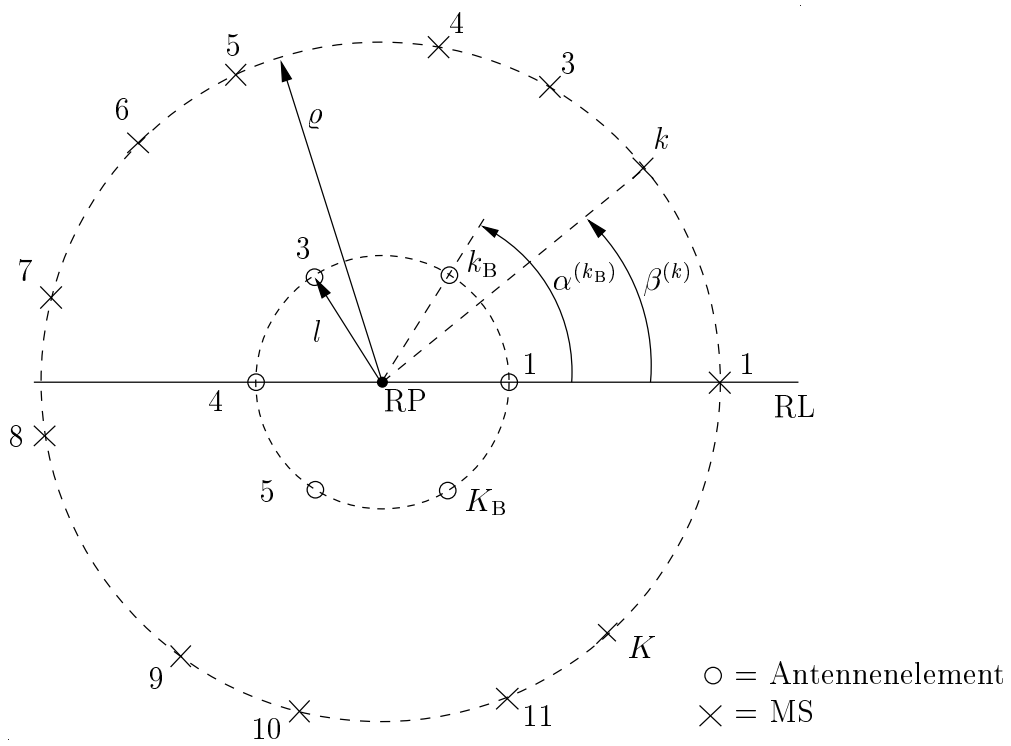

Bild 2.5. Anordnung der K MSen um das zirkulare Array der BS

(RP) angeordnet sind. Der Abstand benachbarter Antennenelemente sei $\lambda/2$, und das Antennenelement $k_B = 1$ liege auf der durch RP gehenden Referenzlinie (RL). Der Abstand der K_B Antennenelemente von RP ergibt sich gemäß Bild 2.4 zu

$$l = \frac{\lambda}{4\sin(\frac{\pi}{K_B})}. \tag{2.6}$$

Die azimutale Position des Antennenelements k_B relativ zu RL wird durch den Winkel

$$\alpha^{(k_B)} = 2\pi\frac{k_B - 1}{K_B} \tag{2.7}$$

erfaßt.

Die K MSen seien ebenfalls in der horizontalen Ebene im für alle MSen gleichen Abstand ϱ um RP angeordnet, siehe Bild 2.5, wobei mit l nach (2.6)

$$\varrho >> l \tag{2.8}$$

gelte. Die Winkelposition der MS k relativ zu RL ist durch den MS-Azimutwinkel $\beta^{(k)}$ gegeben.

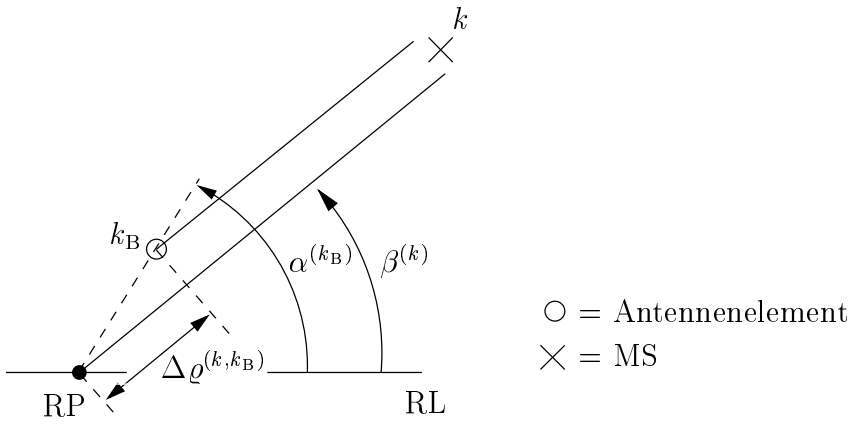

Bild 2.6. Zur Erläuterung der Voreilung $\psi^{(k,k_B)}$, siehe (2.11), einer vom BS-Antennenelement k_B ausgehenden Welle gegenüber einer von RP ausgehenden Welle an der MS k

Die Impulsantwort des Kanals von einer gedachten Antenne in RP zur MS k sei

$$\underline{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{RP}}^{(k)} = \left(\underline{h}_{\mathrm{RP},1}^{(k)} \ldots \underline{h}_{\mathrm{RP},W}^{(k)}\right)^{\mathrm{T}},\ k = 1 \ldots K. \tag{2.9}$$

Bei jedem Kanalzugriff werde $\underline{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{RP}}^{(k)}$ nach (2.9) nach dem in Abschnitt 2.2 geschilderten WSSUS-Kanalmodell gebildet, siehe (2.3), (2.4) und Tabelle 2.1. Die Distanz des BS-Antennenelements k_B von der MS k ist um

$$\Delta\varrho^{(k,k_B)} = l \cos\left(\beta^{(k)} - \alpha^{(k_B)}\right) \tag{2.10}$$

geringer als die Distanz ϱ des in RP gedachten Antennenelements von der MS k, siehe Bild 2.6. Die Distanzdifferenz $\Delta\varrho^{(k,k_B)}$ entspricht bzgl. der MS k einer Voreilung der vom Antennenelement k_B ausgehenden Welle gegenüber einer von RP ausgehenden Welle um

$$\psi^{(k,k_B)} = \frac{2\pi}{\lambda}\Delta\varrho^{(k,k_B)} = \frac{2\pi}{\lambda}\, l \cos(\beta^{(k)} - \alpha^{(k_B)}),\ k = 1 \ldots K,\ k_B = 1 \ldots K_B. \tag{2.11}$$

Mit $\psi^{(k,k_B)}$ nach (2.11) ergibt sich die Impulsantwort des Teilkanals vom Antennenelement k_B der BS zur MS k aus $\underline{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{RP}}^{(k)}$ nach (2.9) zu

$$\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_B)} = \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\psi^{(k,k_B)}}\,\underline{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{RP}}^{(k)}. \tag{2.12}$$

Die K_B für eine jede MS k, $k = 1 \ldots K$, gültigen Kanalimpulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_B)}$, $k_B = 1 \ldots K_B$, nach (2.12) unterscheiden sich für jeden Kanalzugriff nur durch einen komplexen Faktor voneinander und sind somit voll korreliert.

Kapitel 3

Allgemeines lineares Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem

3.1 Vorbemerkung

Wie bereits in Kapitel 1 bemerkt, interessieren in dieser Arbeit lineare Übertragungssysteme. Im vorliegenden Kapitel 3 wird deshalb die in Bild 1.1 dargestellte allgemeine Grundstruktur eines Datenübertragungssystems auf lineare Systeme spezialisiert. Zu diesem Zweck wird in Abschnitt 3.2 des vorliegenden Kapitels 3 zunächst ein entsprechendes lineares mathematische Systemmodell erstellt, das nicht auf Funkübertragungssysteme beschränkt ist. In den weiteren Abschnitten 3.3 bis 3.6 wird dieses Modell dann für die in Unterabschnitt 1.1 charakterisierten Fälle der Senderorientierung und der Empfängerorientierung näher und den ebenfalls in Unterabschnitt 1.1 angesprochenen Fall der Kanalorientierung ansatzweise ausgestaltet.

Die in den Sender eingespeisten Daten werden durch den Datenvektor

$$\underline{\boldsymbol{d}} = \left(\underline{d}_1 \ldots \underline{d}_{N_\mathrm{t}}\right)^\mathrm{T} \tag{3.1}$$

der Dimension N_t beschrieben. Die Elemente $\underline{d}_n$ von $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) entstammen einem Symbolalphabet

$$\underline{\mathbb{V}}_\mathrm{d} = \{\underline{v}_1 \ldots \underline{v}_M\} \tag{3.2}$$

der Mächtigkeit M. In dieser Arbeit sei $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) stationär und genüge mit der $N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}$-Einheitsmatrix $I^{N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}}$ der Kovarianzmatrix

$$\boldsymbol{R}_\mathrm{d} = \mathrm{E}\left\{\underline{\boldsymbol{d}}\,\underline{\boldsymbol{d}}^\mathrm{H}\right\} = 2\sigma_\mathrm{d}^2 \boldsymbol{I}^{N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}}, \tag{3.3}$$

wobei der Hochindex H das Bilden der konjugiert komplexen Transponierten bezeichnet. Die einzelnen Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, in $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) seien also unkorreliert. Faßt man die Komponenten $\underline{d}_n$ von $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) als Abtastwerte der komplexen Amplitude der Trägerschwingung auf, hat wegen (3.3) die mit $\underline{\boldsymbol{d}}$ modulierte Trägerschwingung die mittlere Leistung σ_d^2.

Die entsprechende mittlere Energie ergibt sich durch Multiplikation mit der Samplingrate der zeitdiskreten Darstellung. In dieser Arbeit wird dennoch bei Ausdrücken in der Form (3.3) vereinfachend von Energie und nicht von Leistung gesprochen.

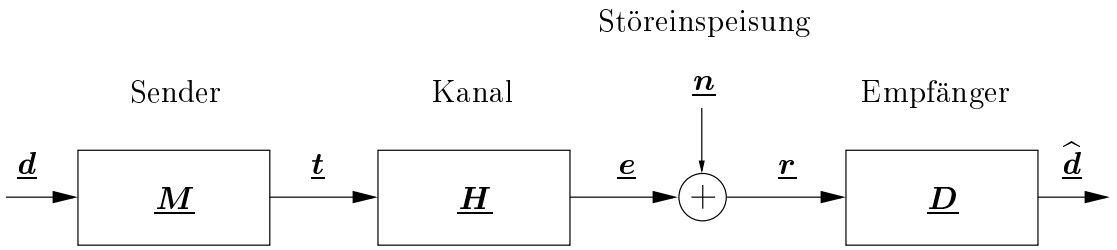

Bild 3.1. Beschreibung eines Datenübertragungssystems mit den Matrizen $\underline{\boldsymbol{M}}$, $\underline{\boldsymbol{H}}$ und $\underline{\boldsymbol{D}}$

3.2 Mathematisches Systemmodell

3.2.1 Matrix-Vektor-Beschreibung

Wird ein lineares Datenübertragungssystem betrachtet, so kann die Grundstruktur nach Bild 1.1 wie in Bild 3.1 gezeigt mit den Matrizen $\underline{\boldsymbol{M}}$, $\underline{\boldsymbol{H}}$ und $\underline{\boldsymbol{D}}$ modelliert werden. Die Grundzüge einer solchen Modellierung findet man auch schon in [Kle96], wobei in der vorliegenden Arbeit jedoch aus mnemonischen Gründen teilweise andere Bezeichnungen verwendet werden als in [Kle96]. Die Matrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ beschreibt den im Sender verwendeten Algorithmus und wird als Modulatormatrix bezeichnet. Durch Multiplikation von $\underline{\boldsymbol{M}}$ mit dem Datenvektor $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) entsteht das Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ gemäß

$$\underline{\boldsymbol{t}} = \underline{\boldsymbol{M}}\,\underline{\boldsymbol{d}}. \tag{3.4}$$

$\underline{\boldsymbol{t}}$ ist die Summe von N_t auf die einzelnen Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, in $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) zurückgehenden Anteilen $\underline{\boldsymbol{t}}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$:

$$\underline{\boldsymbol{t}} = \sum_{n=1}^{N_\mathrm{t}} \underline{\boldsymbol{t}}_n. \tag{3.5}$$

Bezeichnet man mit $[\cdot]_i$ die Spalte i der Matrix in der eckigen Klammer, dann folgt aus (3.4) für $\underline{\boldsymbol{t}}_n$ in (3.5)

$$\underline{\boldsymbol{t}}_n = [\underline{\boldsymbol{M}}]_n\,\underline{d}_n. \tag{3.6}$$

Die über alle Realisationen des Datenvektors $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) gemittelte Energie, siehe letzter Absatz von Abschnitt 3.1, des Sendesignals $\underline{\boldsymbol{t}}_n$ nach (3.6) ergibt sich mit (3.3) zu

$$T_n = \|\,[\underline{\boldsymbol{M}}]_n\,\|^2 \sigma_\mathrm{d}^2. \tag{3.7}$$

Die Spaltenzahl von $\underline{\boldsymbol{M}}$ muß gleich der Dimension N_t von $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) sein. Die Zeilenzahl Q von $\underline{\boldsymbol{M}}$, die gleich der Dimension von $\underline{\boldsymbol{t}}$ ist, ist eine beim Systementwurf festlegbare Größe. Q kann als Spreizfaktor angesehen werden, weil jedes einzelne der N_t Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, nach (3.1) im allgemeinen auf die Q Elemente des Sendesignals $\underline{\boldsymbol{t}}$ abgebildet wird. Damit jedem $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) durch (3.4) umkehrbar eindeutig ein $\underline{\boldsymbol{t}}$ zugeordnet wird, muß die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ vollen Rang [ZF92] haben, d. h.

$$\operatorname{rang}(\underline{\boldsymbol{M}}) = N_\mathrm{t}. \tag{3.8}$$

Aus (3.8) folgt für die Zeilenzahl von $\underline{\boldsymbol{M}}$

$$Q \geq N_\mathrm{t}. \tag{3.9}$$

Die Matrix

$$\underline{\boldsymbol{H}} \in \mathbb{C}^{Z \times Q} \tag{3.10}$$

beschreibt den Übertragungskanal und wird als Kanalmatrix [TMWB01] bezeichnet. Die Spaltenzahl von $\underline{\boldsymbol{H}}$ muß gleich der Dimension Q von $\underline{\boldsymbol{t}}$ sein. Die Zeilenzahl Z von $\underline{\boldsymbol{H}}$ richtet sich danach, in welchem Maß der Kanal das in ihn eingespeiste, gemäß (3.9) ggf. bereits gespreizte Signal zusätzlich spreizt. Z kann größer oder kleiner als Q oder auch gleich Q sein. Als Maß für die zusätzliche Spreizung ist der Quotient

$$S = Z/Q \gtreqless 1 \tag{3.11}$$

geeignet. Im Falle von $S < 1$ sollte man für S statt des Begriffs "zusätzliche Spreizung" eher den Begriff "zusätzliche Kompression" verwenden.

Am Ausgang des Kanals liegt mit (3.4) das Nutzsignal

$$\underline{\boldsymbol{e}} = \underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{t}} = \underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}}\,\underline{\boldsymbol{d}} \tag{3.12}$$

der Dimension Z vor. Im Falle des hier vorausgesetzten linearen Kanals hängt $\underline{\boldsymbol{H}}$ nicht von $\underline{\boldsymbol{t}}$ ab. $\underline{\boldsymbol{e}}$ nach (3.12) ist die Summe von N_t auf die einzelnen Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, in $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) zurückgehenden Anteilen $\underline{\boldsymbol{e}}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$:

$$\underline{\boldsymbol{e}} = \sum_{n=1}^{N_\mathrm{t}} \underline{\boldsymbol{e}}_n = \sum_{n=1}^{N_\mathrm{t}} \underline{\boldsymbol{H}}\,[\underline{\boldsymbol{M}}]_n\,\underline{d}_n. \tag{3.13}$$

Bevor das Nutzsignal $\underline{\boldsymbol{e}}$ nach (3.12) in den Empfänger gelangt, wird ihm das Störsignal

$$\underline{\boldsymbol{n}} = (\underline{n}_1 \ldots \underline{n}_Z)^\mathrm{T} \tag{3.14}$$

der Dimension Z überlagert. Vereinfachend sei angenommen, daß $\underline{\boldsymbol{n}}$ stationär sei und die Kovarianzmatrix

$$\boldsymbol{R}_\mathrm{n} = 2\sigma^2 \boldsymbol{I}^{Z \times Z} \tag{3.15}$$

habe. Die einzelnen Elemente $\underline{n}_z$, $z = 1 \ldots Z$, des Störsignals $\underline{\boldsymbol{n}}$ nach (3.14) seien also unkorreliert. Mit $\underline{\boldsymbol{e}}$ nach (3.12) und $\underline{\boldsymbol{n}}$ (3.14) ergibt sich das gestörte Empfangssignal zu

$$\underline{\boldsymbol{r}} = (\underline{r}_1 \ldots \underline{r}_Z)^{\mathrm{T}} = \underline{\boldsymbol{e}} + \underline{\boldsymbol{n}} = \underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}}\,\underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{n}}. \tag{3.16}$$

$\underline{\boldsymbol{r}}$ hat die Dimension Z.

Der Algorithmus im Empfänger wird durch die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ repräsentiert. $\underline{\boldsymbol{D}}$ hat die Dimension $N_\mathrm{t} \times Z$, und durch Multiplikation von $\underline{\boldsymbol{D}}$ mit $\underline{\boldsymbol{r}}$ nach (3.16) erhält man die Schätzung

$$\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}} = \left(\underline{\widehat{d}}_1 \ldots \underline{\widehat{d}}_{N_\mathrm{t}}\right)^{\mathrm{T}} = \underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{r}} \tag{3.17}$$

des gesendeten Datenvektors $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1). Mit den oben eingeführten Vektoren und Matrizen läßt sich das Entstehen von $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}$ nach (3.17) aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) und $\underline{\boldsymbol{n}}$ nach (3.14) folgendermaßen ausdrücken:

$$\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}} = \underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{r}} = \underline{\boldsymbol{D}}\,(\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}}\,\underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{n}})\,. \tag{3.18}$$

Durch eine bestimmte Wahl von $\underline{\boldsymbol{M}}$ und $\underline{\boldsymbol{D}}$ ist noch nicht festgelegt, welchem physikalischen Übertragungssystem das Modell nach Bild 3.1 entspricht. Vielmehr können einem bestimmten Paar $\underline{\boldsymbol{M}}$, $\underline{\boldsymbol{D}}$ unendlich viele unterschiedliche Übertragungssysteme zugeordnet werden, die sich darin voneinander unterscheiden, welche physikalischen Sendesignalformen man den Komponenten von $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (3.4) zuordnet [Web03]. Insbesondere müssen die Komponenten von $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (3.4) nicht die zeitlichen Abtastwerte der entsprechenden Signale sein. Legt man sich bei gegebenen $\underline{\boldsymbol{M}}$ und $\underline{\boldsymbol{D}}$ auf ein bestimmtes Übertragungssystem fest, so ergibt sich aus $\underline{\boldsymbol{M}}$ und $\underline{\boldsymbol{D}}$ unter Berücksichtigung der physikalischen Kanaleigenschaften die Struktur der Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ [Web03].

3.2.2 Signal-zu-Rausch-plus-Interferenz-Verhältnis

In der Realität ist bei einem System nach Bild 3.1 der Kanal durch seine Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ vorgegeben und kann beim Systementwurf nicht beeinflußt werden. Man hat nur die Freiheit, die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ und die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ zu gestalten. Diese Gestaltung sollte so erfolgen, daß die Performanz des entworfenen Systems möglichst gut wird. Hier ergibt sich allerdings das Problem, geeignete quantitative Maße für diese Systemperformanz zu definieren. Ein mögliches derartiges Maß ist das Signal-zu-Rausch-plus-Interferenz-Verhältnis (engl. Signal to Noise plus Interference Ratio, SNIR) [Kle96].

Jedes Element $\underline{\widehat{d}}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, der Schätzung $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}$ nach (3.18) besteht aus drei Anteilen:

- Einem erwünschten Anteil $\widehat{\underline{d}}_{\text{nutz},n}$, der ausschließlich auf das gesendete Datensymbol $\underline{d}_n$ zurückgeht und der als Nutzanteil bezeichnet wird,
- einem unerwünschten Anteil $\widehat{\underline{d}}_{\text{interferenz},n}$, der auf die anderen $N_\text{t}-1$ Datensymbole $\underline{d}_{n'}$, $n' \neq n$, zurückgeht und der als Interferenzanteil bezeichnet wird, und
- einem unerwünschten Anteil $\widehat{\underline{d}}_{\text{rausch},n}$, der auf das empfangene Rauschen $\underline{\boldsymbol{n}}$ nach (3.14) zurückgeht und der als Rauschanteil bezeichnet wird.

Diese drei Anteile können anhand von (3.18) separat dargestellt werden. Mit $[\cdot]_i$ werde die Komponente i eines Spaltenvektors in der eckigen Klammer, mit $[\cdot]_{i,i}$ das Diagonalelement i einer quadratischen Matrix in der eckigen Klammer und mit $\overline{\text{diag}}\,(\cdot)$ eine durch Nullsetzen der Diagonalelemente einer quadratischen Matrix in der runden Klammer entstehende Matrix bezeichnet. Dann können mit (3.3) und (3.15) die drei gerade genannten, die Schätzung $\widehat{\underline{\boldsymbol{d}}}$ bildenden Anteile folgendermaßen ausgedrückt werden [Kle96]:

$$\begin{aligned}
\widehat{\underline{d}}_{\text{nutz},n} &= [\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}}]_{n,\,n}\,\underline{d}_n, && (3.19)\\
\widehat{\underline{d}}_{\text{interferenz},n} &= \left[\overline{\text{diag}}\,(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}})\,\underline{\boldsymbol{d}}\right]_n, && (3.20)\\
\widehat{\underline{d}}_{\text{rausch},n} &= [\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{n}}]_n\,. && (3.21)
\end{aligned}$$

Zum Erfassen der sich für jedes der N_t Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\text{t}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) einstellenden Übertragungsqualität ist beispielsweise dessen SNIR

$$\gamma_n = \frac{\text{E}\left\{\left|\underline{d}_{\text{nutz},n}\right|^2\right\}}{\text{E}\left\{\left|\underline{d}_{\text{interferenz},n}\right|^2\right\} + \text{E}\left\{\left|\underline{d}_{\text{rausch},n}\right|^2\right\}} \tag{3.22}$$

geeignet, das sich mit (3.19), (3.20) und (3.21) unter Berücksichtigung von (3.3) und (3.15) in der Form

$$\gamma_n = \frac{\left|[\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}}]_{n,n}\right|^2 \sigma_\text{d}^2}{\left\|\left(\left[\left(\overline{\text{diag}}\,(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}})\right)^\text{T}\right]_n\right)^\text{T}\right\|^2 \sigma_\text{d}^2 + \left\|\left(\left[\underline{\boldsymbol{D}}^\text{T}\right]_n\right)^\text{T}\right\|^2 \sigma^2} \tag{3.23}$$

darstellen läßt [Kle96]. Wenn man die Systemperformanz durch Bit- oder Symbolfehlerwahrscheinlichkeiten charakterisieren will, so ist allerdings die Kenntnis des SNIR allein nicht ausreichend, sondern man benötigt die Kenntnis des Symbolalphabets $\underline{\mathbb{V}}_\text{d}$ nach (3.2) und der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der Störanteile $\widehat{\underline{d}}_{\text{interferenz},n} + \widehat{\underline{d}}_{\text{rausch},n}$, $n = 1 \ldots N_\text{t}$ [Kle96, Pro95].

3.2.3 Singulärwertzerlegung der Kanalmatrix

Bei einem Teil der im weiteren Verlauf der Arbeit durchzuführenden Untersuchungen ist es zweckmäßig, auf die Singulärwertzerlegung (engl. Singular Value Decomposition, SVD) [Mar87] der in (3.10) und (3.12) eingeführten Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ der Dimension $Z \times Q$ zurückzugreifen. Die Singulärwertzerlegung von $\underline{\boldsymbol{H}}$ liefert die unitären Matrizen

$$\underline{\boldsymbol{U}} \in \mathbb{C}^{Z \times Z} \tag{3.24}$$

und

$$\underline{\boldsymbol{V}} \in \mathbb{C}^{Q \times Q} \tag{3.25}$$

sowie eine $Z \times Q$-Matrix $\boldsymbol{\Sigma}$. Im Falle $Z > Q$, d. h. bei hoher Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}$, hat $\boldsymbol{\Sigma}$ die Form

$$\boldsymbol{\Sigma} = \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_Q} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix}, \tag{3.26}$$

im Fall $Z < Q$, d. h. bei breiter Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}$, hat $\boldsymbol{\Sigma}$ die Form

$$\boldsymbol{\Sigma} = \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_1} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_Z} & \cdots & 0 \end{pmatrix}, \tag{3.27}$$

und im Fall $Z = Q$ ist die Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ quadratisch, und $\boldsymbol{\Sigma}$ ist eine Diagonalmatrix mit den Q Elementen $\sqrt{\lambda_1} \ldots \sqrt{\lambda_Q}$. Mit den Matrizen $\underline{\boldsymbol{U}}$, $\underline{\boldsymbol{V}}$ und $\boldsymbol{\Sigma}$ kann man die Kanalmatrix in der Form

$$\underline{\boldsymbol{H}} = \underline{\boldsymbol{U}}\, \boldsymbol{\Sigma}\, \underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}} \tag{3.28}$$

darstellen. Die nicht identisch verschwindenden Einträge $\sqrt{\lambda_q}$, in $\boldsymbol{\Sigma}$ nach (3.26) bzw. (3.27) sind nicht negativ reell und heißen Singulärwerte der Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$. Die Singulärwerte $\sqrt{\lambda_q}$ seien im folgenden der Größe nach geordnet, d. h. es gelte

$$\sqrt{\lambda_1} \geq \sqrt{\lambda_2} \ldots \geq \sqrt{\lambda_G} \geq 0, \tag{3.29}$$

mit

$$G \leq \begin{cases} Q & \text{für } Z > Q, \\ Z & \text{für } Z < Q. \end{cases} \tag{3.30}$$

$\sqrt{\lambda_1}$ werde als führender Singulärwert (engl. principal singular value) bezeichnet.

Der Rang der Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ ist gleich der Anzahl der nicht verschwindenden Singulärwerte $\sqrt{\lambda_q}$, $q = 1 \ldots G$, von $\underline{\boldsymbol{H}}$. Somit gilt mit (3.30)

$$\operatorname{rang}(\underline{\boldsymbol{H}}) = G \leq \begin{cases} Q & \text{für } Z > Q, \\ Z & \text{für } Z < Q. \end{cases} \tag{3.31}$$

Die Spalten $\underline{\boldsymbol{u}}_z$, $z = 1 \ldots Z$, der Matrix $\underline{\boldsymbol{U}}$ nach (3.24) heißen linksseitige Eigenvektoren, die Spalten $\underline{\boldsymbol{v}}_q$, $q = 1 \ldots Q$, der Matrix $\underline{\boldsymbol{V}}$ nach (3.25) heißen rechtsseitige Eigenvektoren von $\underline{\boldsymbol{H}}$ [ZF92]. Für die Eigenvektoren $\underline{\boldsymbol{u}}_1$ und $\underline{\boldsymbol{v}}_1$ werde die Bezeichnung führende Eigenvektoren (engl. principal eigenvectors) eingeführt.

Aus der Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ kann man die beiden Gramschen Matrizen $\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{H}}$ und $\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}$ bilden. Diese Matrizen sind hermitesch. Ihre Singulärwertzerlegung entartet zur Eigenwertzerlegung [Mar87, ZF92]. Diese ergibt mit $\underline{\boldsymbol{U}}$ nach (3.24), $\underline{\boldsymbol{V}}$ nach (3.25) und $\boldsymbol{\Sigma}$ nach (3.26) oder (3.27) [Mar87]

$$\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{H}} = \underline{\boldsymbol{V}}\,\boldsymbol{\Sigma}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Sigma}\,\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}} \tag{3.32}$$

bzw.

$$\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} = \underline{\boldsymbol{U}}\,\boldsymbol{\Sigma}\,\boldsymbol{\Sigma}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}. \tag{3.33}$$

3.2.4 Normierung

Gegeben sei ein spezielles, im folgenden Referenzsystem genanntes Datenübertragungssystem nach Bild 3.2, dessen Modulatormatrix mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$, dessen Kanalmatrix mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und dessen Demodulatormatrix mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ bezeichnet werden. Ausgehend von diesem Referenzsystem läßt sich eine Klasse von Datenübertragungssystemen definieren, die folgendermaßen charakterisiert ist:

- Die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ eines jeden Klassenmitglieds geht aus $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ dadurch hervor, daß man jede Spalte von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ mit einem i. allg. von Spalte zu Spalte unterschiedlichen Faktor multipliziert. Faßt man diese Faktoren in der $N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}$-Diagonalmatrix

$$\boldsymbol{X} = \begin{pmatrix} x_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & x_{N_{\mathrm{t}}} \end{pmatrix} \tag{3.34}$$

  zusammen, gilt also

$$\underline{\boldsymbol{M}} = \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\,\boldsymbol{X}. \tag{3.35}$$

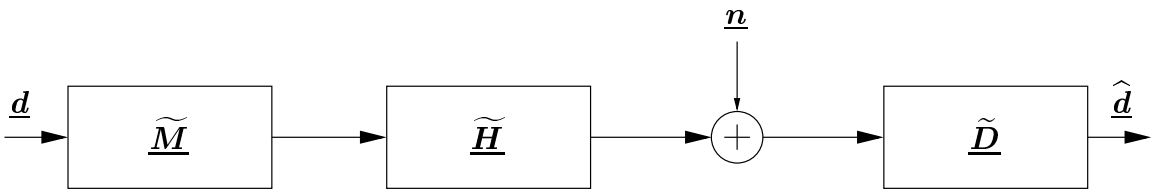

Bild 3.2. Referenzsystem

- Die Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ eines jeden Klassenmitglieds ergibt sich aus $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ durch Multiplikation mit einem Faktor $\sqrt{\lambda}$, d. h.

$$\underline{\boldsymbol{H}} = \sqrt{\lambda}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}. \tag{3.36}$$

- Die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ eines jeden Klassenmitglieds ergibt sich aus $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ dadurch, daß man jede Zeile von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ mit einem i. allg. von Zeile zu Zeile unterschiedlichen Faktor multipliziert. Faßt man diese Faktoren in der $N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}$-Diagonalmatrix

$$\boldsymbol{Y} = \begin{pmatrix} y_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & y_{N_\mathrm{t}} \end{pmatrix} \tag{3.37}$$

zusammen, gilt also

$$\underline{\boldsymbol{D}} = \boldsymbol{Y}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}. \tag{3.38}$$

Gemäß (3.35), (3.36) und (3.38) ergibt sich somit jedes Klassenmitglied auf die in Bild 3.3 veranschaulichte Weise durch Skalieren des Referenzsystems nach Bild 3.2. Wie durch die nicht unterstrichenen Symbole in (3.34), (3.37) und (3.36) angedeutet, seien die Matrizen $\boldsymbol{X}$ und $\boldsymbol{Y}$ und der Faktor $\sqrt{\lambda}$ in der vorliegenden Arbeit als reell vorausgesetzt. Man könnte jedoch in (3.34) und (3.37) auch komplexe Matrizen und in (3.36) einen komplexen Faktor zulassen.

Im folgenden sei im Referenzsystem nach Bild 3.2 $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ so gewählt, daß

$$\operatorname{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}^{\mathrm{H}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right) = \boldsymbol{I}^{N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}} \tag{3.39}$$

gilt. Bezüglich $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ in (3.38) sei

$$\operatorname{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{H}}\right) = \boldsymbol{I}^{N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}} \tag{3.40}$$

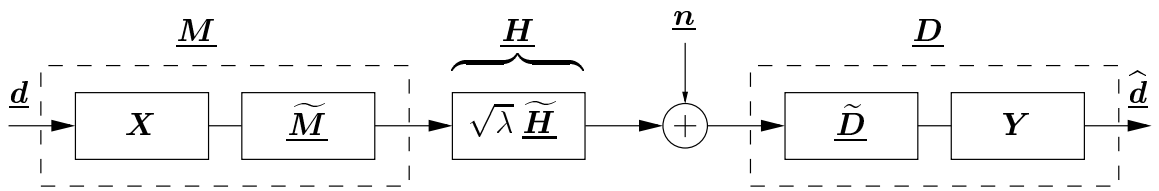

Bild 3.3. Darstellen eines Datenübertragungssystems durch Skalierung des Referenzsystems nach Bild 3.2

vorausgesetzt. $\widetilde{\underline{\boldsymbol{H}}}$ sei so gewählt, daß der führende Singulärwert von $\widetilde{\underline{\boldsymbol{H}}}$ eins ist, d. h.

$$\sqrt{\widetilde{\lambda}_1} = 1. \tag{3.41}$$

Mit dem führenden Singulärwert $\sqrt{\lambda_1}$ von $\underline{\boldsymbol{H}}$ nach (3.12) kann man aus $\boldsymbol{\Sigma}$ nach (3.26) bzw. (3.27) die Matrix

$$\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\lambda_1}}\,\boldsymbol{\Sigma} \tag{3.42}$$

bilden. Dann kann man die normierte Kanalmatrix in der Form

$$\widetilde{\underline{\boldsymbol{H}}} = \underline{\boldsymbol{U}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}} \tag{3.43}$$

darstellen.

$[\cdot]_i$ bezeichne wieder die Spalte i einer Matrix in der eckigen Klammer. Dann wird im Referenzsystem nach Bild 3.2 das Datensysmbol $\underline{d}_n$ mit σ_{d}^2 aus (3.3) mit der mittleren Energie

$$\widetilde{E}_n = \sigma_{\mathrm{d}}^2 \left| \left[\widetilde{\underline{\boldsymbol{M}}}\right]_n \right|^2 = \sigma_{\mathrm{d}}^2 \tag{3.44}$$

gesendet. Hierbei sei z. B. vorausgesetzt, daß $\left[\widetilde{\underline{\boldsymbol{M}}}\right]_n$ ein Spannungssignal ist, siehe den ersten Absatz von Abschnitt 1.1, und daß der Kanal die Eingangsimpedanz eins hat.

Es werde nun der Fall betrachtet, daß die Sendeenergien T_n, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, der N_{t} Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) im System nach Bild 3.3 vorgegeben seien. Ordnet man diese Energien in der $N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}$-Diagonalmatrix

$$\boldsymbol{T} = \begin{pmatrix} T_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & T_{N_{\mathrm{t}}} \end{pmatrix} \tag{3.45}$$

an, dann ist in (3.35) mit σ_{d}^2 nach (3.3) und $\boldsymbol{T}$ nach (3.45) $\boldsymbol{X}$ folgendermaßen zu wählen:

$$\boldsymbol{X} = \frac{1}{\sqrt{\sigma_{\mathrm{d}}^2}} \sqrt{\boldsymbol{T}}. \tag{3.46}$$

Jedes (3.39) genügende $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ kann man mit einer $Q \times N_{\mathrm{t}}$-Matrix

$$\underline{\boldsymbol{F}} = \begin{pmatrix} \underline{f}_{1,1} & \cdots & \underline{f}_{1,N_{\mathrm{t}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{f}_{Q,1} & \cdots & \underline{f}_{Q,N_{\mathrm{t}}} \end{pmatrix}, \tag{3.47}$$

für die

$$\operatorname{diag}\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{F}}\right) = \boldsymbol{I}^{N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}} \tag{3.48}$$

gilt, ausdrücken in der Form

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \underline{\boldsymbol{V}}\, \underline{\boldsymbol{F}}. \tag{3.49}$$

(3.48) muß gelten, damit das nach (3.49) gebildete $\underline{\boldsymbol{M}}$ (3.39) erfüllt. Entsprechend kann man jedes (3.40) genügende $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ mit einer $N_{\mathrm{t}} \times Z$-Matrix

$$\underline{\boldsymbol{G}} = \begin{pmatrix} \underline{g}_{1,1} & \cdots & \underline{g}_{1,Z} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{g}_{N_{\mathrm{t}},1} & \cdots & \underline{g}_{N_{\mathrm{t}},Z} \end{pmatrix}, \tag{3.50}$$

für die

$$\operatorname{diag}\left(\underline{\boldsymbol{G}}\, \underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\right) = \boldsymbol{I}^{N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}} \tag{3.51}$$

gilt, darstellen als

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \underline{\boldsymbol{G}}\, \underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}. \tag{3.52}$$

(3.51) muß gelten, damit das nach (3.52) gebildete $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ (3.40) erfüllt.

$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.52), $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.49) eingesetzt in (3.18) ergibt

$$\begin{aligned} \underline{\widehat{\boldsymbol{d}}} &= \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\, \underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\, \underline{\boldsymbol{n}} \\ &= \underline{\boldsymbol{G}}\, \underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{U}}\, \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\, \underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{V}}\, \underline{\boldsymbol{F}}\, \underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{G}}\, \underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{n}} = \underline{\boldsymbol{G}}\, \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\, \underline{\boldsymbol{F}}\, \underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{G}}\, \underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{n}}. \end{aligned} \tag{3.53}$$

Das Referenzsystem nach Bild 3.2 kann also durch das zur Struktur nach Bild 3.2 äquivalente Referenzsystem nach Bild 3.4 ersetzt werden. (3.53) und Bild 3.4 zeigen, daß das am Empfängereingang vorliegende, als unkorreliert vorausgesetzte Rauschen $\underline{\boldsymbol{n}}$ nach (3.14) und (3.15) zu einem i. allg. korrelierten Rauschen am Empfängerausgang führt.

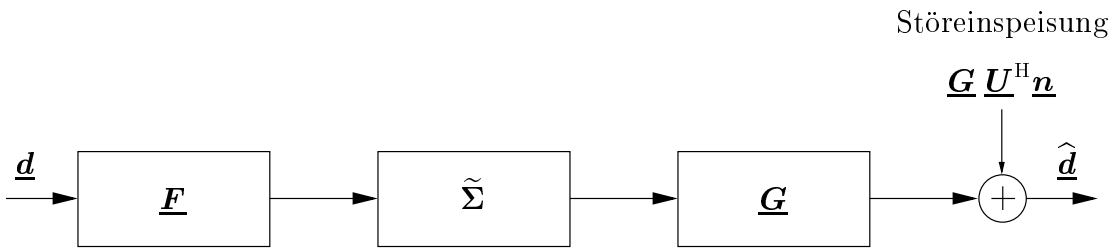

Bild 3.4. Modifiziertes Referenzsystem

3.2.5 Bewertungskriterium Energieeffizienz

Im vorliegenden Unterabschnitt 3.2.5 wird vom Verfasser zusätzlich zu dem in Unterabschnitt 3.2.2 eingeführten SNIR ein weiteres Maß zum Bewerten der Systemperformanz vorgeschlagen. Dieses Maß geht von einer für jedes Datensymbol $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) vorgegebenen Sendeenergie T_n aus. Es basiert auf dem Vergleich der aus T_n resultierenden nutzbaren Empfangsenergie R_n und der beim Einspeisen von T_n in Form einer für die Energieübertragung optimierten Signalform am Kanalausgang maximal erzielbaren Energie $R_{\max}$. Das vorgeschlagene Maß wird vom Verfasser als Energieeffizienz bezeichnet und im weiteren Verlauf der Arbeit neben dem SNIR bei Performanzbewertungen und -vergleichen verwendet. Das Kriterium Energieeffizienz läßt den Einfluß der Interferenz, siehe (3.20), außer acht. Dies ist ein Defizit dieses Kriteriums, dessen sich der Verfasser bewußt ist. Das Beheben dieses Defizits durch alternative Kriterien könnte Gegenstand künftiger Forschungsarbeiten sein.

Zum Herleiten der Energieeffizienz wird vom Referenzsystem nach Bild 3.2 ausgegangen. Zunächst wird untersucht, welche maximale Energie $\widetilde{R}_{\max}$ man am Kanalausgang dieses Systems erzielen kann, wenn man in den Kanal ein lediglich hinsichtlich der Energieübertragung optimal strukturiertes Sendesignal der Dimension Q und der Energie $\widetilde{T}$ gleich eins einspeist. Als dieses Signal ist der führende rechtsseitige Eigenvektor $\underline{\boldsymbol{v}}_1$ zu wählen [BQT+03], und es gilt unter Beachtung von (3.41)

$$\widetilde{R}_{\max}/\widetilde{T} = \widetilde{\lambda}_1 = 1. \tag{3.54}$$

Der durch $\widetilde{\underline{\boldsymbol{H}}}$ nach Unterabschnitt 3.2.4 charakterisierte normierte Kanal hat also die Eigenschaft, daß er im günstigsten Fall die in Form eines Sendesignals der Dimension Q eingespeiste Energie $\widetilde{T}$ als Energie $\widetilde{R}_{\max}$ an seinem Ausgang ungedämpft wieder ausgibt.

Nun werde die Datenübertragung mit dem Referenzsystem nach Bild 3.2 betrachtet. Ein gesendetes Datensymbol $\underline{d}_n$ aus dem Datenvektor $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) liefert gemäß (3.13) am Ausgang des Kanals das Signal

$$\underline{\boldsymbol{e}}_n = \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n \underline{d}_n. \tag{3.55}$$

Zur Veranschaulichung, siehe den ersten Absatz des Abschnitts 1.1, sei z. B. angenommen, daß $\underline{\boldsymbol{e}}_n$ ein Spannungssignal ist, und daß der Demodulator die Eingangsimpedanz eins hat. Der in $\underline{\boldsymbol{e}}_n$ nach (3.55) enthaltene Nutzanteil ist der mit der Spalte n von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ korrelierte Anteil von $\underline{\boldsymbol{e}}_n$ und ergibt sich zu $([\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}]_n)^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{e}}_n/\|[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}]_n\|$. Dieser Nutzanteil hat unter Berücksichtigung von (3.40) die Energie

$$\widetilde{R}_n = \frac{1}{2}\left|\left(\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n \underline{d}_n\right|^2 \Big/ \left\|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right\|^2 = \frac{1}{2}\left|\left(\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n \underline{d}_n\right|^2. \tag{3.56}$$

Die entsprechende Sendeenergie ist unter Berücksichtigung von (3.39)

$$\widetilde{T}_n = \frac{1}{2}\left|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n \underline{d}_n\right|^2 = |\underline{d}_n|^2/\,2. \tag{3.57}$$

Aus $\widetilde{R}_n$ nach (3.56) und $\widetilde{T}_n$ nach (3.57) ergibt sich das Energieverhältnis

$$\begin{aligned}\widetilde{R}_n/\widetilde{T}_n &= \left|\left(\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right|^2 \Big/ \left\|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right\|^2 \left\|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right\|^2 \\ &= \left|\left(\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right|^2. \end{aligned} \tag{3.58}$$

Als Energieeffizienz der Übertragung des Datensymbols $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) wird mit $\widetilde{R}_{\max}/\widetilde{T}$ nach (3.54) und $\widetilde{R}_n/\widetilde{T}_n$ nach (3.58) die Größe

$$\begin{aligned}\eta_n = \frac{\widetilde{R}_n/\widetilde{T}_n}{\widetilde{R}_{\max}/\widetilde{T}} &= \left|\left(\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right|^2 \Big/ \left\|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right\|^2 \left\|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right\|^2 \\ &= \left|\left(\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right|^2 \end{aligned} \tag{3.59}$$

eingeführt. Bezeichnet man mit $[\cdot]_{i,i}$ wieder das Diagonalelement i einer quadratischen Matrix in der eckigen Klammer, dann kann man (3.59) auch in der Form

$$\eta_n = \left|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_{n,n}\right|^2 \tag{3.60}$$

anschreiben.

Nun werde anstelle des Referenzsystems nach Bild 3.2 ein durch $\boldsymbol{X}$ nach (3.35), $\sqrt{\lambda}$ nach (3.36) und $\boldsymbol{Y}$ nach (3.38) charakterisiertes Übertragungssystem nach Bild 3.3 betrachtet, das also der durch das Referenzsystem nach Bild 3.2 charakterisierten Klasse

angehört. Der führende Singulärwert der Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ nach (3.36) ist dann mit $\widetilde{\lambda}_1$ nach (3.41) gleich $\sqrt{\lambda\,\widetilde{\lambda}_1}$, und anstelle des Quotienten $\widetilde{R}_{\max}/\widetilde{T}$ nach (3.54) ergibt sich nun

$$R_{\max}/T = \lambda\,\widetilde{R}_{\max}/\widetilde{T} = \lambda. \tag{3.61}$$

Mit dem Diagonalelement y_n, der Matrix $\boldsymbol{Y}$ nach (3.38), mit λ und mit dem Diagonalelement x_n der Matrix $\boldsymbol{X}$ nach (3.35) erhält man anstelle von $\widetilde{R}_n/\widetilde{T}_n$ nach (3.58) nunmehr

$$R_n/T_n = \frac{\left|y_n\left(\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}}\sqrt{\lambda}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}x_n\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right|^2}{\left\|y_n\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right\|^2\left\|x_n\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right\|^2} = \lambda\left|\left(\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_n\right|^2. \tag{3.62}$$

Bildet man nun aus $R_{\max}/T$ nach (3.61) und R_n/T_n nach (3.62) analog zu (3.59) die Energieeffizienz, so erhält man

$$\eta_n = \frac{R_n/T_n}{R_{\max}/T} = \frac{\widetilde{R}_n/\widetilde{T}_n}{\widetilde{R}_{\max}/\widetilde{T}}. \tag{3.63}$$

Der Vergleich von (3.63) und (3.59) zeigt, daß alle auf demselben Referenzsystem basierenden Übertragungssysteme die gleiche Energieeffizienz haben.

Die Energieeffizienz η_n, $n = 1\ldots N_{\mathrm{t}}$, nach (3.59) hängt bei einem System mit einem durch seine Kanalmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ gegebenen Kanal von der Wahl der Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ und der Wahl der Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ ab. Im folgenden wird gezeigt, daß es bei dieser Abhängigkeit auf die Relation zwischen $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ und der Matrix $\underline{\boldsymbol{V}}$ nach (3.49) sowie auf die Relation zwischen $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ und der Matrix $\underline{\boldsymbol{U}}$ nach (3.52) ankommt. Setzt man $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.52), $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ in der Form (3.43) und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.49) in (3.59) ein, so erhält man

$$\eta_n = \left|\left[\underline{\boldsymbol{G}}\,\underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{U}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{V}}\,\underline{\boldsymbol{F}}\right]_{n,n}\right|^2 = \left|\left[\underline{\boldsymbol{G}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{F}}\right]_{n,n}\right|^2,\ n = 1\ldots N_{\mathrm{t}}. \tag{3.64}$$

Mit den Elementen $\underline{f}_{q,n}$ von $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47), den Elementen $\underline{g}_{n,q}$ von $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) und mit G nach (3.30) kann man (3.64) in der Form

$$\eta_n = \left|\sum_{q=1}^{G}\sqrt{\widetilde{\lambda}_q}\,\underline{g}_{n,q}\,\underline{f}_{q,n}\right|^2 \tag{3.65}$$

anschreiben. Im Falle $Z > Q$ haben die Komponenten $\underline{g}_{n,q}$ von $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) für $Q < q \leq Z$ keinen Einfluß auf η_n nach (3.65). Entsprechend haben im Falle $Z < Q$ die Komponenten $\underline{f}_{q,n}$ von $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47) für $Z < q \leq Q$ keinen Einfluß auf η_n nach (3.65). Der Ausdruck (3.65) kann auch unmittelbar aus (3.53) als Betragsquardat des n-ten Diagonalelements der Matrix $\underline{\boldsymbol{G}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{F}}$ hergeleitet werden.

Abschließend soll noch die Frage beantwortet werden, welchen Wert η_n maximal annehmen kann. Dieser Maximalwert wird erreicht, wenn die Beträge der ersten Komponenten $\underline{g}_{n,1}$ und $\underline{f}_{1,n}$ der Vektoren $\left(\left[\underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{T}}\right]_n\right)^{\mathrm{T}}$ bzw. $\left[\underline{\boldsymbol{F}}\right]_n$ eins und die Beträge aller anderen Komponenten dieser Vektoren null sind. Wegen (3.54) ist dieser Maximalwert eins. Es gilt also

$$\eta_n \leq 1. \tag{3.66}$$

3.3 Senderorientierung

3.3.1 Konzept der Senderorientierung

Bereits in Abschnitt 1.1 wurde das Konzept der Senderorientierung erläutert. Demnach sind senderorientierte Übertragungssysteme dadurch charakterisiert, daß die senderseitig anzuwendenden Algorithmen a priori festgelegt werden, während sich die im Empfänger einzusetzenden Algorithmen aus den im Sender verwendeten Algorithmen a posteriori ergeben, in der Regel unter Berücksichtigung von Kanalinformation. Im folgenden wird vom linearen Referenzsystem nach Bild 3.2 ausgegangen. Die für dieses System erzielten Resultate lassen sich dann ohne großen Aufwand auf alle Übertragungssysteme der durch das Referenzsystem definierten Klasse, siehe Unterabschnitt 3.2.4, übertragen. Bei einem linearen System wie demjenigen nach Bild 3.2 bedeutet die A-priori-Festlegung der senderseitig anzuwendenden Algorithmen die Vorgabe der Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$, und die A-posteriori-Bestimmung der im Empfänger einzusetzenden Algorithmen besteht im Ermitteln der Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ unter Benutzung der Kenntnis der Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ und der Kanalmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$. Es geht also um das Ermitteln des Zusammenhangs

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = f\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right), \tag{3.67}$$

wobei $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ lediglich im Empfänger und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ sowohl im Empfänger als auch im Sender bekannt sind.

Bei der A-posteriori-Bestimmung der Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ sind unendlich viele Varianten denkbar. Zwei in der Praxis häufig angewandte und in dieser Arbeit ausschließlich betrachtete Varianten sind [Kle96]

- der Matched-Filter-Demodulator (RxMF) und
- der Zero-Forcing-Demodulator (RxZF).

Tabelle 3.1. Algortihmen der Senderorientierung für ein lineares System nach Bild 3.1

Senderorientierte Konzepte	zu verwendende Algorithmen
RxMF-Demodulator	$\underline{\boldsymbol{D}} = (\underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}})^{\mathrm{H}}$
RxZF-Demodulator	$\underline{\boldsymbol{D}} = \left((\underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}})^{\mathrm{H}}\ \underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}}\right)^{-1} (\underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}})^{\mathrm{H}}$

Rx steht hierbei für Empfänger und soll zum Ausdruck bringen, daß sich der Empfänger nach dem Sender zu richten hat. Im folgenden werden der RxMF-Demodulator und der RxZF-Demodulator näher beschrieben. Die bei einem linearen System nach Bild 3.1 zu verwendenden Algorithmen für den RxMF- bzw. RxZF-Demodulator sind [Kle96] entnommen und in Tabelle 3.1 wiedergegeben. Ein weiterer interessanter, in der vorliegenden Arbeit jedoch nicht betrachteter Demodulatortyp wäre der Minimum-Mean-Square-Error-Demodulator (RxMMSE) [Kle96].

Anstelle des Systemmodells nach Bild 3.2 mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$, $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ kann man auch das modifizierte Systemmodell nach Bild 3.4 mit $\underline{\boldsymbol{F}}$, $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ und $\underline{\boldsymbol{G}}$ betrachten. Während bei Senderorientierung das im Systemmodell nach Bild 3.2 auftretende $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ sowohl im Sender als auch im Empfänger bekannt ist, ist das im Systemmodell nach Bild 3.4 auftretende $\underline{\boldsymbol{F}}$ nur im Empfänger bekannt. Wegen der Annahme, daß $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nur im Empfänger und nicht in Sender bekannt ist, ist auch $\underline{\boldsymbol{F}}$ nicht im Sender bekannt und kann auch nicht ermittelt werden, siehe (3.49) mit (3.43).

3.3.2 RxMF-Demodulator

Im Falle des RxMF-Demodulators wählt man die Demodulatormatrix mit der $N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}$-Diagonalmatrix $\boldsymbol{K}$ gemäß [Kle96]

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \boldsymbol{K} \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}. \tag{3.68}$$

Die Diagonalmatrix $\boldsymbol{K}$ in (3.68) ist so zu dimensionieren, daß $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ die Normierungsgleichung (3.40) erfüllt. Mit (3.68) folgt aus (3.40)

$$\mathrm{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{H}}\right) = \mathrm{diag}\left[\boldsymbol{K}\ \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\ \boldsymbol{K}\right] = \boldsymbol{I}^{N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}} \tag{3.69}$$

und somit

$$\boldsymbol{K} = \left(\mathrm{diag}\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)\right)^{-1/2}. \tag{3.70}$$

Man erhält dann

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)\right)^{-1/2}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}. \tag{3.71}$$

Die Wahl von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ gemäß (3.71) bedeutet, daß die Zeile n der Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ einem signalangepaßten Filter [Pro95] für die das Datensymbol $\underline{d}_n$, tragende Signalform $\underline{\boldsymbol{e}}_n$, siehe (3.55), entspricht. Durch diese Wahl von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ wird für gegebenes $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ erreicht, daß die Energie der Nutzanteile $\underline{\widehat{d}}_{\mathrm{nutz},n}$ nach (3.19) maximiert wird, und daß γ_n, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, nach (3.22) unter Vernachlässigung des im Nenner der rechten Seite von (3.22) auftretenden Interferenzterms den maximal möglichen Wert annimmt [Kle96], weil die empfangene Nutzenergie in optimaler Weise genutzt wird [SJ67]. Allerdings ist die Interferenz in der Realität sinnvollerweise nur dann vernachlässigbar, wenn der zweite Term im Nenner, nämlich der Rauschterm, wesentlich größer ist als der Interferenzterm. Mit (3.70), (3.43) und (3.49) folgt aus (3.71)

$$\begin{aligned}\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} &= \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)\right)^{-1/2}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}} \\ &= \underbrace{\left(\operatorname{diag}\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}^{\mathrm{T}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\,\underline{\boldsymbol{F}}\right)\right)^{-1/2}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\,\underline{\boldsymbol{F}}\right)^{\mathrm{H}}}_{\underline{\boldsymbol{G}}}\,\underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}.\end{aligned} \tag{3.72}$$

Aus (3.72) ist die Beziehung zwischen dem aus der A-priori-Festlegung von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ resultierenden $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47) und dem sich a-posteriori ergebenden $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) zu ersehen.

Mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.71), $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ ergeben sich die Energieeffizienzen $\eta_{\mathrm{RxMF},n}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, des RxMF-Demodulators gemäß (3.60) zu

$$\begin{aligned}\eta_{\mathrm{RxMF},n} &= \left|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_{n,n}\right|^2 \\ &= \left|\left[\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)\right)^{-1/2}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_{n,n}\right|^2 \\ &= \left[\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)\right]_{n,n} = \left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)\right]_{n,n}.\end{aligned} \tag{3.73}$$

Mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.49) folgt aus (3.73)

$$\begin{aligned}\eta_{\mathrm{RxMF},n} &= \left[\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{V}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{U}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\,\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{V}}\,\underline{\boldsymbol{F}}\right)\right]_{n,n} \\ &= \left[\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}^{\mathrm{T}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\,\underline{\boldsymbol{F}}\right)\right]_{n,n},\end{aligned} \tag{3.74}$$

und mit $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ nach (3.26) bzw. (3.27), $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47) und G nach (3.30) erhält man aus (3.74)

$$\eta_{\mathrm{RxMF},n} = \sum_{q=1}^{G} \widetilde{\lambda}_q \left| \underline{f}_{q,n} \right|^2 . \tag{3.75}$$

Die Energieeffizienzen $\eta_{\mathrm{RxMF},n}$ nach (3.75) werden maximal, wenn die Komponente $\underline{f}_{1,n}$ der Matrix $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47) den Betrag eins hat und demnach wegen (3.48) die Komponenten $\underline{f}_{q,n}$, $q > 1$, dieser Matrix den Betrag null haben. In diesem Fall wären alle Spalten von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gleich dem führenden rechtsseitigen Eigenvektor $\underline{\boldsymbol{v}}_1$ von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$, und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ wäre singulär. Dieser Fall ist praktisch irrelevant, weil eine empfängerseitige Trennung der einzelnen Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) nicht möglich wäre.

3.3.3 RxZF-Demodulator

Im Falle des RxZF-Demodulators wählt man die Demodulatormatrix mit der $N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}$-Diagonalmatrix $\boldsymbol{K}$ gemäß [Kle96]

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \boldsymbol{K} \left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} . \tag{3.76}$$

$\boldsymbol{K}$ in (3.76) ist so zu dimensionieren, daß $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ die Normierungsgleichung (3.40) erfüllt. Mit dieser Bedingung folgt aus (3.76)

$$\begin{aligned} \operatorname{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{H}} \right) &= \operatorname{diag}\left(\boldsymbol{K} \left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \boldsymbol{K} \right) \\ &= \operatorname{diag}\left(\boldsymbol{K} \left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \boldsymbol{K} \right) = \boldsymbol{I}^{Z \times Z} . \end{aligned} \tag{3.77}$$

Aus (3.77) erhält man

$$\boldsymbol{K} = \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right) \right)^{-1/2} , \tag{3.78}$$

und (3.78) eingesetzt in (3.76) ergibt

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \left(\operatorname{diag}\left(\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \right) \right)^{-1/2} \left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} . \tag{3.79}$$

Analog zu (3.72) kann man mit (3.78), (3.43) und (3.49) die Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.79) gemäß (3.52) umschreiben zu

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \underbrace{\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\, \underline{\boldsymbol{F}} \right)^{-1} \right) \right)^{-1/2} \left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\, \underline{\boldsymbol{F}} \right)^{-1} \left(\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\, \underline{\boldsymbol{F}} \right)^{\mathrm{H}}}_{\underline{\boldsymbol{G}}} \underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}} . \tag{3.80}$$

Das Bilden von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ gemäß (3.79) oder (3.80) ist nur möglich, wenn die Matrix $\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}$ $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ bzw. die Matrix $\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{F}}$ vollen Rang hat. Eine notwendige Bedingung für die Regularität dieser Matrizen ist die Regularität von $\underline{\boldsymbol{F}}$. Diese Bedingung ist hinreichend, wenn auch die Matrix $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ regulär ist [ZF92].

In (3.80) ist wieder die Beziehung zwischen $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47) und $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) kenntlich gemacht. Die Wahl einer nach (3.79) bestimmten Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ bewirkt folgendes [Kle96]:

- $\underline{\widehat{d}}_{\text{interferenz},n}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, nach (3.20) verschwindet.
- Bei gegebener Sendeenergie $\frac{1}{2}\left|[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}]_n\,\underline{d}_n\right|^2$ des Datensymbols $\underline{d}_n$ wird die entsprechende nutzbare Empfangsenergie R_n maximal.

Bei der Wahl der Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ gemäß (3.79) wird durch die Zeile n von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ aus der das Datensymbol $\underline{d}_n$ tragenden Signalform $\underline{\boldsymbol{e}}_n$ nach (3.55) derjenige Anteil herausgefiltert, der orthogonal zu allen anderen $N_{\mathrm{t}} - 1$ Signalformen $\underline{\boldsymbol{e}}_{n'}$, $n' \neq n$, ist. Dadurch wird erreicht, daß der Interferenzterm im Nenner der rechten Seite von (3.22) vollständig verschwindet. Allerdings geht diese Elimination der Interferenz damit einher, daß die empfängerseitig verfügbare Nutzenergie der einzelnen Symbole gegenüber der Situation beim RxMF verringert wird. Dies ist gleichbedeutend mit einer Verringerung des SNIR γ_n nach (3.22) im Vergleich zum SNIR, das der RxMF-Demodulator bei Vernachlässigung der Interferenz bietet. Diese Verringerung des SNIR kann auch mit der in [Kle96, Pap00] eingeführten Größe SNR-Degradation quantitativ erfaßt werden. Die für das Datensymbol $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) gültige SNR-Degradation ist [Kle96]

$$\delta_n = \left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_{n,n}\left[\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right)^{-1}\right]_{n,n}. \tag{3.81}$$

Bei einem durch seine Kanalmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ gegebenen Kanal und einem durch seine Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gegebenen Sender hängt die SNR-Degradation δ_n, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, davon ab, wie gut die Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ zur Kanalmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ "paßt". Dieser Sachverhalt wurde in [Pap00, Lu00] genauer studiert, und dort wurde in diesem Zusammenhang der Begriff Code-Kanal-Fehlanpassung (engl. Code-Channel-Mismatch) eingeführt. Code ist in [Pap00] ein Synonym für die Spalten der Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$.

Mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.79), $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ ergibt sich die Energieeffizienz $\eta_{\mathrm{RxZF},n}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, des RxZF-Demodulators gemäß (3.60) zu

$$\begin{aligned}
\eta_{\mathrm{RxZF},n} &= \left| \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right]_{n,n} \right|^2 \\
&= \left| \left[\left(\operatorname{diag}\left(\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \right) \right)^{-1/2} \right]_{n,n} \left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right|^2 \\
&= \left| \left[\left(\operatorname{diag}\left(\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \right) \right)^{-1/2} \right]_{n,n} \right|^2 \\
&= \left(\left[\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \right]_{n,n} \right)^{-1} \\
&= \left(\left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right)^{-1} \right]_{n,n} \right)^{-1}.
\end{aligned} \tag{3.82}$$

Aus $\eta_{\mathrm{RxMF},n}$ nach (3.73), $\eta_{\mathrm{RxZF},n}$ nach (3.82) und δ_n nach (3.81) folgt

$$\delta_n = \frac{\eta_{\mathrm{RxMF},n}}{\eta_{\mathrm{RxZF},n}}. \tag{3.83}$$

Substitution von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.49) und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) in (3.82) ergibt

$$\begin{aligned}
\eta_{\mathrm{RxZF},n} &= \left(\left[\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{V}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}^{\mathrm{T}} \underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{U}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\, \underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{V}}\, \underline{\boldsymbol{F}} \right)^{-1} \right]_{n,n} \right)^{-1} \\
&= \left(\left[\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}^{\mathrm{T}} \underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\, \underline{\boldsymbol{F}} \right)^{-1} \right]_{n,n} \right)^{-1}.
\end{aligned} \tag{3.84}$$

Eine zu (3.75) vergleichbare weitere Vereinfachung von (3.84) ist im allgemeinen nicht möglich, weil durch das Bilden der Kehrmatrix in (3.84) alle Komponenten von $\underline{\boldsymbol{F}}$ in analytisch nicht darstellbarer Weise in jedes $\eta_{\mathrm{RxZF},n}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, eingehen. Eine Ausnahme bildet der Fall, daß jede der N_{t} Spalten der Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ exklusiv durch einen der rechtsseitigen Eigenvektoren $\underline{\boldsymbol{v}}_q$ von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) gebildet wird, wobei die zugehörigen Sigulärwerte alle größer als Null seien. Es werde folgendes Beispiel betrachtet:

$$\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right]_n = \underline{v}_n,\ n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}. \tag{3.85}$$

Dann bilden wegen (3.49) die ersten Q Zeilen von $\underline{\boldsymbol{F}}$ eine $N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}$-Einheitsmatrix, und für $\underline{\boldsymbol{F}}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{F}}$ ergibt sich eine $N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}$-Diagonalmatrix:

$$\underline{\boldsymbol{F}}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{F}} = \begin{pmatrix} \widetilde{\lambda}_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \widetilde{\lambda}_{N_\mathrm{t}} \end{pmatrix}. \tag{3.86}$$

Aus (3.84) folgt dann mit (3.86)

$$\eta_{\mathrm{RxZF},n} = \widetilde{\lambda}_n. \tag{3.87}$$

3.4 Empfängerorientierung

3.4.1 Konzept der Empfängerorientierung

Gemäß den bereits in Abschnitt 1.1 erläuterten Konzept der Empfängerorientierung sind empfängerorientierte Übertragungssysteme dadurch charakterisiert, daß die im Empfänger anzuwendenden Algorithmen a priori festgelegt werden, während sich die senderseitig einzusetzenden Algorithmen a posteriori ergeben, wobei in der Regel Kanalinformation berücksichtigt wird. Im folgenden wird wieder vom linearen Übertragungssystem nach Bild 3.2 ausgegangen. Die für dieses Referenzsystem gewonnenen Ergebnisse lassen sich dann ohne großen Aufwand auf alle Übertragungssysteme der durch das Referenzsystem definierten Klasse übertragen. Bei einem linearen Übertragungssystem wie demjenigen nach Bild 3.2 bedeutet die A-priori-Festlegung der empfängerseitig anzuwendenden Algorithmen das Vorgeben der Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$, und die A-posteriori-Bestimmung der im Sender zu verwendenden Algorithmen besteht im Ermitteln der Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ unter Benutzung der Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ und der Kanalmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$. Es geht also in Umkehrung von (3.67) um das Gewinnen des Zusammenhangs

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = f\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}, \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\right), \tag{3.88}$$

wobei $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ lediglich im Sender und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ sowohl im Empfänger als auch im Sender bekannt sind.

Bei der A-posteriori-Bestimmung der Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ sind unendlich viele Varianten denkbar, wobei im Gegensatz zur Situation bei den senderorientierten Systemen bisher nur wenige Erkenntnisse über die günstige Wahl von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ verfügbar sind. In der vorliegenden Arbeit werden zwei Varianten betrachtet, die quasi das Duale zu den in Abschnitt 3.3 behandelten RxMF- bzw. RxZF-Demodulatoren darstellen.

Tabelle 3.2. Algortihmen der Empfängerorientierung für ein lineares System nach Bild 3.1

Senderorientierte Konzepte	zu verwendende Algorithmen
TxMF-Demodulator	$\underline{\boldsymbol{M}} = (\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}}$
TxZF-Demodulator	$\underline{\boldsymbol{M}} = (\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}} \left(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}}\right)^{-1}$

Es handelt sich um

- den Matched-Filter-Modulator (TxMF) und
- den Zero-Forcing-Modulator (TxZF).

Tx steht hierbei für Sender und soll zum Ausdruck bringen, daß sich der Sender nach dem Empfänger zu richten hat. Die bei einem linearen System nach Bild 3.1 zu verwendenden Algorithmen für den RxMF- und RxZF-Demodulator sind [ESN93, EN93, JUN01] bzw. [BPD00, BMWT00] entnommen und in Tabelle 3.2 wiedergegeben. Im folgenden werden der TxMF-Modulator und der TxZF-Modulator für das in Bild 3.2 dargestellte lineare Übertragungssystem näher beschrieben.

Anstelle des Systemmodells nach Bild 3.2 mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$, $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ kann man auch das modifizierte Systemmodell nach Bild 3.4 mit $\underline{\boldsymbol{F}}$, $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ und $\underline{\boldsymbol{G}}$ betrachten. Während bei Empfängerorientierung das in Systemmodell nach Bild 3.1 auftretende $\underline{\boldsymbol{D}}$ sowohl im Empfänger als auch im Sender bekannt ist, ist das im Systemmodell nach Bild 3.4 auftretende $\underline{\boldsymbol{G}}$ nur im Sender bekannt. Wegen der Annahme, daß $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nur im Sender und nicht in Empfänger bekannt ist, ist auch $\underline{\boldsymbol{G}}$ nicht im Empfänger bekannt und kann auch nicht ermittelt werden, siehe (3.52) mit (3.43).

3.4.2 TxMF-Modulator

Im Falle des TxMF-Modulators wählt man die Modulatormatrix mit der $N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}$-Diagonalmatrix $\boldsymbol{K}$ gemäß [JUN01]

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}} \boldsymbol{K}. \tag{3.89}$$

Die Diagonalmatrix $\boldsymbol{K}$ in (3.89) ist so zu dimensionieren, daß $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ die Normierungsgleichung (3.39) erfüllt. Es soll also

$$\mathrm{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}^{\mathrm{H}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right) = \mathrm{diag}\left(\boldsymbol{K}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}} \boldsymbol{K}\right) = \boldsymbol{I}^{N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}} \tag{3.90}$$

gelten. Demnach ist

$$\boldsymbol{K} = \left(\operatorname{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)\right)^{-1/2} \tag{3.91}$$

zu wählen, und man erhält durch Einsetzen von (3.91) in (3.89)

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\left(\operatorname{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)\right)^{-1/2}. \tag{3.92}$$

Mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.52) und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) kann man $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.92) auch in der Form

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \underline{\boldsymbol{V}}\,\underbrace{\left(\underline{\boldsymbol{G}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\right)^{\mathrm{H}}\left(\operatorname{diag}\left(\underline{\boldsymbol{G}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\right)\right)^{-1/2}}_{\underline{\boldsymbol{F}}} \tag{3.93}$$

schreiben. In (3.93) ist die Beziehung zwischen der a-priori festgelegten Matrix $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) und der a-posteriori folgenden Matrix $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47) kenntlich gemacht.

Die Wahl von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gemäß (3.92) bedeutet, daß die Zeile n der Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ einem signalangepaßten Filter für die das Datensymbol $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) tragende Signalform $\underline{\boldsymbol{e}}_n$, siehe (3.55), entspricht. Die vom Sender für jedes Datensymbol $\underline{d}_n$ erzeugte Energie wird also in Form einer Signalform aufgebracht, die bei gegebener Energie die entsprechende empfängerseitige Symbolenergie maximiert. Dieser aus dem Schrifttum noch nicht allgemein bekannte Zusammenhang wird in Anhang A.1 hergeleitet.

Mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.92), $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ ergibt sich die Energieeffizienz $\eta_{\mathrm{TxMF},n}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, des TxMF-Modulators gemäß (3.63) zu

$$\begin{aligned}
\eta_{\mathrm{TxMF},n} &= \left|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_{n,n}\right|^2 \\
&= \left|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\left(\operatorname{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)\right)^{-1/2}\right]_{n,n}\right|^2 \\
&= \left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)\right]_{n,n} = \left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{H}}\right)\right]_{n,n}.
\end{aligned} \tag{3.94}$$

Mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.52) folgt aus (3.94)

$$\eta_{\mathrm{TxMF},n} = \left[\left(\underline{\boldsymbol{G}}\,\underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{U}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{V}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{U}}\,\underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\right)\right]_{n,n} = \left[\underline{\boldsymbol{G}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\right]_{n,n}. \tag{3.95}$$

Mit $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ nach (3.26) bzw. (3.27), $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) und G nach (3.30) folgt aus (3.95)

$$\eta_{\mathrm{TxMF},n} = \sum_{q=1}^{G} \widetilde{\lambda}_q \left|\underline{g}_{n,q}\right|^2. \tag{3.96}$$

Der Ausdruck (3.96) zeigt, daß nur die ersten Q bzw. Z Komponenten der Spalte n von $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) zu $\eta_{\mathrm{TxMF},n}$ beitragen. $\eta_{\mathrm{TxMF},n}$ wird maximal, wenn der Betrag der ersten Komponente $\underline{g}_{n,1}$ von $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) eins wird und wegen (3.51) folgerichtigerweise die Beträge der übrigen Komponenten $\underline{g}_{n,q}$, $q > 1$, null sind. Analog zur Situation beim RxMF, siehe Unterabschnitt 3.3.2, ist dieser Fall für die Praxis unbedeutend.

3.4.3 TxZF-Modulator

Im Falle des TxZF-Modulators wählt man die Modulatormatrix mit der $N_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}$-Diagonalmatrix $\boldsymbol{K}$ gemäß

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}} \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1} \boldsymbol{K}. \tag{3.97}$$

$\boldsymbol{K}$ in (3.97) ist so zu dimensionieren, daß $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ die Normierungsgleichung (3.39) erfüllt. Mit dieser Bedingung folgt aus (3.97)

$$\begin{aligned}\operatorname{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}^{\mathrm{H}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right) &= \operatorname{diag}\left(\boldsymbol{K}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\boldsymbol{K}\right)\\ &= \operatorname{diag}\left(\boldsymbol{K}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\boldsymbol{K}\right) = \boldsymbol{I}^{N_\mathrm{t}\times N_\mathrm{t}}.\end{aligned} \tag{3.98}$$

Somit gilt

$$\boldsymbol{K} = \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}. \tag{3.99}$$

Mit $\boldsymbol{K}$ nach (3.99) ergibt sich aus (3.97)

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}} \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1} \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}. \tag{3.100}$$

Analog zu (3.93) kann man mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.52) und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) die Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.100) gemäß (3.49) ausdrücken in der Form

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \underline{\boldsymbol{V}}\;\underbrace{\left(\underline{\boldsymbol{G}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\right)^{\mathrm{H}} \left(\underline{\boldsymbol{G}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\right)^{-1} \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{G}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}}_{\underline{\boldsymbol{F}}}. \tag{3.101}$$

(3.101) zeigt die Relation zwischen der a-priori festgelegten Matrix $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) und der a-posteriori folgenden Matrix $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47). Das Bilden von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gemäß (3.100)

oder (3.101) ist nur möglich, wenn die Matrizen $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}$ bzw. $\underline{\boldsymbol{G}}\ \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\ \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}$ regulär sind.

Die Wahl von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gemäß (3.100) bewirkt folgendes [Mar87]:

- $\underline{\widehat{d}}_{\mathrm{interferenz},n}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, nach (3.20) verschwindet.
- Bei gegebener Sendeenergie $\frac{1}{2}\left|[\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}]_n\ \underline{d}_n\right|^2$ des Datensymbols $\underline{d}_n$ wird die entsprechende nutzbare Empfangsenergie maximal.

Mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.100), $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ ergibt sich die Energieeffizienz $\eta_{\mathrm{RxZF},n}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, des TxZF-Demodulators gemäß (3.63) zu

$$\begin{aligned}
\eta_{\mathrm{TxZF},n} &= \left|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\right]_{n,n}\right|^2 \\
&= \left|\left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\left(\mathrm{diag}\left(\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\right]_{n,n}\right|^2 \\
&= \left(\left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right]_{n,n}\right)^{-1} = \left(\left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{\mathrm{H}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right]_{n,n}\right)^{-1}. \qquad (3.102)
\end{aligned}$$

Analog zur SNR-Degradation des RxZF-Demodulators kann man mit (3.96) und (3.102) die SNR-Degradation des TxZF-Modulators gemäß

$$\delta_n = \frac{\eta_{\mathrm{TxMF},n}}{\eta_{\mathrm{TxZF},n}} = \left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)\right]_{n,n}\left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\ \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right]_{n,n} \qquad (3.103)$$

einführen. Substitution von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.52) und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) in (3.102) ergibt

$$\begin{aligned}
\eta_{\mathrm{TxZF},n} &= \left[\left(\underline{\boldsymbol{G}}\ \underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{U}}\ \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\ \underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{V}}\ \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}\underline{\boldsymbol{U}}\ \underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right]_{n,n}^{-1} \\
&= \left(\left[\left(\underline{\boldsymbol{G}}\ \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\ \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right]_{n,n}\right)^{-1}. \qquad (3.104)
\end{aligned}$$

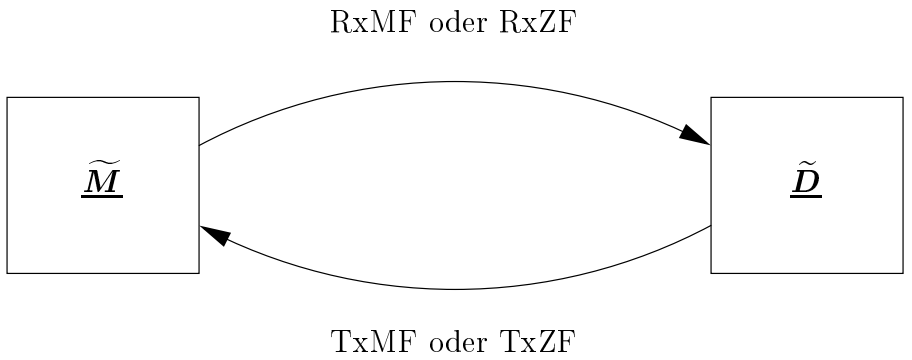

Bild 3.5. Veranschaulichung eines ausgezeichneten Matrizenpaares $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$, $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$

3.5 Zusammenhang zwischen den Konzepten der Sender- und Empfängerorientierung

3.5.1 Vorbemerkung

Im Falle der Senderorientierung wird der Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gemäß (3.71) oder (3.79) eine Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ zugeordnet. Im Falle der Empfängerorientierung wird gemäß (3.92) oder (3.100) umgekehrt der Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ eine Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ zugeordnet. Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ und Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ bilden jeweils ein zusammengehöriges Paar. Im vorliegenden Abschnitt 3.5 wird der Frage nachgegangen, ob und ggf. unter welchen Bedingungen derartige ausgezeichnete Matrizenpaare $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$, $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ existieren, bei denen das Prinzip der Senderorientierung ausgehend von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ zu einem $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ führt, das seinerseits beim Anwenden des Prinzips der Empfängerorientierung wieder zu dem ursprünglichen $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ führt. Diese Situation ist in Bild 3.5 veranschaulicht. In den folgenden Unterabschnitten 3.5.2 und 3.5.3 wird dargelegt, wie man solche ausgezeichneten Matrizenpaare $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$, $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ bei einem durch seine Kanalmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ gegebenen Kanal für die Fälle RxMF/TxMF bzw. RxZF/TxZF erhalten kann. Durch diese Darlegung ist auch nachgewiesen, daß solche Paare existieren. Als Gegenstand zukünftiger Forschungsarbeiten bleibt jedoch die Antwort auf die Frage offen, ob die dargelegte Möglichkeit zum Gewinnen ausgezeichneter Matrizenpaare die Gesamtheit aller derartiger existierender Paare ergibt. Bei den Betrachtungen im vorliegenden Abschnitt 3.5 wird vom modifizierten Referenzsystem nach Bild 3.4 ausgegangen.

3.5.2 RxMF und TxMF

Zum Studium des Falles RxMF/TxMF wird von der Darstellung von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gemäß (3.49) ausgegangen, wobei jede Spalte der Matrix $\underline{\boldsymbol{F}}$ nur eine einzige Eins und ansonsten nur Nullen enthält. Dies bedeutet, daß jede der N_t Spalten von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gleich einer beliebigen Spalte der Matrix $\underline{\boldsymbol{V}}$ nach (3.25) ist, und daß somit jedes der N_t Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) durch einen einzigen der Q rechtsseitigen Eigenvektoren $\underline{\boldsymbol{v}}_q$, $q = 1 \ldots Q$, von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ repräsentiert wird. Unter dieser Bedingung für die Repräsentation der N_t Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) kann man aus $\underline{\boldsymbol{V}}$, $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ und $\underline{\boldsymbol{U}}$, wie in Bild 3.5.3 dargestellt, die Matrizen $\underline{\boldsymbol{V}}_\mathrm{eff}$, $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}$ und $\underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{eff}$ bilden. Ferner kann man anstelle von $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47) und $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) die reellen regulären quadratischen Matrizen $\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}$ bzw. $\boldsymbol{G}_\mathrm{eff}$ verwenden. Dann kann man (3.72) in der Form

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \left(\mathrm{diag}\left(\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\ \boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)\right)^{-1/2}\left(\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\ \boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^\mathrm{H}\underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{eff}^\mathrm{H} \tag{3.105}$$

anschreiben. Da $\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\ \boldsymbol{F}_\mathrm{eff}$ auf der rechten Seite von (3.105) eine Diagonalmatrix ist, kann das explizite Bilden einer Diagonalmatrix auf der rechten Seite von (3.105) entfallen und somit erhält man

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \left(\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\ \boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^{-1/2}\left(\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\ \boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^\mathrm{H}\underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}. \tag{3.106}$$

Mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.106) und mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ in der Darstellung nach (3.43) ist

$$\begin{aligned}\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} &= \left(\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^{-1/2}\left(\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^\mathrm{H}\underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{eff}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\underline{\boldsymbol{V}}_\mathrm{eff}^\mathrm{H} \\ &= \left(\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^{-1/2}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\underline{\boldsymbol{V}}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\end{aligned} \tag{3.107}$$

und

$$\begin{aligned}\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^\mathrm{H} &= \left(\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^{-1/2}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\ \underline{\boldsymbol{V}}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\underline{\boldsymbol{V}}_\mathrm{eff}\ \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff} \\ &\qquad \left(\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^{-1/2} \\ &= \left(\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^{-1/2}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\left(\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\right)^2\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\left(\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}\right)^{-1/2} \\ &= \boldsymbol{F}_\mathrm{eff}^\mathrm{H}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}^\mathrm{T}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_\mathrm{eff}\boldsymbol{F}_\mathrm{eff}.\end{aligned} \tag{3.108}$$

(3.107) und (3.108) eingesetzt in (3.92) ergibt

$$\begin{aligned}
\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} &= \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}} \left(\mathrm{diag}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right)^{\mathrm{H}}\right)\right)^{-1/2} \\
&= \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{eff}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}}\, \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}} \left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}\right)^{-1/2} \left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}\right)^{-1/2} \\
&= \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{eff}} \underbrace{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}} \left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}\right)^{-1}}_{\boldsymbol{F}'_{\mathrm{eff}}}. \qquad (3.109)
\end{aligned}$$

Die Frage ist nun, ob $\boldsymbol{F}'_{\mathrm{eff}}$ in (3.109) gleich $\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}$ ergibt. Ist dies der Fall, so stellen $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.106) bzw. (3.109) ein ausgezeichnetes Matrizenpaar dar. Aus [ZF92, S. 23] kann man folgenden Satz entnehmen:

Satz: Aus $\boldsymbol{A}\ \boldsymbol{B} = \boldsymbol{A}\ \boldsymbol{C}$ folgt dann und nur dann $\boldsymbol{B} = \boldsymbol{C}$, wenn $\boldsymbol{A}$ spaltenregulär (insbesondere quadratisch nichtsingulär) ist.

Wie bereits anfangs dieses Unterabschnitts 3.5.2 erwähnt, ist die Matrix $\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}$ eine reelle reguläre quadratische Matrix. Diese Eigenschaften gelten auch für deren Transponierte $\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}}$. Mit $\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}}$ soll die Gleichheit von $\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}$ und $\boldsymbol{F}'_{\mathrm{eff}}$ gemäß dem Satz aus [ZF92] durch

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{F}'_{\mathrm{eff}} = \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}} \qquad (3.110)$$

bewiesen werden. Setz man $\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}$ aus (3.109) in (3.110) ein, so ergibt sich

$$\boldsymbol{F}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\ \underline{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{eff}} \left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{eff}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}\right)^{-1} = \boldsymbol{F}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{T}} \underline{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{eff}} = \boldsymbol{I}^{N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}}. \qquad (3.111)$$

Somit folgt aus (3.109)

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \underline{\boldsymbol{V}}\ \underline{\boldsymbol{F}}. \qquad (3.112)$$

Beim Durchlaufen des in Bild 3.5 skizzierten Zyklus gelangt man also ausgehend von einem bestimmten $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ zu dem ursprünglich gewählten $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ zurück.

3.5.3 RxZF und TxZF

Zum Studium des Falles RxZF/TxZF werden Situationen betrachtet, bei denen mit der Anzahl N_{t} der zu übertragenden Datensymbole

- zum Bilden von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ genau N_{t} beliebig ausgewählte rechtsseitige Eigenvektoren von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und

- zum Bilden von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ die entsprechenden linksseitigen Eigenvektoren von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$

verwendet werden. $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ sei regulär. Aus $\underline{\boldsymbol{V}}$, $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ und $\underline{\boldsymbol{U}}$ kann man dann auf die in Bild 3.5.3 dargestellte Weise die Matrizen $\underline{\boldsymbol{V}}_{\text{eff}}$, $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}$ und $\underline{\boldsymbol{U}}_{\text{eff}}$ bilden. Anstelle von $\underline{\boldsymbol{F}}$ nach (3.47) und $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) führt man nun die regulären quadratischen Matrizen $\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}$ bzw. $\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}$ der Dimension $N_{\text{t}} \times N_{\text{t}}$ ein. (3.80) und (3.101) lassen sich dann in der Form

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \underbrace{\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}}_{\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}}\underline{\boldsymbol{U}}_{\text{eff}}^{\text{H}} \tag{3.113}$$

bzw.

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \underline{\boldsymbol{V}}_{\text{eff}}\underbrace{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\left(\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\right)^{-1}\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{2}\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}}_{\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{'}} \tag{3.114}$$

anschreiben. Die Frage ist nun, ob sich beim Einsetzen von $\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}$ aus (3.113) in (3.114) $\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{'}$ gleich $\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}$ ergibt. Ist dies der Fall, so stellen $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ und $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ nach (3.113) bzw. (3.114) ein ausgezeichnetes Matrizenpaar dar.

Aus (3.113) und (3.114) folgt

$$\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}} = \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{-1} \tag{3.115}$$

bzw.

$$\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{'} = \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{-1}\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}^{-1}\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}. \tag{3.116}$$

Mit (3.115) folgt für das auf der rechten Seite von (3.116) auftretende dreifache Matrizenprodukt

$$\begin{aligned}\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}^{\text{H}} &= \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{-1}\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\right)^{-1}\cdot \\ &\qquad \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2} \\ &= \left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}^{\text{H}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}^{2}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}.\end{aligned} \tag{3.117}$$

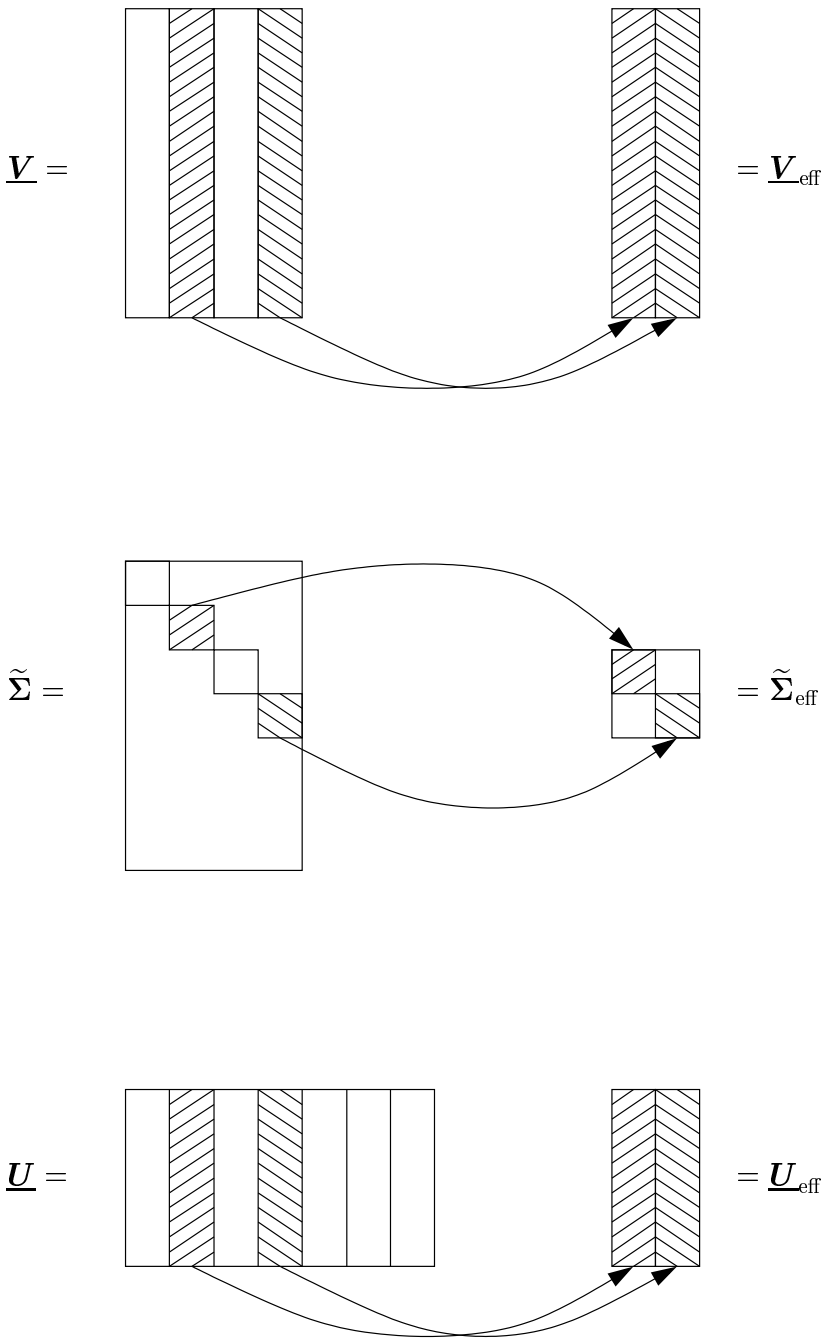

Bild 3.6. Bilden der Matrizen $\underline{\boldsymbol{V}}_{\text{eff}}$, $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}$ und $\underline{\boldsymbol{U}}_{\text{eff}}$. $\diagup\!\!/\!\!/$ und $\diagdown\!\!\diagdown\!\!\diagdown$ bezeichnen die zum Bilden von $\widetilde{\underline{\boldsymbol{M}}}$ bzw. $\widetilde{\underline{\boldsymbol{D}}}$ verwendeten Eigenvektoren bzw. die zum Bilden von $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}$ verwendeten Singulärwerte

Aus (3.117) ergibt sich

$$\begin{aligned}
\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^2_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{G}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right) &= \operatorname{diag}\left(\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^2_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\cdot\right.\\
&\qquad\left.\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^2_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\right)\\
&= \left(\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^2_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\right)\underbrace{\operatorname{diag}\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}}_{\boldsymbol{I}^{N_\text{t}\times N_\text{t}}}\cdot\\
&\qquad\left(\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^2_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\right)\\
&= \operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^2_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right).
\end{aligned} \tag{3.118}$$

(3.115) und (3.118) eingesetzt in (3.116) ergibt

$$\underbrace{\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{-1}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{eff}}}_{\boldsymbol{I}^{N_\text{t}\times N_\text{t}}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\underbrace{\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^2_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}\left(\operatorname{diag}\left(\left(\underline{\boldsymbol{F}}^{\text{H}}_{\text{eff}}\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}^2_{\text{eff}}\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}\right)^{-1}\right)\right)^{-1/2}}_{\boldsymbol{I}^{N_\text{t}\times N_\text{t}}} = \underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}. \tag{3.119}$$

$\underline{\boldsymbol{F}}_{\text{eff}}$ und $\underline{\boldsymbol{G}}_{\text{eff}}$ führen tatsächlich zu einem ausgezeichneten Matrizenpaar $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$, $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$.

3.6 Kanalorientierung

3.6.1 Singulärwertzerlegung der Kanalmatrix als Ausgangspunkt

Neben den beiden inden Abschnitten 3.4 und 3.3 behandelten Konzepte der Sender- bzw. Empfängerorientierung gibt es, wie bereits am Ende des Abschnitts 1.1 angedeutet, als weiteres Übertragungskonzept dasjenige der Kanalorientierung. Bei diesem Konzept geht es darum, in dem Systemmodell nach Bild 3.1 ausgehend von der als a priori gegeben angenommenen Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ sowohl die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ als auch die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ so zu bestimmen, daß sich eine möglichst günstige Systemperformanz ergibt. Im folgenden wird ein aus der Literatur bekanntes kanalorientiertes Übertragungskonzept [Tel99] rekapituliert, das auf der Singulärwertzerlegung

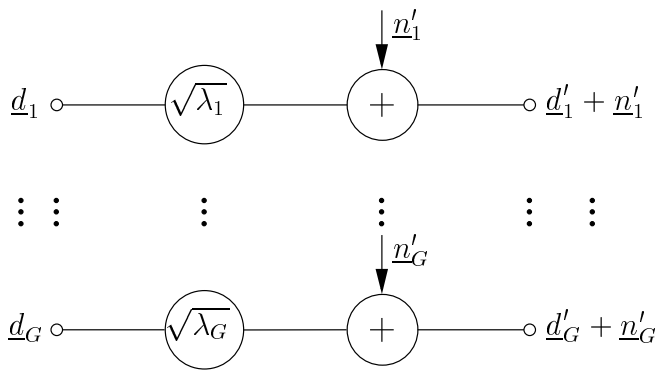

Bild 3.7. Spezielles kanalorientiertes Übertragungssystem, bzgl. G siehe (3.30)

der Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$, siehe Unterabschnitt 3.2.3, beruht, und das bezüglich der Shannonschen Übertragungskapazität [Sha48] optimal ist. Hierbei wird das normierte System nach Bild 3.2 betrachtet. Die Anzahl N_t der zu übertragenden Datensymbole sei gleich G nach (3.30), d. h.

$$N_\mathrm{t} = G. \tag{3.120}$$

3.6.2 Übertragungskonzept

Bei einem durch $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) gegebenen Kanal erhält man im Falle $Z > Q$ ein spezielles Übertragungssystem dadurch, daß man als Modulatormatrix mit $\underline{\boldsymbol{V}}$ nach (3.43)

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \underline{\boldsymbol{V}} \tag{3.121}$$

und als Demodulatormatrix mit den ersten Q linksseitigen Eigenvektoren $\underline{\boldsymbol{u}}_z$, $z = 1 \ldots Q$, von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{red}^\mathrm{H} = \begin{pmatrix} \underline{\boldsymbol{u}}_1^\mathrm{H} \\ \vdots \\ \underline{\boldsymbol{u}}_Q^\mathrm{H} \end{pmatrix} \tag{3.122}$$

wählt. Im Falle $Z < Q$ wählt man mit den ersten Z rechtsseitigen Eigenvektoren $\underline{\boldsymbol{v}}_q$, $q = 1 \ldots Z$, von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} = \underline{\boldsymbol{V}}_\mathrm{red} = (\underline{\boldsymbol{v}}_1 \ldots \underline{\boldsymbol{v}}_Z) \tag{3.123}$$

sowie

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}} = \underline{\boldsymbol{U}}^\mathrm{H}. \tag{3.124}$$

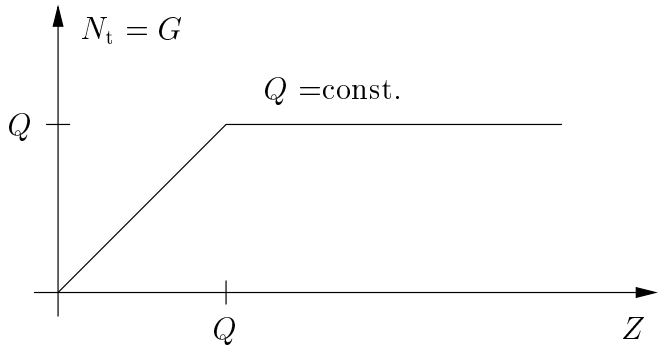

Bild 3.8. Anzahl G der Parallelkanäle in der Struktur nach Bild 3.7 abhängig von Z bei festem Q

Mit G nach (3.30) wird die Matrix

$$\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{red}} = \begin{pmatrix} \sqrt{\widetilde{\lambda}_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sqrt{\widetilde{\lambda}_G} \end{pmatrix} \tag{3.125}$$

eingeführt. Dann erhält man im Fall $Z > Q$ durch Einsetzen von (3.121) und (3.122) in (3.18) für die Schätzung des Datenvektors $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1), der in diesem Fall die Dimension N_t gleich Q hat,

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{\boldsymbol{d}}} &= \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\,\underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\boldsymbol{n}} = \underline{\boldsymbol{U}}_{\text{red}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{U}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{V}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{V}\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{U}}_{\text{red}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{n}} \\ &= \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{red}}\underline{\boldsymbol{d}} + \underbrace{\underline{\boldsymbol{U}}_{\text{red}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{n}}}_{\underline{\boldsymbol{n}}'} = \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{red}}\underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{n}}'. \end{aligned} \tag{3.126}$$

Setzt man im Fall $Z < Q$ (3.123) und (3.124) in (3.18) ein, so erhält man , wieder mit $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{red}}$ nach (3.125),

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{\boldsymbol{d}}} &= \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}\,\underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\boldsymbol{n}} = \underline{\boldsymbol{U}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{U}}\,\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\,\underline{\boldsymbol{V}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{V}}_{\text{red}}\underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{U}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{n}} \\ &= \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{red}}\underline{\boldsymbol{d}} + \underbrace{\underline{\boldsymbol{U}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{n}}}_{\underline{\boldsymbol{n}}'} = \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}_{\text{red}}\underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{n}}', \end{aligned} \tag{3.127}$$

wobei $\underline{\boldsymbol{d}}$ nunmehr die Dimension Z hat. Da $\underline{\boldsymbol{U}}$ und $\underline{\boldsymbol{V}}$ unitär sind, sind die Q Komponenten $\underline{n}'_q$, $q = 1 \ldots Q$, von $\underline{\boldsymbol{n}}'$ in (3.126) bzw. (3.127) wegen (3.15) wieder unkorreliert und haben wie die Komponenten von $\underline{\boldsymbol{n}}$ nach (3.14) die Varianz $2\sigma^2$. Das durch (3.126) bzw. (3.127) beschriebene spezielle Übertragungssystem hat die in Bild 3.7 gezeigte Struktur. Wendet man auf das Übertragungssystem nach Bild 3.7 das Prinzip des Waterfilling [Hol65, Gal68] an, so erhält man das für die gegebene Kanalmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ bzgl.

der Übertragungskapazität optimale System. Die Performanz dieses Systems ist ausschließlich durch $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und die Varianz σ^2, siehe (3.15), gegeben. Bei festem Spreizfaktor Q ist die Anzahl G der Parallelkanäle in der Struktur nach Bild 3.7 für $Z \geq Q$ gleich Q und für $Z < Q$ gleich Z, siehe Bild 3.8.

3.6.3 Energieeffizienz

Setzt man in die Beziehung (3.60) für die Energieeffizienz, im Falle $Z > Q$, $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.122), $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) und $\underline{\boldsymbol{M}}$ nach (3.121) bzw. (3.123) ein, so ergibt sich mit $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ nach (3.42)

$$\eta_n = \left| \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right]_{n,n} \right|^2 = \left| \left[\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{red}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{U}}\, \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\, \underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{V}} \right]_{n,n} \right|^2 = \widetilde{\lambda}_n,\ n = 1 \ldots G, \tag{3.128}$$

und in Falle $Z < Q$ $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.124), $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) und $\underline{\boldsymbol{M}}$ nach (3.123) ein, so ergibt sich mit $\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$ nach (3.42)

$$\eta_n = \left| \left[\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\, \underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}} \right]_{n,n} \right|^2 = \left| \left[\underline{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{U}}\, \widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}\, \underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{red}} \right]_{n,n} \right|^2 = \widetilde{\lambda}_n,\ n = 1 \ldots G. \tag{3.129}$$

Kapitel 4

Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystem

4.1 MIMO-Struktur

Bei Funkübertragungssystemen besteht eine wichtige, in den letzten Jahren zunehmend in den Fokus wissenschaftlicher Bemühungen getretene Möglichkeit zum Erzielen hoher Übertragungskapazität bei gleichzeitig geringer Sendeleistung im Verwenden jeweils mehrerer Antennen am Sender und am Empfänger [FG88, Tel99]. Die Strecke zwischen Sender und Empfänger hat dann mehrere Eingänge und mehrere Ausgänge und wird deshalb, wie schon Kapitel 2 erwähnt, mit dem Akronym MIMO (Multiple Input Multiple Output) gekennzeichnet. Die Antennen des Senders und des Empfängers können jeweils weiträumig verteilt oder nahe beieinander angeordnet sein und somit eine Gruppenantenne bilden. Im erstgenannten Fall liegt eine Makrostruktur, im zweitgenannten Fall eine Mikrostruktur vor [BBS97]. In Kapitel 3 wurde ein allgemeines lineares Systemmodell eingeführt, bei dem noch keine Festlegung in Richtung Funkübertragung oder gar bzgl. der verwendeten Antennenkonfigurationen erfolgte. Dieses allgemeine Modell soll im vorliegenden Kapitel 4 auf Funkübertragungssysteme mit einem einzigen Sender und einem einzigen Empfänger und mit einer Mehrantennen-MIMO-Struktur spezialisiert werden. Eine solche Spezialisierung führt dazu, daß sich für die in Unterabschnitt 3.2.1 zur Systembeschreibung eingeführten Vektoren und Matrizen spezielle Strukturen ergeben, und daß das Systemmodell nach Bild 3.1 wie in Bild 4.1 gezeigt auszugestalten ist. Die Anzahl der Sendeantennen wird mit K_{B} bezeichnet. Für die Anzahl der Empfangsantennen wird im vorliegenden Kapitel 4 die Bezeichnung K gewählt, wobei anzumerken ist, daß K in anderen Kapiteln der Arbeit die Anzahl der MSen in Mehrteilnehmersystemen bezeichnet. Im folgenden seien die Komponenten des Vektors $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (3.4) zeitliche Abtastwerte der entsprechenden Signale, siehe hierzu auch den letzten Absatz des Unterabschnitts 3.2.1.

4.2 Modulatormatrix

Über die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ wird dem Datenvektor $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) das Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ der Dimension Q zugeordnet, siehe (3.4). Wie in Unterabschnitt 3.2.1 erläutert, ist die

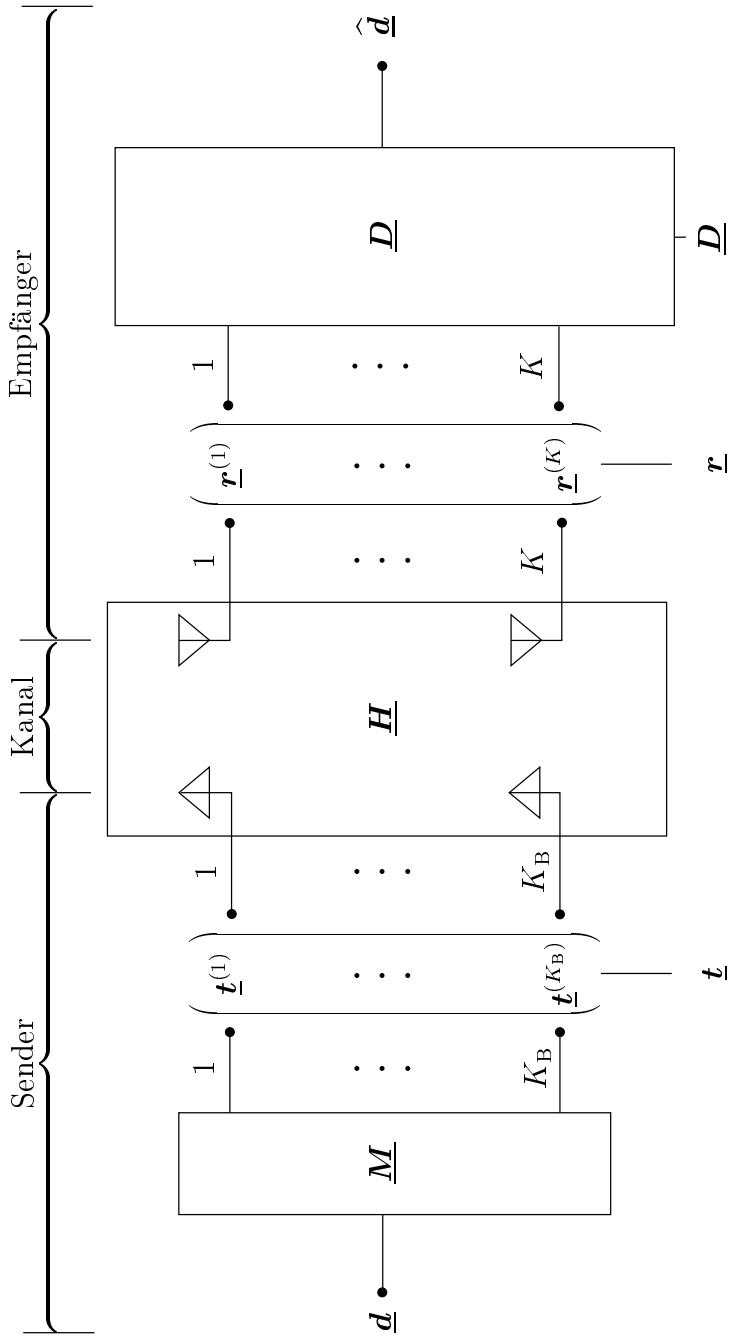

Bild 4.1. Spezialisierung des Datenübertragungssystems nach Bild 3.1 auf ein Funkübertragungssystem mit einer MIMO-Antennenstruktur

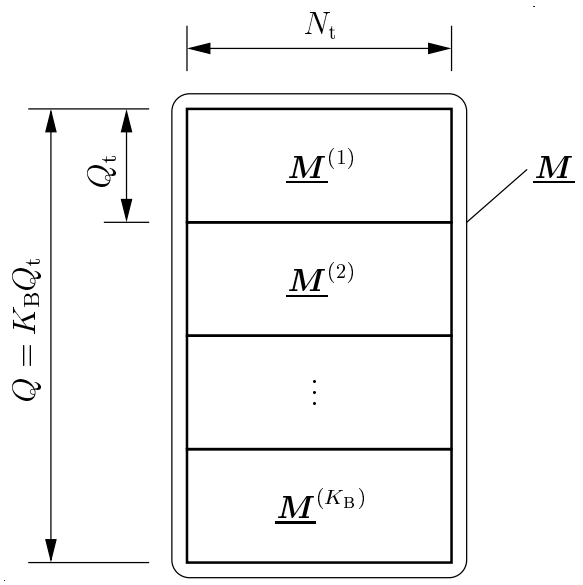

Bild 4.2. Struktur der Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ bei einem Funkübertragungssystem mit MIMO-Antennenstruktur nach Bild 4.1

Dimension Q von $\underline{\boldsymbol{t}}$ ein Maß für die Spreizung der Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, in $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1).

Im Falle der Struktur nach Bild 4.1 kommt eine erste Spreizung dadurch zustande, daß dem Datenvektor $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) für jede der K_B Sendeantennen ein sendeantennenspezifisches Sendesignal

$$\underline{\boldsymbol{t}}^{(k_\mathrm{B})} = \left(\underline{t}_1^{(k_\mathrm{B})} \ldots \underline{t}_{Q_\mathrm{t}}^{(k_\mathrm{B})}\right)^\mathrm{T}, \; k_\mathrm{B} = 1 \ldots K_\mathrm{B}, \tag{4.1}$$

der Dimension Q_t zugeordnet wird. Q_t ist hierbei ein Maß für die zeitliche Spreizung. Die K_B sendeantennenspezifischen Sendesignale nach (4.1) werden anschließend gemäß

$$\underline{\boldsymbol{t}} = \left(\underline{\boldsymbol{t}}^{(1)^\mathrm{T}} \ldots \underline{\boldsymbol{t}}^{(K_\mathrm{B})^\mathrm{T}}\right)^\mathrm{T}, \; k_\mathrm{B} = 1 \ldots K_\mathrm{B}, \tag{4.2}$$

zum gesamten Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ zusammengefaßt. Die Dimension von $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (4.2) ist $K_\mathrm{B} Q_\mathrm{t}$. Der in Unterabschnitt 3.2.1 als Dimension von $\underline{\boldsymbol{t}}$ eingeführte Spreizfaktor Q ergibt sich also zu

$$Q = K_\mathrm{B} Q_\mathrm{t}. \tag{4.3}$$

Der Faktor K_B in (4.3) entspricht einer räumlichen Spreizung über die K_B Sendeantennen. Die Gesamtspreizung kommt somit durch eine räumliche und zeitliche Spreizung zustande.

Dem Erzeugen von $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (4.2) aus dem Datenvektor $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) entspricht die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ nach Bild 4.2. Diese Matrix besteht aus K_B sendeantennenspezifischen Teilmatrizen $\underline{\boldsymbol{M}}^{(k_\mathrm{B})}$, $k_\mathrm{B} = 1 \ldots K_\mathrm{B}$, der Dimension $Q_\mathrm{t} \times N_\mathrm{t}$.

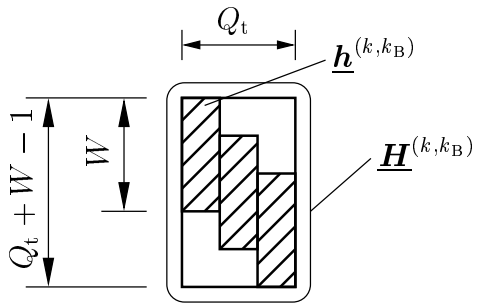

Bild 4.3. Struktur der empfangs- und sendeantennenspezifische Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,k_\mathrm{B})}$ bei einem Funkübertragungssystem mit MIMO-Antennenstruktur nach Bild 4.1

4.3 Kanalmatrix und gestörtes Empfangssignal

Das sendeantennenspezifische Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}^{(k_\mathrm{B})}$ nach (4.1) führt an der Empfangsantenne k mit der empfangs- und sendeantennenspezifische Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,k_\mathrm{B})}$ zum empfangsantennenspezifischen Nutzsignal

$$\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)} = \underline{\boldsymbol{H}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}\underline{\boldsymbol{t}}^{(k_\mathrm{B})}. \tag{4.4}$$

$\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$ hat die Dimension $(Z/K)\times Q_\mathrm{t}$. Da die Elemente von $\underline{\boldsymbol{t}}^{(k_\mathrm{B})}$ zeitliche Abtastwerte des entsprechenden physikalischen Signals sind, entsteht $\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)}$ aus $\underline{\boldsymbol{t}}^{(k_\mathrm{B})}$ durch Falten mit der Kanalimpulsantwort

$$\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_\mathrm{B})} = \left(\underline{h}_1^{(k,\,k_\mathrm{B})} \ldots \underline{h}_W^{(k,\,k_\mathrm{B})}\right)^\mathrm{T} \tag{4.5}$$

des Kanals zwischen Sendeantenne k_B und Empfangsantenne k. $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$ wird als empfangs- und sendeantennenspezifische Kanalimpulsantwort bezeichnet. Damit (4.4) die genannte Faltung beschreibt, muß $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$ in (4.4) aus $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$ nach (4.5) gemäß dem Schema nach Bild 4.3 gebildet werden [Rup93]. $\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)}$ nach (4.4) hat die Dimension $Q_\mathrm{t}+W-1$. Da die Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$ nach Bild 4.3 in (4.4) eine Faltung beschreibt, wird diese Matrix auch als Kanalfaltungsmatrix, in diesem Fall als empfangs- und sendeantennenspezifische Kanalfaltungsmatrix bezeichnet. Mit $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$ nach Bild 4.3 hat $\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)}$ nach (4.4) die Dimension $Q_\mathrm{t}+W-1$.

Das Nutzsignal $\underline{\boldsymbol{e}}$ entsteht durch Aufeinanderstapeln der K empfangsantennenspezifischen Empfangssignale $\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)}$ nach (4.4) gemäß

$$\underline{\boldsymbol{e}} = \left(\underline{\boldsymbol{e}}^{(1)^\mathrm{T}} \ldots \underline{\boldsymbol{e}}^{(K)^\mathrm{T}}\right)^\mathrm{T}. \tag{4.6}$$

$\underline{\boldsymbol{e}}$ nach (4.6) hat die Dimension

$$Z = K(Q_\mathrm{t} + W - 1). \tag{4.7}$$

Aus $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$ nach Bild 4.3 kann man gemäß Bild 4.4 die empfangsantennenspezifischen Kanalfaltungsmatrizen $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$ und die gesamte Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ bilden. Das Entstehen von $\underline{\boldsymbol{e}}$ nach (4.6) aus $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (4.2) kann man mit der Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ nach Bild 4.3 in der Form

$$\underline{\boldsymbol{e}} = \underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{t}} \tag{4.8}$$

ausdrücken, siehe auch (3.12). Mit Q nach (4.6) und Z nach (4.7) ergibt sich aus (4.8) für die zusätzliche Spreizung durch den Kanal

$$S = Z/Q = \frac{K\,(Q_\mathrm{t} + W - 1)}{K_\mathrm{B} Q_\mathrm{t}}. \tag{4.9}$$

(4.9) zeigt, daß der Kanal bei großem K_B und kleinem K keine Spreizung, sondern eine Kompression des Empfangssignals $\underline{\boldsymbol{e}}$ nach (4.8) bewirkt.

Mit den K empfangsantennenspezifischen Störsignalen

$$\underline{\boldsymbol{n}}^{(k)} = \left(\underline{n}_1^{(k)} \ldots \underline{n}_{Q_\mathrm{t}+W-1}^{(k)}\right)^\mathrm{T},\ k = 1 \ldots K, \tag{4.10}$$

und den K empfangsantennenspezifischen Nutzsignalen $\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)}$ nach (4.4) erhält man die K empfangsantennenspezifischen gestörten Empfangssignale

$$\underline{\boldsymbol{r}}^{(k)} = \underline{\boldsymbol{e}}^{(k)} + \underline{\boldsymbol{n}}^{(k)},\ k = 1 \ldots K. \tag{4.11}$$

Mit dem gesamten Störsignal

$$\underline{\boldsymbol{n}} = \left(\underline{\boldsymbol{n}}^{(1)^\mathrm{T}} \ldots \underline{\boldsymbol{n}}^{(K)^\mathrm{T}}\right)^\mathrm{T} \tag{4.12}$$

und dem gesamten nützlichen Empfangssignal $\underline{\boldsymbol{e}}$ nach (4.6) und (4.7) lautet das gesamte gestörte Empfangssignal dann

$$\underline{\boldsymbol{r}} = \underline{\boldsymbol{e}} + \underline{\boldsymbol{n}}, \tag{4.13}$$

siehe auch (3.16).

4.4 Demodulatormatrix

Dem Empfänger wird das gesamte gestörte Empfangssignal $\underline{\boldsymbol{r}}$ nach (4.13) in Form von K empfangsantennenspezifischen Empfangssignalen $\underline{\boldsymbol{r}}^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, zugeführt. Daraus folgt, daß für jede der K Empfangsantennen eine empfangsantennenspezifische Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ vorzusehen ist. Aus den K empfangsantennenspezifischen Demodulatormatrizen $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, ergibt sich für die gesamte Demodulatormatrix die Struktur nach Bild 4.4.

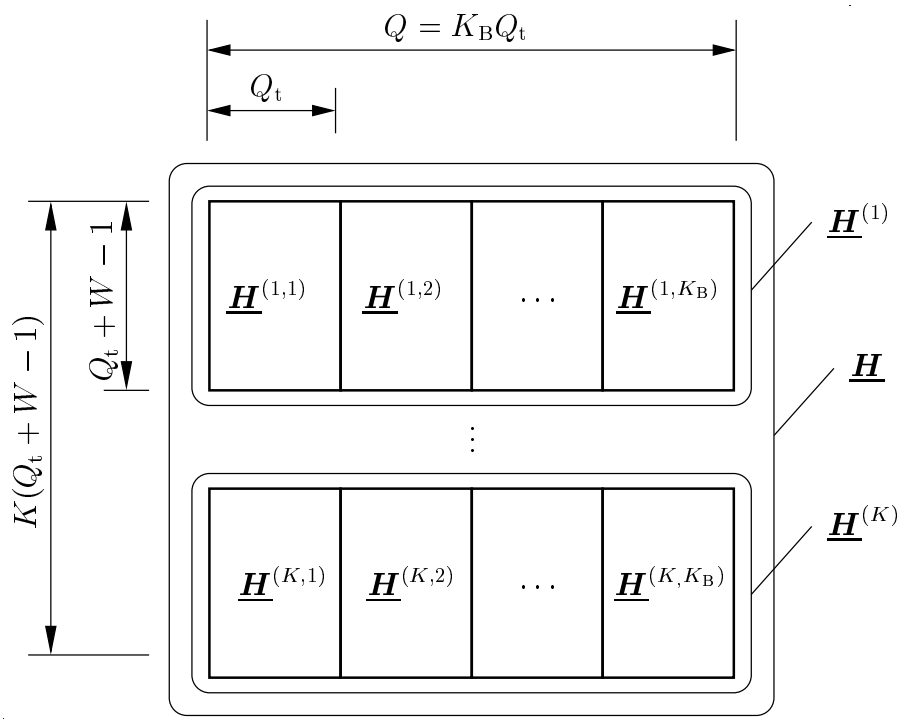

Bild 4.4. Struktur der Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ bei einem Funkübertragungssystem mit MIMO-Antennenstruktur nach Bild 4.1

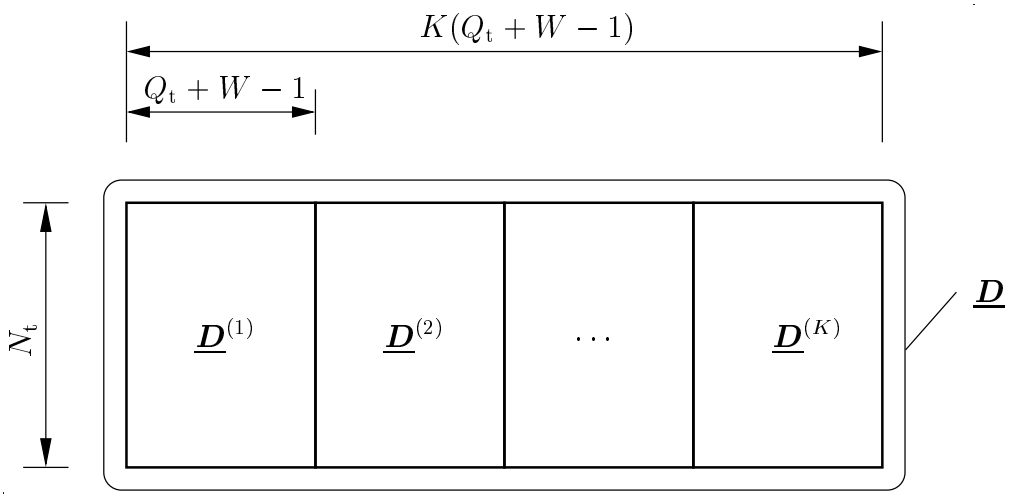

Bild 4.5. Struktur der gesamten Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ bei einem Funkübertragungssystem mit MIMO-Antennenstruktur nach Bild 4.1

4.5 Energieeffizienz

In Unterabschnitt 3.2.5 wurde das Kriterium zum Bewerten der Systemperformanz die Energieeffizienz η eingeführt. Dieses Kriterium basiert auf einem Vergleich der bei gegebener Sendeenergie maximal erzeugbaren Empfangsenergie und der maximal erzeugbaren nutzbaren Empfangsenergie. Im Falle der im vorliegenden Kapitel 4 betrachteten MIMO-Systeme erfaßt ein solcher Vergleich nicht explizit die durch Multiantennen erreichbare Reduzierung der Sendeenergie bei vorgegebener Systemperformanz. Diese Reduzierung der Sendeenergie steigt mit wachsendem K_{B} und K. Es besteht die noch nicht bewiesene Vermutung, daß im Falle voll korrelierter Kanäle die aufzubringende Sendeenergie mit $1/\sqrt{K_{\mathrm{B}}\,K}$ abnimmt.

Kapitel 5

Mehrteilnehmerabwärtsstrecke mit K_{B} Antennen an der BS und K MSen mit Einzelantennen

5.1 Modellierung als MIMO-Struktur

Wie schon in Kapitel 1 erwähnt, ist der hauptsächliche Untersuchungsgegenstand der vorliegenden Arbeit die Abwärtsstrecke von Mobilfunksystemen, bei denen an der BS K_{B} Sendeantennen und an jeder der K MSen eine Empfangsantenne verwendet werden. Die Strecke zwischen der BS und der Gesamtheit der MSen eines solchen Systems kann prinzipiell als MIMO-Kanal mit K_{B} Eingängen und K Ausgängen angesehen werden, vgl. Bild 4.1. Im vorliegenden Kapitel 5 wird eine solche Betrachtungsweise gewählt. Hiermit verbunden ist die Hoffnung, daß in den Kapiteln 3 und 4 für Punkt-zu-Punkt-Übertragungssysteme erarbeiteten Ergebnisse in möglichst großem Umfang auf Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecken mit K_{B} Antennen an der BS und mit K MSen übertragen werden können. Insbesondere sind hier die folgenden Gesichtspunkte gemeint:

- Systemmodellierung mit Matrizen und Vektoren,
- Signalverarbeitungsalgorithmen,
- Kriterien zur Performanzbewertung.

Bei den Betrachtungen im vorliegenden Kapitel 5 entsprechen den K Empfangszweigen in der Struktur nach Bild 4.1 die K MSen, und deshalb wird für die in den Abschnitten 4.3 und 4.4 eingeführten Größen mit Hochindex (k) anstelle der dort gewählten verbalen Bezeichnung "empfangsantennenspezifisch" nunmehr die verbale Bezeichnung "MS-spezifisch" eingeführt. Unter dieser Maßgabe wird in Kapitel 5 unmittelbar auf Größen und Formeln zurückgegriffen, die in Kapitel 4 eingeführt wurden. Zum Beispiel werden bei Verwenden von (4.4) $\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)}$ als MS-spezifisches Empfangssignal und $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,\,k_{\mathrm{B}})}$ anch Bild 4.3 als MS- und sendeantennenspezifische Kanalfaltungsmatrix bezeichnet.

Es wird vorausgesetzt, daß von den N_t Datensymbolen im Datenvektor $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) ein jedes exklusiv an eine bestimmte MS übertragen werden soll. Dies kann man dadurch modellieren, daß man den Datenvektor $\underline{\boldsymbol{d}}$ gemäß

$$\underline{\boldsymbol{d}} = \left(\underline{d}_1 \ldots \underline{d}_{N_\mathrm{t}}\right)^\mathrm{T} = \left(\underline{\boldsymbol{d}}^{(1)^\mathrm{T}} \ldots \underline{\boldsymbol{d}}^{(K)^\mathrm{T}}\right)^\mathrm{T}, \tag{5.1}$$

in K MS-spezifische Datenvektoren

$$\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)} = \left(\underline{d}_1^{(k)} \ldots \underline{d}_{N^{(k)}}^{(k)}\right)^\mathrm{T}, \tag{5.2}$$

der Dimensionen $N^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, unterteilt. Die Dimensionen $N^{(k)}$ unterschiedlicher MS-spezifischer Datenvektoren $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$ können unterschiedlich sein, d. h. an die verschiedenen MSen k, $k = 1 \ldots K$, können unterschiedliche Anzahlen an Datensymbolen übertragen werden. Für die Dimension von $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) folgt aus (5.1) und (5.2)

$$N_\mathrm{t} = \sum_{k=1}^{K} N^{(k)}. \tag{5.3}$$

Beim Übergang einer Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungsstrecke zu der hier interessierenden Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke erhält man anstelle der Struktur nach Bild 4.1 die Struktur nach Bild 5.1, in der man anstelle eines einzigen Empfängers mit K Antennen nunmehr K MS-Empfänger mit jeweils einer Antenne hat. Wichtige Charakteristika der Struktur nach Bild 5.1 sind:

- In den Sender werden die K MS-spezifischen Datenvektoren $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$ nach (5.1) und (5.2) eingespeist, und am Ausgang einer jeden der K MSen interessiert die Schätzung $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}^{(k)}$ des entsprechenden MS-spezifischen Datenvektors $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$.

- Am Antennenausgang einer jeden MS tritt nur das entsprechende MS-spezifische gestörte Empfangssignal $\underline{\boldsymbol{r}}^{(k)}$ nach (4.11) auf.

- An der MS k wird das MS-spezifische gestörte Empfangssignal mit der MS-spezifischen Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ prozessiert, d. h. die Schätzung $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}^{(k)}$ von $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$ wird gemäß

  $$\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}^{(k)} = \underline{\boldsymbol{D}}^{(k)} \underline{\boldsymbol{r}}^{(k)} \tag{5.4}$$

  gebildet. Die gesamte Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ setzt sich, wie in Abschnitt 5.2 gezeigt werden wird, aus den MS-spezifischen Demodulatormatrizen $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ gemäß Bild 4.5 zusammen.

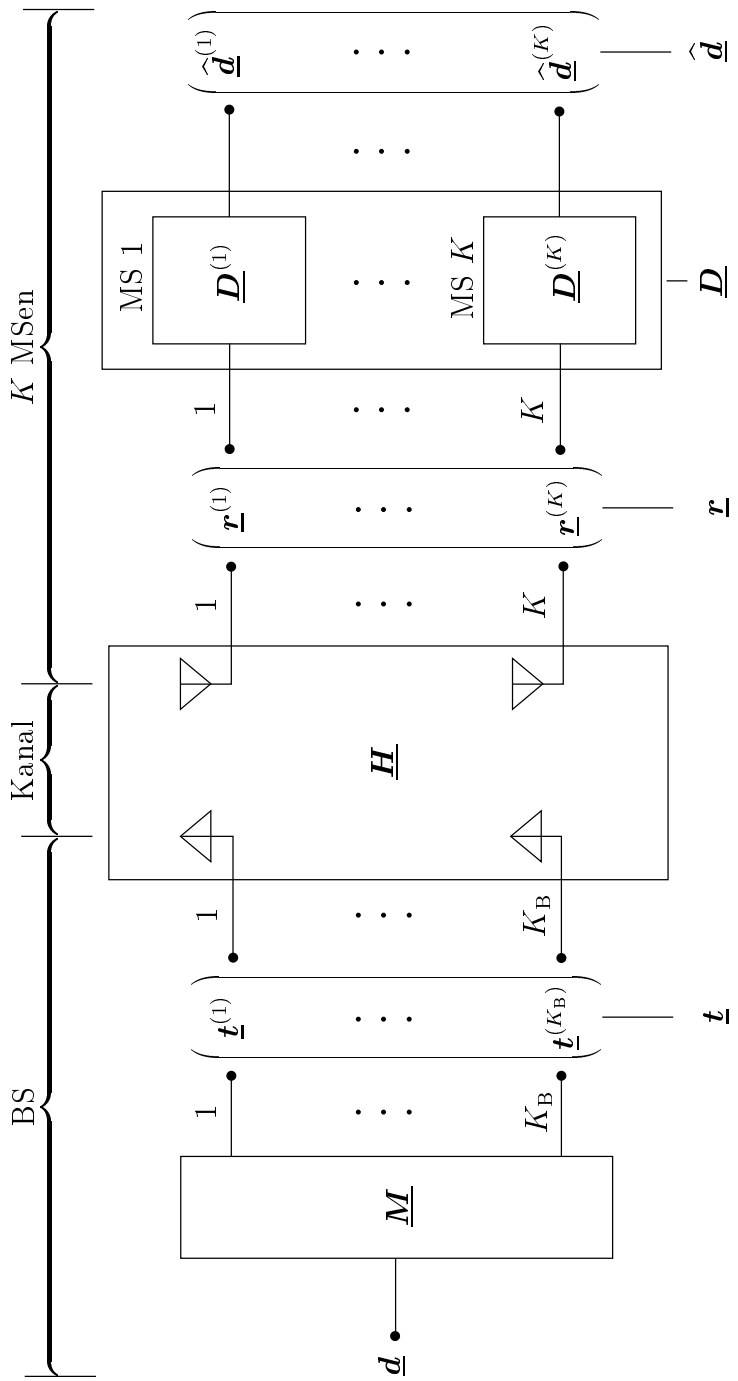

Bild 5.1. Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke mit K_B Antennen an der BS und K MSen mit Einzelantennen

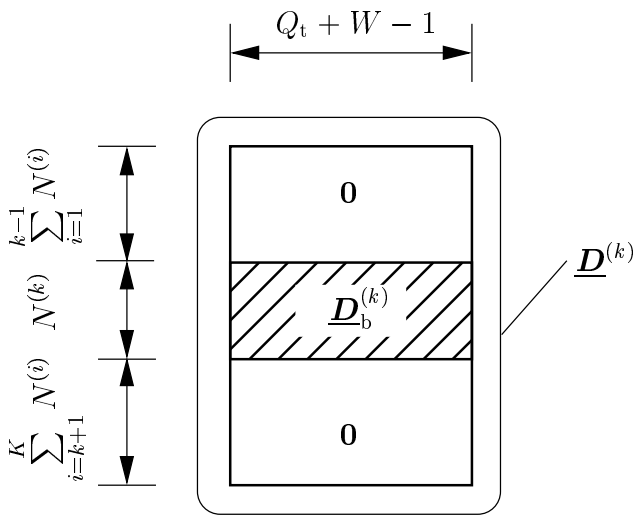

Bild 5.2. Struktur der MS-spezifischen Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ der Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke, gezeigt für den Fall $1 < k < K$

Bei der Datenschätzung gemäß (5.4) ist vorausgesetzt, daß jede MS k nur über ihr eigenes MS-spezifisches gestörtes Empfangssignal $\underline{\boldsymbol{r}}^{(k)}$ nach (4.11) verfügt und keine Kenntnis über die gestörten MS-spezifischen Empfangssignale $\underline{\boldsymbol{r}}^{(k')}$, $k' \neq k$, anderer MSen k', $k' \in \{1 \ldots K\} \setminus k$, hat. In diesem Fall bezeichnet man die MSen als nicht kooperierend [Cov72]. Im Falle kooperierender MSen fände ein Informationsaustausch zwischen MSen statt, bei dem z. B. der MS k über einen zusätzlichen Informationskanal das gestörte MS-spezifische gestörte Empfangssignal $\underline{\boldsymbol{r}}^{(k')}$ der MS k', $k' \neq k$, mitgeteilt würde. Deshalb kann man kooperierende MSen mit dem in Kapitel 4 eingeführten Systemmodell beschreiben. Wegen des Aufwands für solche zusätzlichen Informationskanäle haben Systeme mit kooperierenden MSen geringe praktische Bedeutung und werden deshalb in dieser Arbeit nicht betrachtet. Der Vollständigkeit halber sei noch angemerkt, daß eine Kooperation der MSen nicht nur in Form des eben erläuterten Informationsaustauschs über die Signale $\underline{\boldsymbol{r}}^{(k)}$ sondern auch über das Ergebnis $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}^{(k)}$ der in den MSen prozessierten Signale $\underline{\boldsymbol{r}}^{(k)}$ erfolgen kann.

5.2 Struktur der Demodulatormatrix

Die Voraussetzung, daß in der MS k nur eine Schätzung $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}^{(k)}$ des MS-spezifischen Datenvektors $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$ und keine Schätzungen $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}^{(k')}$, $k' \neq k$, anderer MS-spezifischen Datenvektoren $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k')}$ interessieren, siehe (5.1) und (5.2), kann man in der in Bild 5.2 gezeigten Art auf die Struktur der MS-spezifischen Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ abbilden. Lediglich jene

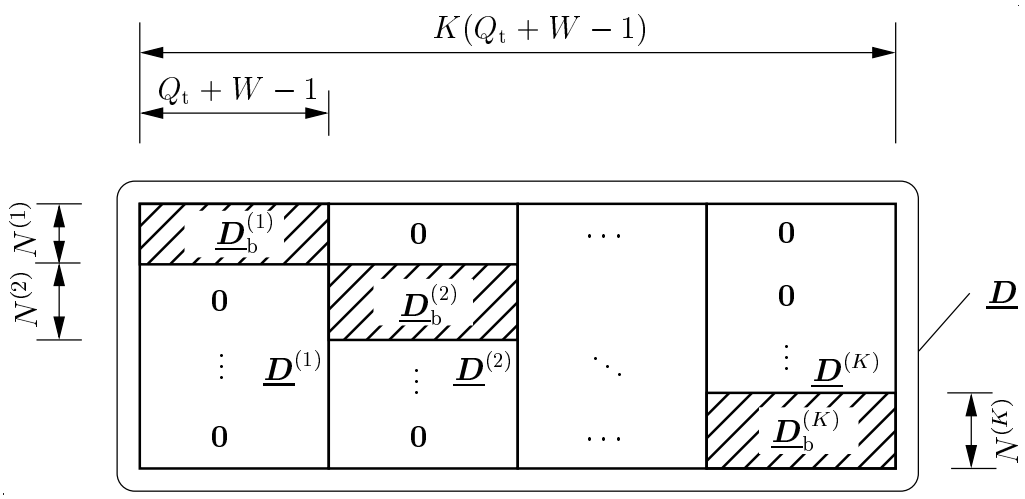

Bild 5.3. Struktur der gesamten Demodulatormatrix der Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke

$N^{(k)}$ Zeilen von $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$, die den Elementen von $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$ entsprechen, sind nicht identisch null, während die $N_\mathrm{t} - N^{(k)}$ restlichen Zeilen Nullzeilen sind. Der Block mit nicht identisch verschwindenden Zeilen in $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ nach Bild 5.2 wird mit $\underline{\boldsymbol{D}}_\mathrm{b}^{(k)}$ bezeichnet. Mit $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ nach Bild 5.2 nimmt die gesamte Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ nach Bild 4.5 für die in Kapitel 5 behandelte Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke die spezielle Struktur nach Bild 5.3 an. Es handelt sich um eine Blockdiagonalstruktur.

In den folgenden Abschnitten 5.3 und 5.4 wird dargelegt, wie die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ nach Bild 5.3 in den Fällen der Empfängerorientierung, siehe Abschnitt 3.4, und der Senderorientierung, siehe Abschnitt 3.3, zu bestimmen ist. In Kapitel 3 wird zunächst das konventionelle Prinzip der Senderorientierung und dann das neue Prinzip der Empfängerorientierung behandelt. Diese Reihenfolge wird im vorliegenden Kapitel 5 umgekehrt, weil sich bei der Struktur der Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ nach Bild 5.3 unmittelbar die für Punkt-zu-Punkt-Übertragungssysteme in Abschnitt 3.4 behandelten Algorithmen der Empfängerorientierung, nicht jedoch die in Abschnitt 3.3 gebrachten Algorithmen der Senderorientierung anwenden lassen. Letzteres wird bei den Betrachtungen in Unterabschnitt 5.4 klar werden.

5.3 Empfängerorientierung

Empfängerorientierung im Fall der im vorliegenden Kapitel 5 betrachteten Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke bedeutet, daß man von der Struktur von $\underline{\boldsymbol{D}}$ nach Bild 5.3

ausgeht, und daß man dann a priori die in dieser Struktur auftretenden Matrizen $\underline{\boldsymbol{D}}_b^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, festlegt. Nachdem dies geschehen ist, ergibt sich unter Berücksichtigung der entsprechenden Normierungen a posteriori die normierte Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$ gemäß (3.92) für den Fall des TxMF und gemäß (3.100) für den Fall des TxZF.

5.4 Senderorientierung

Das aus dem Modell nach Bild 4.1 hervorgehende Modell der Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke nach Bild 5.1 gilt sowohl für den Fall der Empfänger- als auch der Senderorientierung. Während man, wie bereits angedeutet, im Fall der Empfängerorientierung auch die in Abschnitt 3.4 hergeleiteten Algorithmen unmittelbar verwenden kann, sind im Fall der Senderorientierung Modifikationen der in Abschnitt 3.3 entwickelten Algorithmen nötig. Diese Modifikationen sind folgendermaßen zu beschreiben:

- Ausgehend von der a priori festgelegten Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ ermittelt man für jede MS mit den Algorithmen nach Abschnitt 3.3 a posteriori eine MS-spezifische Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$. Unter Berücksichtigung der entsprechenden Normierungen ergibt sich $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ aus (3.71) bzw. (3.79), indem man in diesen Ausdrücken die gesamte Kanalmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ durch die entsprechenden MS-spezifischen Kanalfaltungsmatrizen $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$, siehe Bild 4.4, ersetzt. Auf diese Weise ergeben sich MS-spezifische Demodulatormatrizen $\underline{\boldsymbol{D}}'^{(k)}$, die keine identisch verschwindenen Zeilen enthalten; dies kann so interpretiert werden, daß man an jeder MS eine Schätzung $\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}$ des gesamten Datenvektors $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (5.1) erhalten könnte.
- In einem nächsten Schritt ersetzt man in $\underline{\boldsymbol{D}}'^{(k)}$ alle Zeilen, die nicht Elementen des MS-spezifischen Datenvektors $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$ nach (5.2) entsprechen, durch Nullzeilen. Auf diese Weise gewinnt man die Matrizen $\underline{\boldsymbol{D}}_b^{(k)}$ und $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ nach Bild 5.3.

Die soeben beschriebene erforderliche Modifikation des Punkt-zu-Punkt-Übertragungsmodells kann als Ausdruck der Tatsache gewertet werden, daß das naheliegende Prinzip für die Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke die Empfängerorientierung ist.

5.5 Normierung und Energieeffizienz

Auch bei der in Kapitel 5 interessierende Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke können $\underline{\boldsymbol{M}}$, $\underline{\boldsymbol{H}}$ und $\underline{\boldsymbol{D}}$ auf die in Unterabschnitt 3.2.4 beschriebene Art normiert werden, siehe

(3.35), (3.36) und (3.38). Im Zusammenhang mit dem in Unterabschnitt 3.2.5 eingeführten Bewertungskriterium Energieeffizienz η_n, besteht jedoch bei Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecken eine Besonderheit bzgl. der zweckmäßigen Normierung von $\underline{\boldsymbol{H}}$, auf die im folgenden eingegangen wird.

Gemäß Unterabschnitt 3.2.4 führt ein energieoptimiertes Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ der Energie $\widetilde{T}$ zu einem Empfangssignal der maximal möglichen Empfangsenergie $\widetilde{R}_\mathrm{max}$. Die Normierung von $\underline{\boldsymbol{H}}$ nach (3.36) und (3.41) bedeutet

$$R_\mathrm{max} = T, \tag{5.5}$$

siehe (3.54). Die Energie R_max, nach (5.5) ist im Fall der Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke über alle K MSen verteilt. Beim Beurteilen der Performanz dieser Strecke wäre allerdings interessant, welche maximale Empfangsenergie man an jeder einzelnen MS günstigstenfalls, d. h. beim Verwenden eines energieoptimierten Sendesignals, erzielen könnte. Um dieser Anforderung gerecht zu werden, bietet es sich an, die MS-spezifischen Kanalfaltungsmatrizen $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$ nach Bild 4.4 so zu normieren, daß

$$\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} = \sqrt{\lambda_1^{(k)}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{(k)} \tag{5.6}$$

gilt, wobei der führende Singulärwert $\sqrt{\widetilde{\lambda}_1^{(k)}}$ von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{(k)}$ gleich eins ist, und wobei $\sqrt{\lambda_1^{(k)}}$ der führende Singulärwert von $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$ ist [BQT+03]. Als gesamte normierte Kanalfaltungsmatrix wird mit $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{(k)}$ nach (5.6) die Matrix

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} = \left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{(1)^\mathrm{T}} \ldots \underline{\boldsymbol{H}}^{(K)^\mathrm{T}}\right)^\mathrm{T} \tag{5.7}$$

eingeführt. Führt man mit der $(Q_\mathrm{t} + W - 1) \times (Q_\mathrm{t} + W - 1)$-Einheitsmatrix $\boldsymbol{I}$ die Diagonalmatrix

$$\sqrt{\boldsymbol{\lambda}} = \mathrm{diag}\left(\sqrt{\lambda_1^{(1)}}\boldsymbol{I} \ldots \sqrt{\lambda_1^{(K)}}\boldsymbol{I}\right) \tag{5.8}$$

ein, so folgt aus (5.6) bis (5.8) [BQT+03] die Normierungsvorschrift

$$\underline{\boldsymbol{H}} = \sqrt{\boldsymbol{\lambda}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}. \tag{5.9}$$

Wie bereits in Abschnitt 4.5 erwähnt, erfaßt das Kriterium der Energieeffizienz η nicht explizit die durch den Einsatz von Multiantennen – im vorliegenden Kapitel an der BS – erzielbare Reduzierung der erforderlichen Sendeenergie. Diese Problematik sollte Gegenstand künftiger Forschungsergebnisse sein.

Kapitel 6

Grundsätzlicher Vergleich der Performanz sender- und empfängerorientierter Systeme

6.1 Motivation

Wie schon in Kapitel 1 dargelegt, unterscheiden sich empfängerorientierte Systeme von senderorientierten Systemen durch die folgenden inhärenten Vorteile: Bei Empfängerorientierung

- können besonders aufwandsgünstige Empfänger verwendet werden, und
- es müssen keine Trainingssignale gesendet werden, da im Empfänger keine Kanalschätzung durchgeführt werden muß.

Ein grundsätzlicher Unterschied zwischen den beiden Systemkonzepten besteht auch, wie schon in Kapitel 3 näher erläutert, darin, daß die Kanalimpulsantworten bei Senderorientierung im Empfänger, bei Empfängerorientierung dagegen im Sender bekannt sein müssen. Abgesehen von den gerade genannten Unterschieden der beiden Übertragungskonzepte stellt sich nun die Frage, ob und inwieweit sich diese Konzepte auch ganz grundsätzlich in ihrer Performanz voneinander unterscheiden. Diese Frage soll im vorliegenden Kapitel 6 beantwortet werden. Exemplarisch betrachtet werden die Konzepte RxMF und TxMF. Es wird erwartet, daß die hierbei gewonnenen Erkenntnisse in ähnlicher Weise auch für die Konzepte RxZF und TxZF gelten werden, wobei künftigen Untersuchungen vorbehalten bleiben muß, inwieweit diese Erwartung tatsächlich berechtigt ist.

Als Kriterium zum Vergleich der beiden Konzepte RxMF und TxMF sollen die Energieeffizienzen $\eta_{\mathrm{RxMF},n}$ nach (3.75) und $\eta_{\mathrm{TxMF},n}$ nach (3.96) dienen. Weiterhin wird davon ausgegangen, daß nur ein einziges Datensymbol übertragen wird, d. h. es sei N_{t} gleich eins.

6.2 Energieeffizienz als Vergleichskriterium

Im Falle N_t gleich eins kann man in den Ausdrücken (3.75) und (3.96) für die Energieeffizienz $\eta_{\mathrm{RxMF},n}$ des RxMF bzw. für die Energieeffizienz $\eta_{\mathrm{TxMF},n}$ des TxMF den Index n gleich eins setzen. Zur Vereinfachung werde dieser Index im folgenden weggelassen. Dann erhält man aus (3.73) bzw. (3.94) für die Energieeffizienzen die Ausdrücke

$$\eta_{\mathrm{RxMF}} = \sum_{q=1}^{G} \widetilde{\lambda}_q \left| \underline{f}_q \right|^2 , \tag{6.1}$$

$$\eta_{\mathrm{TxMF}} = \sum_{q=1}^{G} \widetilde{\lambda}_q \left| \underline{g}_q \right|^2 . \tag{6.2}$$

Beim Vergleich der beiden Konzepte RxMF und TxMF sei folgendes vorausgesetzt:

- Der Kanal sei nicht zeitvariant und habe also eine feste Kanalmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$. Dann sind auch die G Werte $\widetilde{\lambda}_q$, $q = 1 \ldots G$, in (6.1) und (6.2) fest. Bzgl. G siehe (3.30).
- Mit dem festen Kanal wird eine Vielzahl von Übertragungsexperimenten gemacht, wobei für jedes der Experimente ein zufälliger Satz von Werten $\underline{f}_q$, $q = 1 \ldots Q$, und von Werten $\underline{g}_q$, $q = 1 \ldots Z$, ausgewürfelt wird.

Die Werte $\underline{f}_q$, $q = 1 \ldots Q$, und $\underline{g}_q$, $q = 1 \ldots Z$, eines jeden Experiments kommen folgendermaßen zustande:

- Aus einem komplexen Gaußvorrat werden Q unabhängige Werte $\underline{f}'_q$, $q = 1 \ldots Q$, und Z unabhängige Werte $\underline{g}'_q$, $q = 1 \ldots Z$ gezogen.
- Aus den auf diese Weise zustandegekommenen Werten $\underline{f}'_q$ bzw. $\underline{g}'_q$ gewinnt man die Werte $\underline{f}$, $q = 1 \ldots Q$, und $\underline{g}$, $q = 1 \ldots Z$, gemäß

$$\underline{f}_q = \frac{\underline{f}'_q}{\sqrt{\sum\limits_{q=1}^{Q} |\underline{f}'_q|}} \tag{6.3}$$

bzw.

$$\underline{g}_q = \frac{\underline{g}'_q}{\sqrt{\sum\limits_{q=1}^{Q} |\underline{g}'_q|}} . \tag{6.4}$$

Durch (6.3) und (6.4) wird gewährleistet, daß die Normierungsbedingungen (3.48) bzw. (3.51) bei jedem Übertragungsexperiment erfüllt sind.

Mit den Größen $\underline{f}_q$ nach (6.3) und $\underline{g}_q$ nach (6.4) können aus (6.1) bzw. (6.2) die Energieeffizienzen η_{RxMF} bzw. η_{TxMF} für jedes Experiment berechnet werden. Macht man für ein festes $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ und für feste Werte Q und Z eine Vielzahl von Experimenten, so erhält man eine Vielzahl von Werten η_{RxMF} bzw. η_{TxMF}, die durch ihre Verteilungsfunktionen charakterisiert werden können.

Im folgenden werden zwei exemplarische Fälle 1 und 2 mit Matrizen $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ des vollen Ranges

$$G = 4 \tag{6.5}$$

betrachtet. Im Fall 1 sei

$$Q = Z/2 = G = 4, \tag{6.6}$$

d. h. die Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ sei hoch. Im Fall 2 sei

$$Q/2 = Z = G = 4, \tag{6.7}$$

d. h. die Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ sei breit. Für die Quadrate der Singulärwerte von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ gelte in beiden Fällen

$$\widetilde{\lambda}_1 = 1,\ \widetilde{\lambda}_2 = 0,8,\ \widetilde{\lambda}_3 = 0,6,\ \widetilde{\lambda}_4 = 0,4. \tag{6.8}$$

Die Bilder 6.1 und 6.2 zeigen die durch Simulation gewonnenen Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_{\mathrm{RxMF}} \leq \Gamma)$ und $\mathrm{Prob}(\eta_{\mathrm{TxMF}} \leq \Gamma)$ für Fall 1 bzw. Fall 2. Man erkennt, daß im Fall 1 der hohen Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ die Performanz des RxMF besser ist als die des TxMF, während im Fall 2 der breiten Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ sich das TxMF besser verhält als das RxMF. Hieraus kann folgender Schluß gezogen werden: Unter der Annahme, daß die Ergebnisse nach Bild 6.1 und 6.2 Ausdruck einer allgemeinen Tendenz sind, ist bei hoher Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ das Konzept der Senderorientierung und bei breiter Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ das Konzept der Empfängerorientierung vorzuziehen. Bemerkenswert, aber bei einer genaueren Analyse begründbar ist, daß die Kurven für das RxMF/TxMF in Bild 6.1 mit den Kurven für das TxMF/RxMF in Bild 6.2 identisch sind. Im folgenden soll die anhand der Kurven in den Bildern 6.1 und 6.2 gewonnene Aussage durch eine approximative analytische Betrachtung untermauert werden. Wegen (3.48) und (3.51) gelten bei Erwartungswertbildung über viele Experimente die folgenden Approximationen:

$$\mathrm{E}\left\{|\underline{f}_q|^2\right\} = 1/Q, \tag{6.9}$$

$$\mathrm{E}\left\{|\underline{g}_q|^2\right\} = 1/Z. \tag{6.10}$$

Setzt man (6.9) in (6.1) und (6.10) in (6.2) ein, so erhält man für den Fall 1 der hohen Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$

$$\mathrm{E}\left\{\eta_{\mathrm{RxMF}}\right\} = \frac{1}{Q}\sum_{q=1}^{G}\widetilde{\lambda}_q \tag{6.11}$$

bzw.

$$\mathrm{E}\left\{\eta_{\mathrm{TxMF}}\right\} = \frac{1}{Z}\sum_{q=1}^{G}\widetilde{\lambda}_q. \tag{6.12}$$

Aus (6.11) und (6.12) folgt

$$\xi = \frac{\mathrm{E}\left\{\eta_{\mathrm{TxMF}}\right\}}{\mathrm{E}\left\{\eta_{\mathrm{RxMF}}\right\}} = \frac{Q}{Z}. \tag{6.13}$$

Aus (6.13) ergibt sich mit (6.5) bis (6.7) im logaritmischen Maß

$$\xi = \begin{cases} -3\ \mathrm{dB} & \text{für Fall 1,} \\ 3\ \mathrm{dB} & \text{für Fall 2.} \end{cases} \tag{6.14}$$

Die Kurven in Bild 6.1 und 6.2 haben in der Höhe 50 % den Abstand 3 dB. Die gute Übereinstimmung dieses Wertes mit den nach (6.19) ermittelten analytischen Näherungswerten zeigt, daß die analytische Näherung zu aussagekräftigen Ergebnissen führt. Bild 6.3 zeigt die durch Simulation gewonnenen Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_{\mathrm{RxMF}} \leq \Gamma)$ und $\mathrm{Prob}(\eta_{\mathrm{TxMF}} \leq \Gamma)$ für die Parameter nach (6.5), (6.6) und (6.7), wobei jedoch anstelle der Quadrate der Singulärwerte nach (6.8) nunmehr folgende Singulärwertquadrate angenommen werden:

$$\widetilde{\lambda}_1 = 1,\ \widetilde{\lambda}_2 = 0,5,\ \widetilde{\lambda}_3 = 0,25,\ \widetilde{\lambda}_4 = 0,125. \tag{6.15}$$

Auch in diesem Fall wird der Abstand der dargestellten Kurven in der Höhe 50 % gut durch den Wert 3 dB nach (6.19) approximiert.

Die Kurven nach Bild 6.1, 6.2 und 6.3 lassen erkennen, daß die jeweils rechtsliegende der beiden Kurven eines jeden Bildes für die Wahrscheinlichkeit null die Abszissenachse bei dem Wert $10\log_{10}\sqrt{\widetilde{\lambda}_4}$ schneidet oder allgemein bei dem Wert $10\log_{10}\sqrt{\widetilde{\lambda}_G}$.

6.3 Vergleich der Sender- und Empfängerorientierung für den Fall des Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems

Die Betrachtungen aus Abschnitt 6.2 sollen nun auf den Fall eines Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems nach Kapitel 4 spezialisiert werden. Für ein solches Sy-

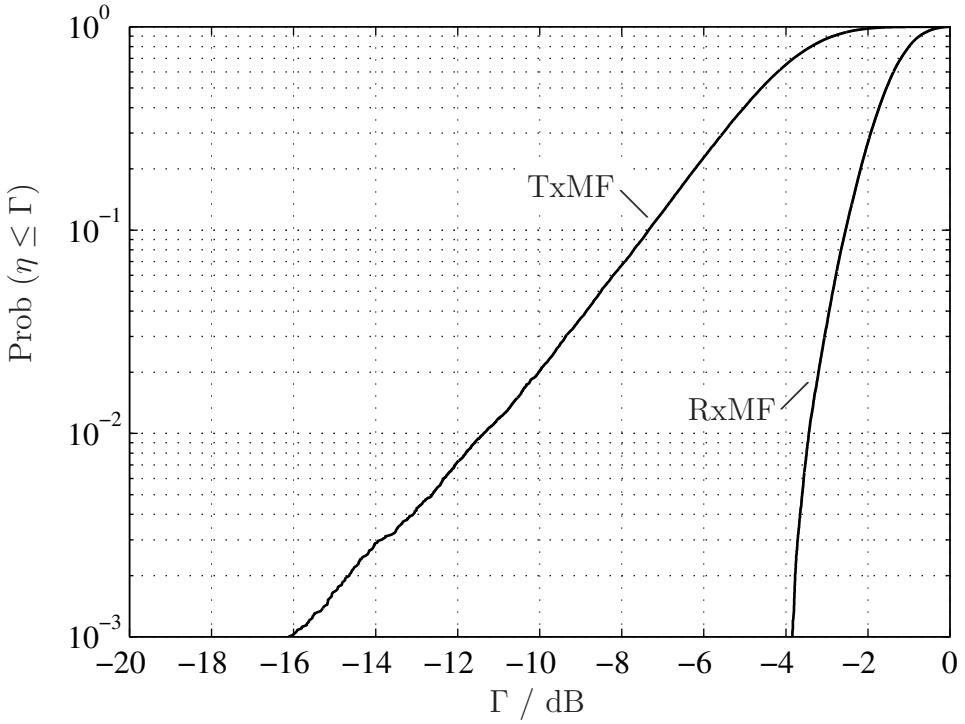

Bild 6.1. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\text{Prob}(\eta_{\text{RxMF}} \leq \Gamma)$ und $\text{Prob}(\eta_{\text{TxMF}} \leq \Gamma)$ für Fall 1 (hohe Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}$) mit den Parametern nach (6.5), (6.6) und (6.8)

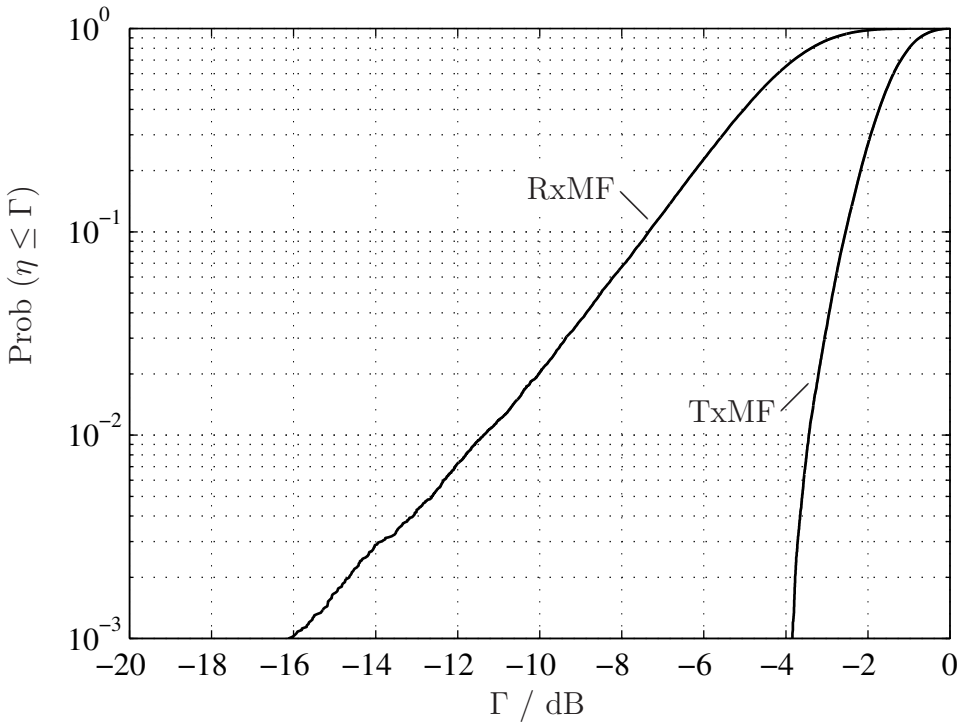

Bild 6.2. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\text{Prob}(\eta_{\text{RxMF}} \leq \Gamma)$ und $\text{Prob}(\eta_{\text{TxMF}} \leq \Gamma)$ für Fall 2 (breite Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}$) mit den Parametern nach (6.5), (6.7) und (6.8)

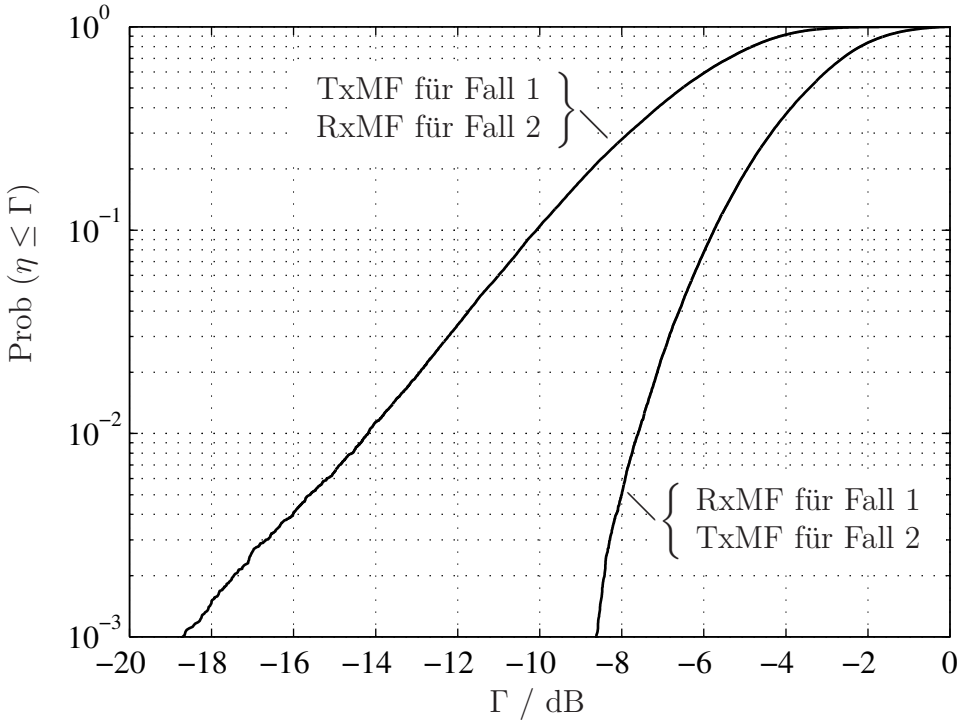

Bild 6.3. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_{\mathrm{RxMF}} \leq \Gamma)$ und $\mathrm{Prob}(\eta_{\mathrm{TxMF}} \leq \Gamma)$ mit den Parametern nach (6.5), (6.15), jeweils für Fall 1 mit (6.6) und Fall 2 mit (6.7)

stem ergibt sich aus (6.13) mit (3.11)

$$\xi = \frac{\mathrm{E}\left\{\eta_{\mathrm{RxMF}}\right\}}{\mathrm{E}\left\{\eta_{\mathrm{TxMF}}\right\}} = \frac{Q}{Z} = \frac{1}{S} = \frac{K_{\mathrm{B}}}{K}\,\frac{Q_{\mathrm{t}} + W - 1}{Q_{\mathrm{t}}} \tag{6.16}$$

Für feste Werte Q_{t} und W ist ξ nach (6.16) proportional zum Verhältnis K_{B}/K. Dies bedeutet tendenziell, daß bei MIMO-Systemen mit relativ vielen Sendeantennen und relativ wenigen Empfangsantennen die Empfängerorientierung, und bei MIMO-Systemen mit relativ wenigen Sendeantennen und relativ vielen Empfangsantennen die Senderorientierung vorzuziehen ist. In Bild 6.4 ist für Q_{t} gleich 16 mit W als Parameter ξ nach (6.16) abhängig von K_{B}/K dargestellt.

Qualitativ kann man die Performanz von sender- und empfängerorientierten System gemäß Bild 6.5 bewerten. Dabei werde davon ausgegangen, das der Quotient $Q_{\mathrm{t}} + W - 1/Q_{\mathrm{t}}$ in (6.16) einen festen Wert annimmt und somit ξ nach (6.16) lediglich vom Quotienten K_{B}/K abhängt. Aus Gründen der Realisierbarkeit und aus Gründen des zur Verfügung stehenden Platzes werden, bezogen auf die Abwärtstreckenübertragung, am Sender mehr Antennen zur Verfügung stehen als am Empfänger. Mit $K_{\mathrm{B}} > K$, siehe den grau unterlegten Bereich in Bild 6.5, ist die Motivation der vorliegenden Arbeit begründet, empfängerorientierte Übertragungssysteme für die Abwärtsstreckenübertragung vorzusehen.

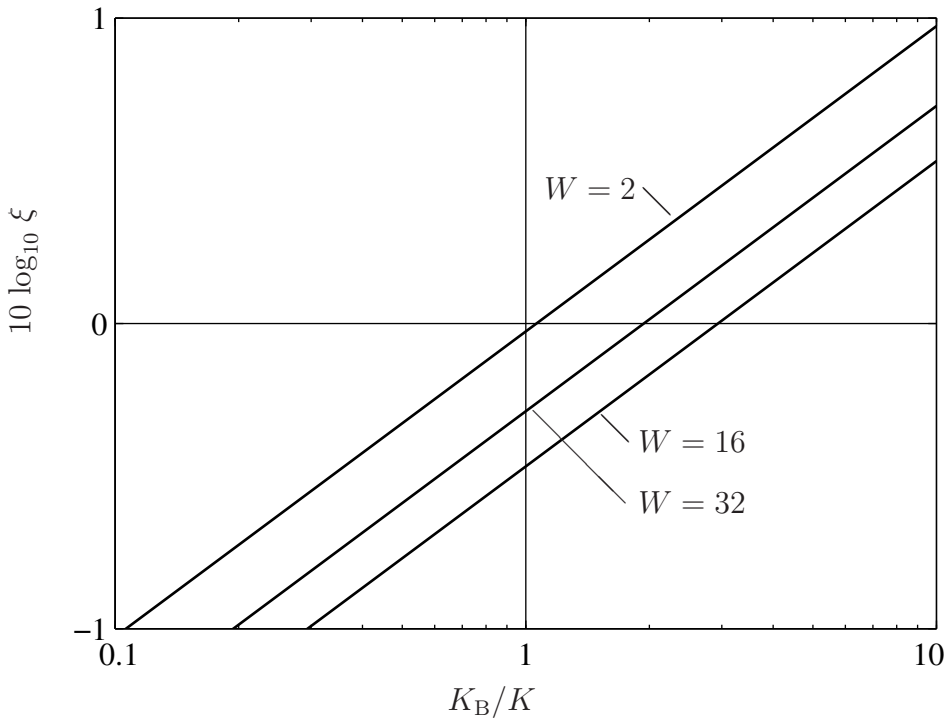

Bild 6.4. ξ nach (6.16) für Q_t gleich 16 mit W als Parameter

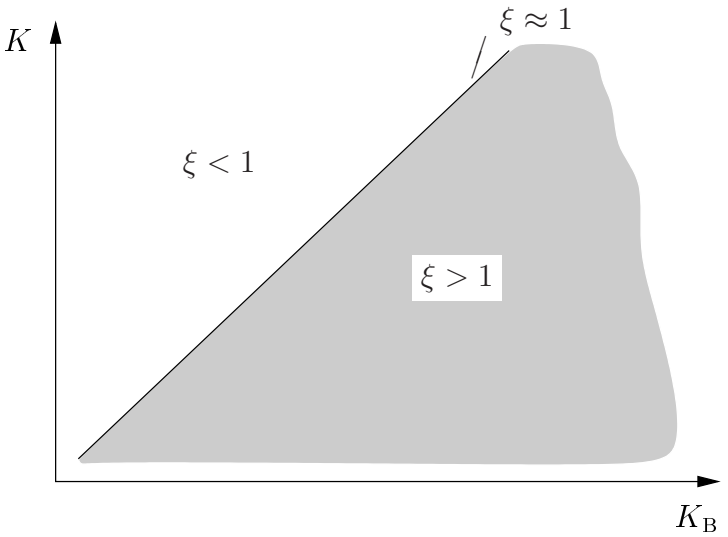

Bild 6.5. Bereiche für $\xi \lesseqgtr 1$ nach (6.16), qualitativ dargestellt abhängig von K_B/K und für einen beliebigen, aber festen Wert des Quotienten $(Q_\mathrm{t}+W-1)/Q_\mathrm{t}$

Kapitel 7

Simulationsergebnisse

7.1 Übersicht

Wie bereits in Kapitel 2 erwähnt, werden bei den Simulationen zwei unterschiedlichen Kanalmodelle mit

- unkorrelierten Teilkanälen, siehe Unterabschnitt 2.3.2, und
- völlig korrelierten Teilkanälen, siehe Unterabschnitt 2.3.3,

verwendet. Bei unkorrelierten Teilkanälen ist an der BS keine Information bzgl. der Winkelpositionen, beschrieben durch den MS-Azimuthwinkel $\beta^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, der K MSen verfügbar, vgl. Unterabschnitt 2.3.2. Werden völlig korrelierte Teilkanäle für die Simulationen verwendet, dann seien die K MSen gemäß Bild 2.5 auf einem Kreis um die BS verteilt. Die Verteilung der K MSen auf diesem Kreis, d. h. die Wahl der Werte von $\beta^{(k)}$, ist unter anderem Gegenstand von Abschnitt 7.3.

Bei empfängerorientierten Systemen ist die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ a priori gegeben, vgl. Abschnitt 3.4. Wie bereits in Abschnitt 1.1 erwähnt, ermöglicht diese A-priori-Festlegung der Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ besonders einfache Empfängerstrukturen. Diese Tatsache spiegelt sich im vorliegenden Kapitel 7 dadurch wider, daß in den Empfängern der K MSen einfache Filter zur Datendetektion verwendet werden. Im Fall der untersuchten empfängerorientierten Konzepte TxMF- und TxZF-Modulator, im folgenden kurz als TxMF bzw. TxZF bezeichnet, sind die in den Filtern verwendeten Filtersignaturen CDMA(Code Division Multiple Access)-Signaturen der Dimension Q_s.

Tabelle 7.1. Parameter der in Abschnitt 7.2 dargestellten Simulationsergebnisse

Parameter	Wert	Bemerkung
W	4	Dimension der Kanalimpulsantwort, siehe Kapitel 2
N	5	Anzahl der Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$ in $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (5.1); siehe auch (7.4)

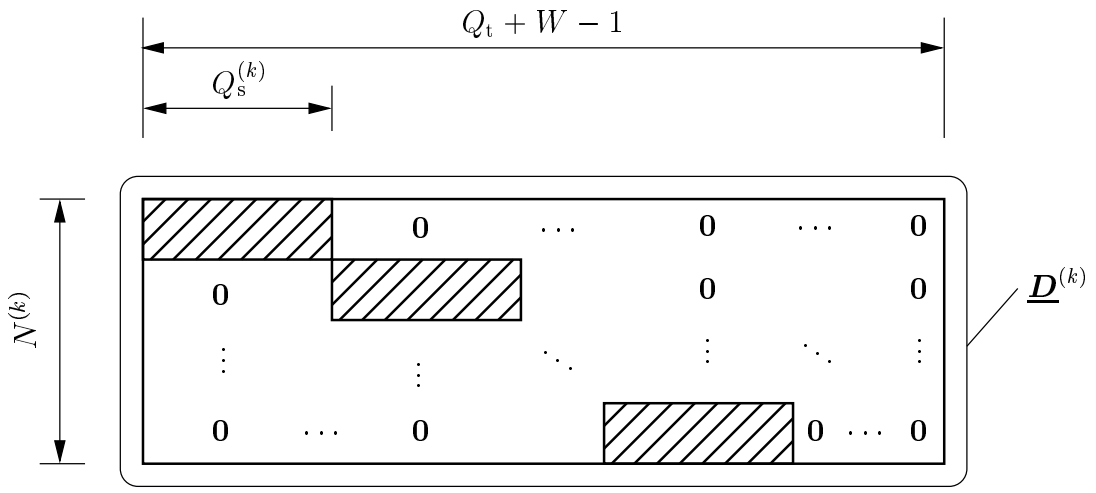

Bild 7.1. Struktureller Aufbau der MS-spezifischen Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ im Falle der Empfängerorientierung

Diese basieren auf Walsh-Hadamard-Codes [GS79] und sind im Rahmen der UMTS-Standardisierung in [3GP00d] festgelegt und in Tabelle 7.2 wiedergegeben. Das Erzeugen solcher CDMA-Signaturen wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht diskutiert. Die Beziehung zwischen der Dimension Q_s der CDMA-Signaturen und der Dimension Q des Sendesignals $\underline{\boldsymbol{t}}$ wird im folgenden erläutert: Das Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (3.4) hat die Dimension Q, die wiederum gemäß (4.3) aus dem Produkt von Anzahl K_B der Sendeantennen und der zeitlichen Spreizung Q_t besteht. Die zeitliche Spreizung selbst, kann man als

$$Q_\mathrm{t} = N^{(k)} Q_\mathrm{s}^{(k)}, k = 1 \ldots K, \tag{7.1}$$

anschreiben. Somit ergibt sich die Beziehung

$$Q = K_\mathrm{B} Q_\mathrm{s}^{(k)} N^{(k)} \tag{7.2}$$

Interpretiert man (7.1), dann muß bei gegebenem Q_t und gegebenen $N^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, jede MS k einen Wert von $Q_\mathrm{s}^{(k)}$ wählen, damit (7.2) erfüllt ist, bzw. ist bei gegebenem $N^{(k)}$ und gewähltem $Q_\mathrm{s}^{(k)}$ die zeitliche Spreizung Q_t vorgegeben. Letztere Variante wird bei den Simulationen verwendet, um die Auswirkungen unterschiedlicher zeitlicher Spreizungen zu studieren. Wird bei den Simulationen Q_s kleiner 16 gewählt, dann sind, wie in Tabelle 7.2 angedeutet, die MS-spezifischen Filtersignaturen die ersten Q_s Elemente aus Tabelle 7.2. Für die Simulationen werden die folgenden Annahmen getroffen:

$$Q_\mathrm{s}^{(1)} = \cdots = Q_\mathrm{s}^{(K)} = Q_\mathrm{s} \tag{7.3}$$

und

$$N^{(1)} = \cdots = N^{(K)} = N. \tag{7.4}$$

Tabelle 7.2. Die für die Simulationen verwendeten CDMA-Signaturen gemäß [3GP00d]. Die verwendete Verwürfelungssequenz ist Code0, vgl. Tabelle im Annex A von [3GP00d]

k	$Q_s = 1$	$Q_s = 2$			$Q_s = 4$				$Q_s = 8$							$Q_s = 16$
1	+j	−1	+j	−1	−j	−1	+j	−1	+j	+1	−j	+1	−j	−1	+j	−1
2	+j	+1	+j	+1	−j	+1	+j	+1	+j	−1	−j	−1	−j	+1	+j	+1
3	+j	−1	−j	+1	−j	−1	−j	+1	+j	+1	+j	−1	−j	−1	−j	+1
4	+j	+1	−j	−1	−j	+1	−j	−1	+j	−1	+j	+1	−j	+1	−j	−1
5	+j	−1	+j	−1	+j	+1	−j	+1	+j	+1	−j	+1	+j	+1	−j	+1
6	+j	+1	+j	+1	+j	−1	−j	−1	+j	−1	−j	−1	+j	−1	−j	−1
7	+j	−1	−j	+1	+j	+1	+j	−1	+j	+1	+j	−1	+j	+1	+j	−1
8	+j	+1	−j	−1	+j	−1	+j	+1	+j	−1	+j	+1	+j	−1	+j	+1
9	+j	−1	+j	−1	−j	−1	+j	−1	−j	−1	+j	−1	+j	+1	−j	+1
10	+j	+1	+j	+1	−j	+1	+j	+1	−j	+1	+j	+1	+j	−1	−j	−1
11	+j	−1	−j	+1	−j	−1	−j	+1	−j	−1	−j	+1	+j	+1	+j	−1
12	+j	+1	−j	−1	−j	+1	−j	−1	−j	+1	−j	−1	+j	−1	+j	+1
13	+j	−1	+j	−1	+j	+1	−j	+1	−j	−1	+j	−1	−j	−1	+j	−1
14	+j	+1	+j	+1	+j	−1	−j	−1	−j	+1	+j	+1	−j	+1	+j	+1
15	+j	−1	−j	+1	+j	+1	+j	−1	−j	−1	−j	+1	−j	−1	−j	+1
16	+j	+1	−j	−1	+j	−1	+j	+1	−j	+1	−j	−1	−j	+1	−j	−1
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
								q_s								

Ferner gelten für die Gesamtheit aller im vorliegenden Kapitel 7 dargestellten Simulationsergebnisse die in Tabelle 7.1 aufgelisteten Parameter. Werden mehrere Sendeantennen $K_B > 1$, und im Falle von Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystemen mehrere Empfangsantennen $K > 1$, betrachtet, dann sind die Antennen gemäß Bild 7.2a bis 7.2e positioniert.

Jeder MS k, $k = 1 \ldots K$, wird im Falle der Empfängerorientierung eindeutig eine Filtersignatur gemäß Tabelle 7.2 zugewiesen, mit der ein Empfangsfilter aufgebaut wird. Die Struktur der im Empfänger einer MS k, $k = 1 \ldots K$, zu verwendenden MS-spezifischen Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ ist in Bild 7.1 dargestellt. Neben den Simulationsergebnissen für die empfängerorientierten Konzepte TxMF und TxZF, siehe Abschnitt 3.4, sind im vorliegenden Kapitel 7 auch Ergebnisse für ein kanalorientiertes

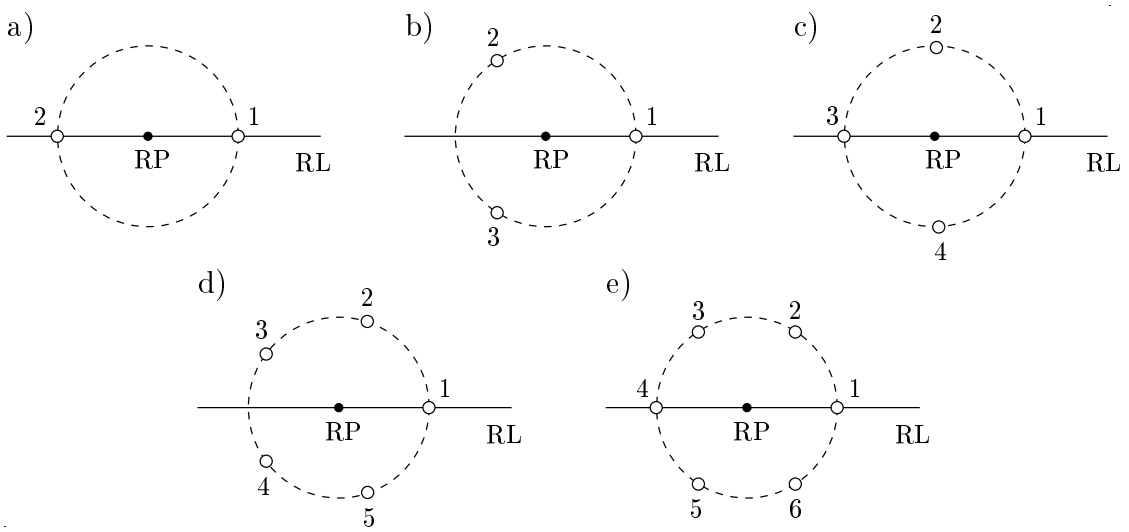

Bild 7.2. Anordnung der K_{B} Sendeantennen an der BS bei Simulationen von MISO-Strukturen, für den Fall
a) $K_{\mathrm{B}} = 2$; b) $K_{\mathrm{B}} = 3$; c) $K_{\mathrm{B}} = 4$; d) $K_{\mathrm{B}} = 5$; e) $K_{\mathrm{B}} = 6$

Konzept nach [TQMJ02, BQT+03] dargestellt. Dieses Konzept soll im Rahmen der vorliegenden Arbeit nur mit einigen Worten erläutert werden: Das Prinzip des kanalorientierten Konzepts nach [TQMJ02, BQT+03] ist dem empfängerorientierten Konzept TxZF sehr ähnlich, jedoch werden in den Empfängern der K MSen auf Kanalkenntnis basierende Empfangsfilter verwendet. Dies bedeutet, daß sowohl der Sender- als auch die Empfängeralgorithmen an den Kanal angepaßt werden und deshalb gehört solch ein Verfahren zur Klasse der Kanalorientierung, siehe Abschnitt 1.1. Das kanalorientierte Konzept nach [TQMJ02, BQT+03] ist am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung von Herrn Prof. Baier, in Zusammenarbeit mit Herrn Dr.-Ing. M. Meurer und Herrn M. Sc. W. Qiu erarbeitet worden.

Bei den Simulationen wurde eine Vielzahl von Experimenten durchgeführt. Von Experiment zu Experiment verändern sich die Realisationen der Kanalimpulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_{\mathrm{B}})}$ nach (2.5). Für jedes Experiment wird die Energieeffizienz η_n nach (3.63) ermittelt. Die Darstellung und Diskussion der Simulationsergebnisse ist unterteilt in

- Punkt-zu-Punkt-Übertragung, siehe Abschnitt 7.2, und
- Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecken-Übertragung, siehe Abschnitt 7.3

In Abschnitt 7.2 gilt, wie auch schon in Kapitel 4, daß K die Anzahl der Empfangsantennen einer einzigen MS ist. In den übrigen Abschnitten der vorliegenden Arbeit ist K die Anzahl der MSen, die jeweils eine einzige Antenne haben.

Tabelle 7.3. Verzeichnis der Bilder 7.4 bis 7.29 in denen Simulationsergebnisse des empfänger- und kanalorientierten Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystems dargestellt sind

Empfängerorientiertes Übertragungssystem, siehe Unterabschnitt 7.2.2					
Bild	Q_t	K_B	K	Teilkanäle	Bemerkung
7.4	$2, 4, 8, 16$	1	1	korreliert	SISO
7.5	$2, 4, 8, 16$	1	1	unkorreliert	
7.7	2	$2, 3, 4, 5, 6$	1	korreliert	MISO
7.8	2	$2, 3, 4, 5, 6$	1	unkorreliert	
7.9	4	$2, 3, 4, 5, 6$	1	korreliert	
7.10	4	$2, 3, 4, 5, 6$	1	unkorreliert	
7.11	8	$2, 3, 4, 5, 6$	1	korreliert	
7.12	8	$2, 3, 4, 5, 6$	1	unkorreliert	
7.13	16	$2, 3, 4, 5, 6$	1	korreliert	
7.14	16	$2, 3, 4, 5, 6$	1	unkorreliert	
7.15	8	1	$2, 3, 4, 5, 6$	korreliert	SIMO
7.16	8	1	$2, 3, 4, 5, 6$	unkorreliert	
7.17	16	1	$2, 3, 4, 5, 6$	korreliert	
7.18	16	1	$2, 3, 4, 5, 6$	unkorreliert	
7.20	8	$2, 3, 4, 5, 6$	$2, 3, 4, 5, 6$	korreliert	MIMO
7.21	8	$2, 3, 4, 5, 6$	$2, 3, 4, 5, 6$	unkorreliert	
7.22	16	$2, 3, 4, 5, 6$	$2, 3, 4, 5, 6$	korreliert	
7.23	16	$2, 3, 4, 5, 6$	$2, 3, 4, 5, 6$	unkorreliert	
Kanalorientiertes Übertragungssystem, siehe Unterabschnitt 7.2.3					
7.24	$2, 4, 8, 16$	1	1	korreliert	SISO
7.25	$2, 4, 8, 16$	1	1	unkorreliert	
7.26	8	$2, 3, 4, 5, 6$	1	korreliert	MISO
7.27	8	$2, 3, 4, 5, 6$	1	unkorreliert	
7.28	8	1	$2, 3, 4, 5, 6$	korreliert	SIMO
7.29	8	1	$2, 3, 4, 5, 6$	unkorreliert	

Die Kurven in den nach Tabelle 7.3 bis 7.4 verzeichneten Bildern sind die Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ für die Fälle der Punkt-zu-Punkt-Übertragung mit SISO (Single Input Multiple Output)-, MISO (Multiple Input Single Output)-, SIMO (Single Input Multiple Output)- und MIMO-Antennenstruktur. Im Falle der Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecken-Übertragung werden die Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}\big(\eta_{(k-1)N+3} \leq \Gamma\big)$ dargestellt, wobei mit

$$n = (k-1)N + 3 \tag{7.5}$$

der Bezug zum jeweils dritten Datensymbol $\underline{d}_3^{(k)}$ der MS k, $k = 1 \ldots K$, hergestellt ist, siehe (5.2).

Tabelle 7.4. Verzeichnis der Bilder 7.30 bis 7.49 in denen Simulationsergebnisse des empfänger- und kanalorientierten Mehrteilnehmer-Übertragungssystems dargestellt sind

Empfängerorientiertes Übertragungssystem, siehe Unterabschnitt 7.3.2					
Bild	Q_t	K_B	K	Teilkanäle	Bemerkung
7.30	4	1	$1,2,3,4$	korreliert	Mehrteilnehmer-SISO
7.31	4	1	$1,2,3,4$	unkorreliert	
7.32	4	$2,3,4,5,6$	2	korreliert	Mehrteilnehmer-MISO
7.33	4	$2,3,4,5,6$	2	unkorreliert	
7.35	4	2	2	korreliert	$\overline{\eta}_3$ nach (7.26) über $\beta^{(2)}$ bei einer einzigen Kanalrealisation
7.36	4	$2,3,4,5,6$	2	korreliert	zufällig gewählte $\beta^{(k)}$
7.37	4	$2,3,4,5,6$	2	unkorreliert	
7.38	4	$2,3,4,5,6$	3	korreliert	
7.39	4	$2,3,4,5,6$	3	unkorreliert	
7.40	4	$2,3,4,5,6$	4	korreliert	
7.41	4	$2,3,4,5,6$	4	unkorreliert	
Kanalorientiertes Übertragungssystem, siehe Unterabschnitt 7.3.3					
7.42	4	1	$1,2,3,4$	korreliert	Mehrteilnehmer-SISO
7.43	4	1	$1,2,3,4$	unkorreliert	
7.44	4	$2,3,4,5,6$	2	korreliert	zufällig gewählte $\beta^{(k)}$
7.45	4	$2,3,4,5,6$	2	unkorreliert	
7.46	4	$2,3,4,5,6$	3	korreliert	
7.47	4	$2,3,4,5,6$	3	unkorreliert	
7.48	4	$2,3,4,5,6$	4	korreliert	
7.49	4	$2,3,4,5,6$	4	unkorreliert	

Tabelle 7.5. Verzeichnis der Bilder 7.50 bis 7.52 des Vergleichs von TxMF und TxZF, siehe Abschnitt 7.4

Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem					
Bild	Q_t	K_B	K	Teilkanäle	Bemerkung
7.50	2	$2,3,4,5,6$	1	korreliert	MISO
7.51	4	$2,3,4,5,6$	1	korreliert	
7.52	8	$2,3,4,5,6$	1	korreliert	

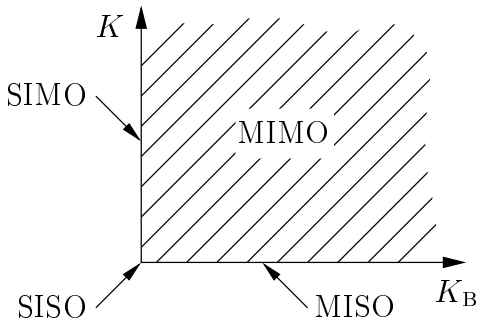

Bild 7.3. Veranschaulichen von SISO, MISO und SIMO-Strukturen als Spezialfälle der MIMO-Struktur

7.2 Punkt-zu-Punkt-Übertragung

7.2.1 Vorbemerkung

Im vorliegenden Abschnitt 7.2 wird ein Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem nach Kapitel 4 betrachtet. Dieses ist gemäß Bild 4.1 für einen einzigen Sender und einen einzigen Empfänger ausgestalten. Wie bereits in Abschnitt 7.1 erwähnt, kann der Sender $K_B \geq 1$ Sendeantennen und der Empfänger $K \geq 1$ Empfangsantennen verwenden. Das grundsätzliche Verhalten des Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystems wird in den folgenden Abschnitten 7.2.2 und 7.2.3 untersucht. Dabei sind die Antennenstrukturen als SISO-, MISO-, SIMO- und MIMO-Strukturen ausgestaltet. Die SISO-, MISO- und die SIMO-Struktur kann als Spezialfall einer MIMO-Struktur verstanden werden, siehe Bild 7.3. Deshalb gelten für alle Betrachtungen des Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystems die Erläuterungen aus Kapitel 4.

7.2.2 Empfängerorientiertes Übertragungssystem

Im vorliegenden Unterabschnitt 7.2.2 wird ein empfängerorientiertes Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem untersucht, bei dem in der MS ein CDMA-Signatur basiertes Filter, siehe $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ nach Bild 7.1, zur Datendemodulation verwendet wird. Im Sender wird ein TxZF-Modulator $\underline{\boldsymbol{M}}$, siehe Unterabschnitt 3.4.3, zum Erzeugen des Sendesignals nach (3.4) genutzt.

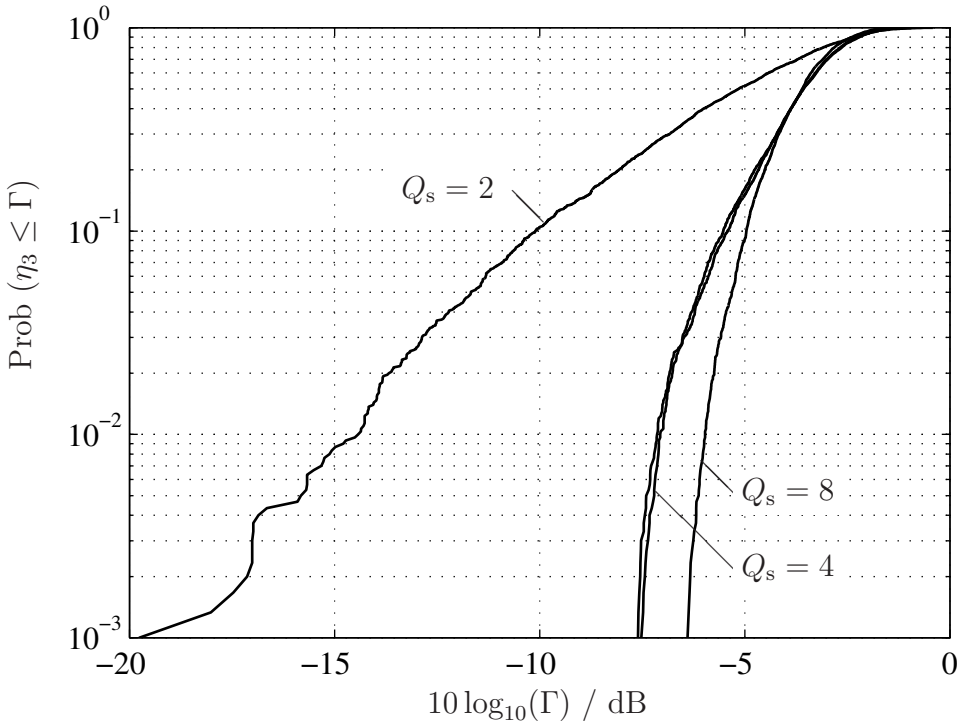

Bild 7.4. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-SISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_s = 2,\ 4,\ 8, 16$, korrelierte Teilkanäle

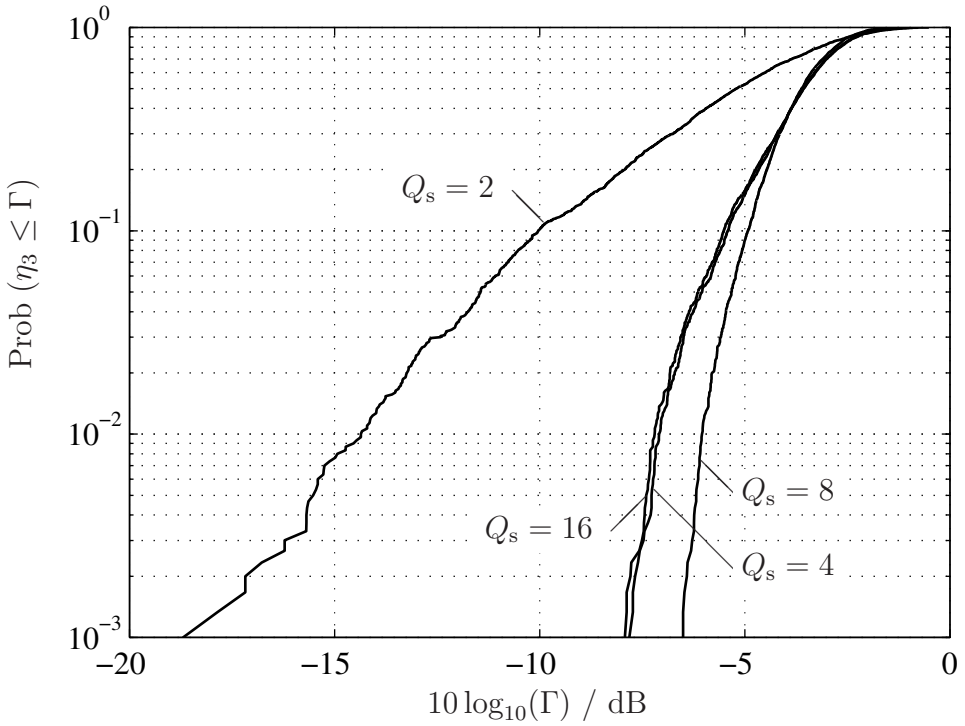

Bild 7.5. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-SISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_s = 2,\ 4,\ 8, 16$, unkorrelierte Teilkanäle

Gemäß Tabelle 7.3 sind in den Bildern 7.4 und 7.5 die Simulationsergebnisse für ein Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem mit einer SISO-Struktur dargestellt. Als Parameter dieser Bilder ist die Dimension der zeitlichen Spreizung pro Datensymbol $Q_\mathrm{s} = 2, 4, 8, 16$ gewählt. Bei den Simulationen zum Gewinnen der Simulationsergebnisse in Bild 7.4 und Bild 7.5, wurden völlig korrelierte bzw. völlig unkorrelierte Teilkanäle verwendet. Da K gleich eins ist, vgl. Tabelle 7.3, wird die Filtersignatur im Empfänger stets der ersten Zeile aus Tabelle 7.2 entnommen.

Man erkennt zunächst, daß bei einem Punkt-zu-Punkt-SISO-Übertragungssystem das gewählte Kanalmodell keinen Einfluß auf die Simulationsergebnisse hat. Dies ist verständlich, da nur ein einziger Teilkanal modelliert wird und somit auch im Falle völlig korrelierter Teilkanäle keine Richtungsinformation in Form von $\beta^{(k)}$ vorliegt. Die Dimension der zeitlichen Spreizung pro Datensymbol Q_s in (7.1) hat einen Einfluß auf die Kurvenverläufe der Verteilungsfunktion $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$. Eine Verbesserung der Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 ist von Q_s gleich zwei auf Q_s gleich vier und weiter von Q_s gleich vier auf Q_s gleich acht zu erkennen. Dann allerdings, ist von Q_s gleich acht auf Q_s gleich 16 eine Verschlechterung der Performanz zu beobachten. Im folgenden wird erläutert, warum die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 nicht stetig mit wachsendem Q_s steigt. Dazu wird der Einfluß der im Empfänger der MS verwendeten CDMA-Signaturen untersucht:

Es werde Q_s gleich 16 angenommen. Dann könnte die MS des Punkt-zu-Punkt-SISO-Übertragungssystems jede der in Tabelle 7.2 dargestellte CDMA-Signatur als Filtersignatur verwenden. In Bild 7.6a sind die Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ für alle 16 verschiedenen Signaturen dargestellt. Dabei werden in einem Experiment eine Kanalimpulsantwort $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k)}$ nach (2.9) bestimmt und dann nacheinander die Energieeffizienzen $\eta_3(i)$, $i = 1 \ldots 16$, für die unterschiedlichen CDMA-Signaturen ermittelt. Man kann Bild 7.6a entnehmen, daß es bestimmte CDMA-Signaturen aus Tabelle 7.2 gibt, die eine bessere Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 liefern als andere. Dies deutet auf die in [Pap00, Lu00] beschriebenen und in Unterabschnitt 3.3.3 erwähnten CDMA-Signatur/Kanal-Fehlanpassung (engl. CDMA-code/channel mismatch) hin. Allerdings zeigt Bild 7.6, daß diese Art der Fehlanpassung nicht nur für ein einziges Experiment, sondern systematisch selbst für eine Vielzahl an Experimenten beobachtbar ist. Man kann erkennen, daß sich die 16 verschiedenen Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3(i) \leq \Gamma)$, $i = 1 \ldots 16$, in der Höhe von ca. 50 % schneiden. Bemerkenswert ist auch der Effekt, daß es Paare von CDMA-Signaturen gibt, die zu einem ähnlichen Kurvenverlauf führen. Diese Paare sind in Tabelle 7.6 verzeichnet. Vergleicht man nun die Paare der CDMA-Signaturen, z. B. von k gleich eins und k gleich neun, so kann man erkennen, daß die ersten acht Elemente identisch und die letzten acht Elemente um den Faktor -1 verschieden sind. Dies gilt für alle der in Tabelle 7.6 dargestellten Paare.

Tabelle 7.6. Paare von CDMA-Signaturen, die in Bild 7.6 einen ähnlichen Kurvenverlauf aufzeigen, sortiert in der Reihenfolge wie sie in Bild 7.6 von links nach rechts zu beobachten sind

Paare der CDMA-Signaturen							
$(1,9)$	$(2,10)$	$(4,12)$	$(3,11)$	$(7,15)$	$(8,16)$	$(6,14)$	$(5,13)$

In Bild 7.6b ist die Verteilungsfunktion $\left(\overline{\eta}_{3\,Q_\mathrm{s}} \leq \Gamma\right)$ des Mittelwerts

$$\overline{\eta}_{3\,Q_\mathrm{s}} = \frac{1}{16}\sum_{i=1}^{16} \eta_3(i) \tag{7.6}$$

dargestellt. Anhand dieser Kurve kann man die Aussage treffen, daß sich mit steigendem Q_s die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 verbessert. Für eine endgültige Klärung des oben geschilderten Sachverhalts der CDMA-Signatur/Kanal-Fehlanpassung sind weitere Untersuchungen notwendig, die im Rahmen dieser Dissertation nicht durchgeführt werden.

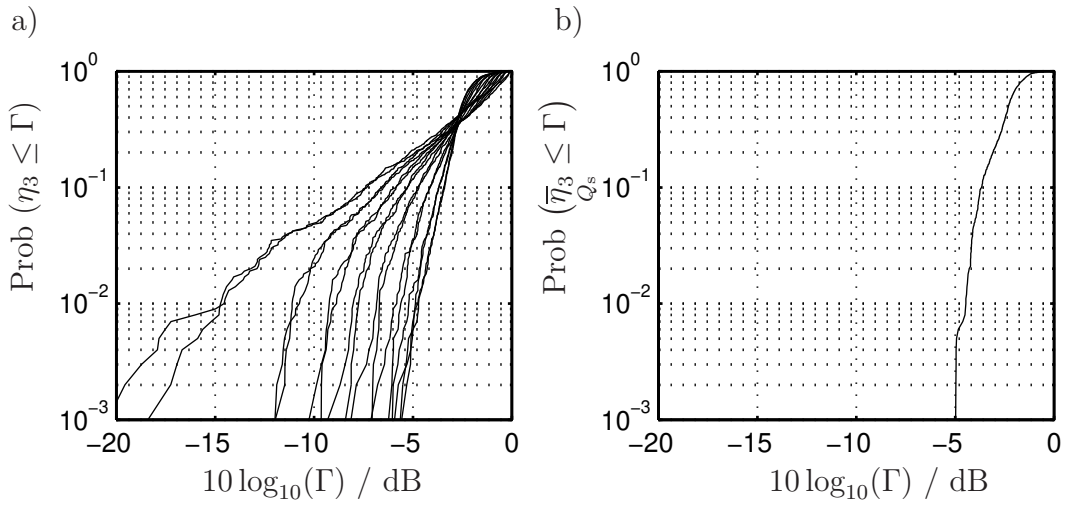

Bild 7.6. Verteilungsfunktionen
a) der Energieeffizienz η_3 für 16 unterschiedliche CDMA-Signaturen
b) der gemittelten Energieeffizienz $\overline{\eta}_{3\,Q_\mathrm{s}}$ nach (7.6)

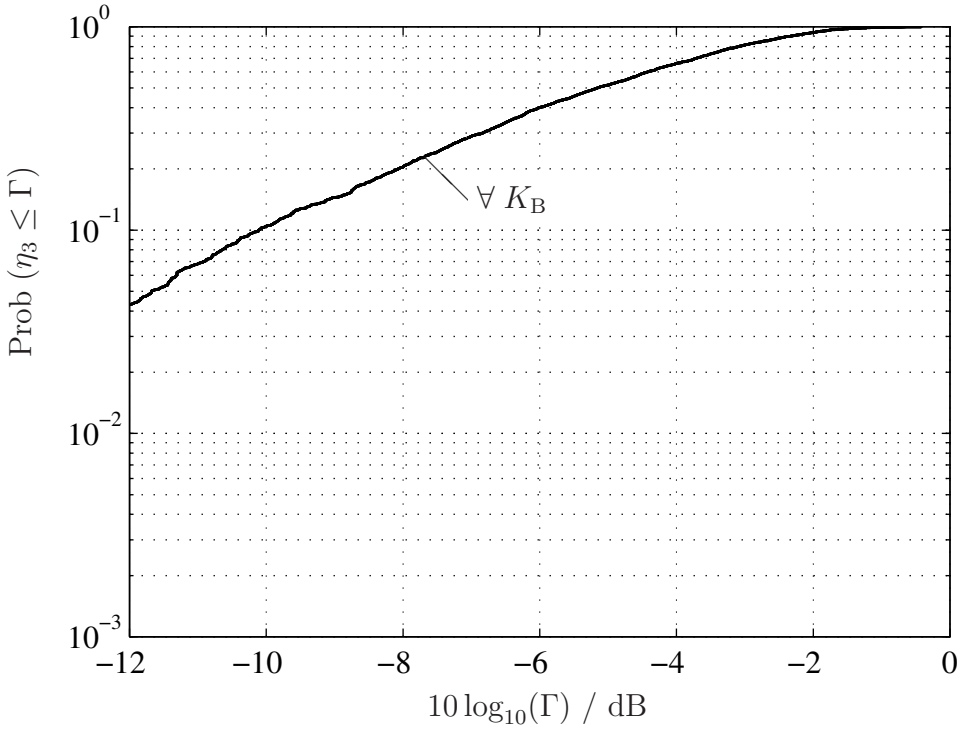

Bild 7.7. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 2$, $K_\mathrm{B} = 2$, 3, 4, 5, 6, korrelierte Teilkanäle

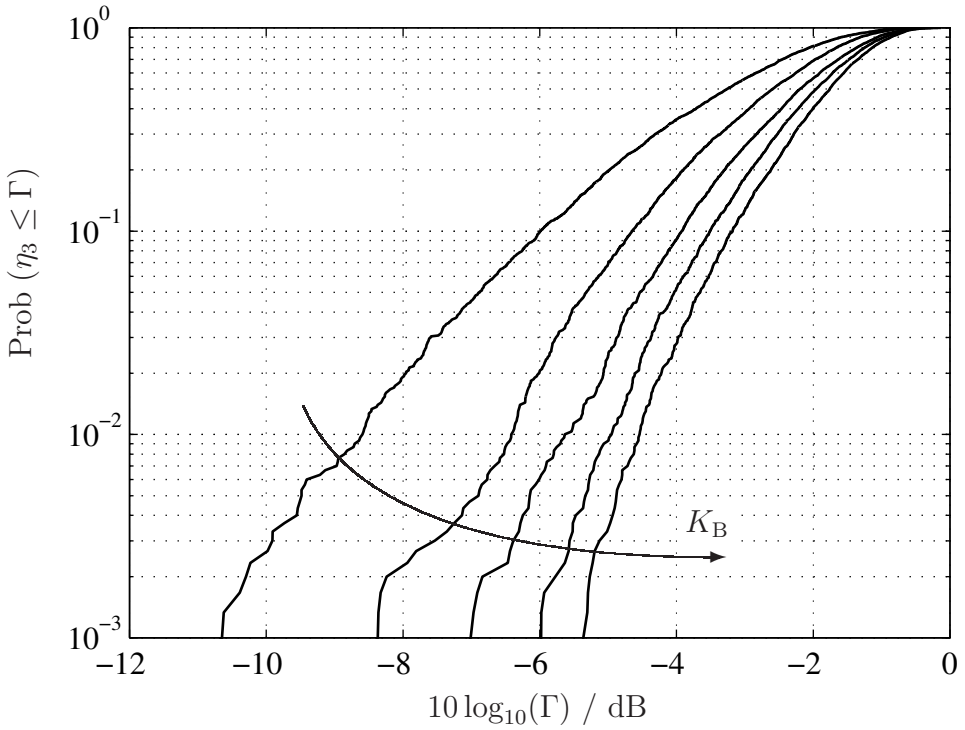

Bild 7.8. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 2$, $K_\mathrm{B} = 2$, 3, 4, 5, 6, unkorrelierte Teilkanäle

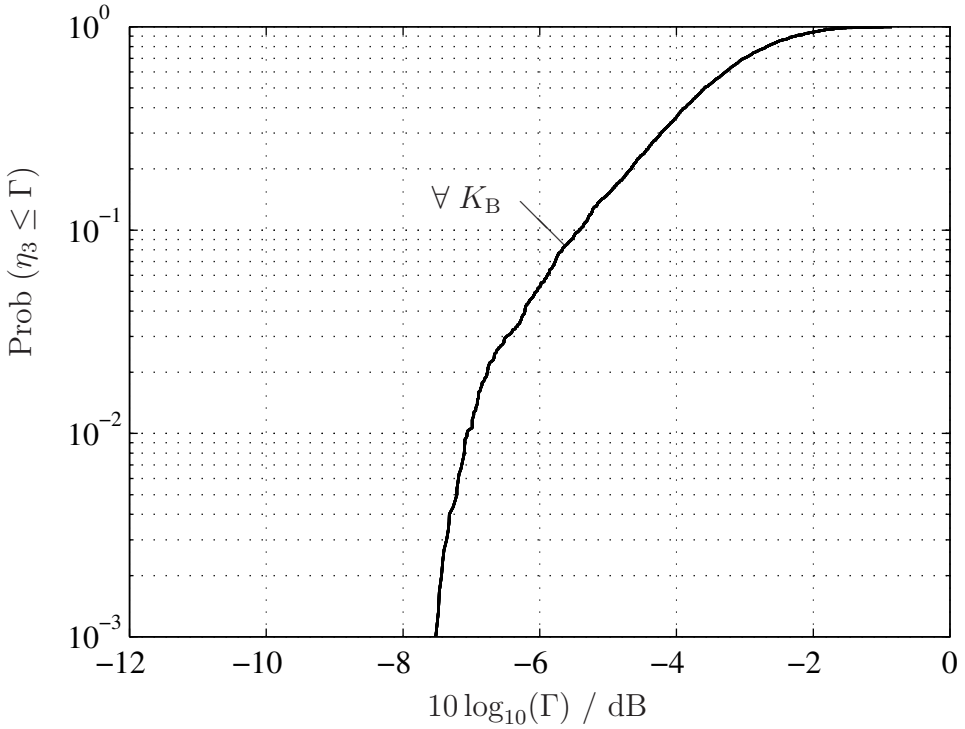

Bild 7.9. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

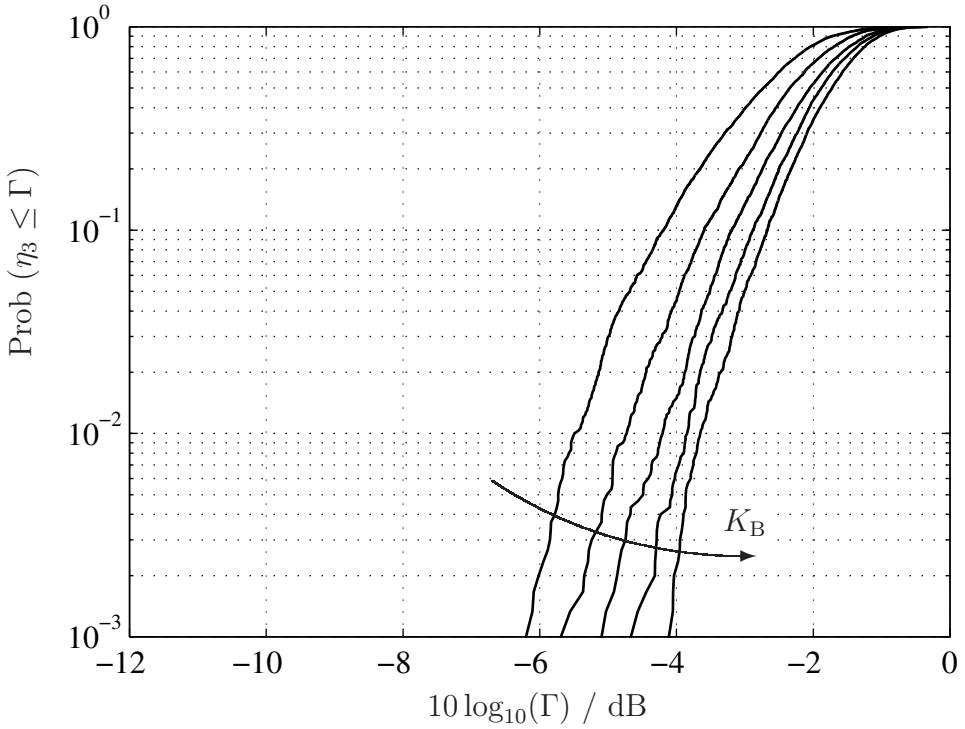

Bild 7.10. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

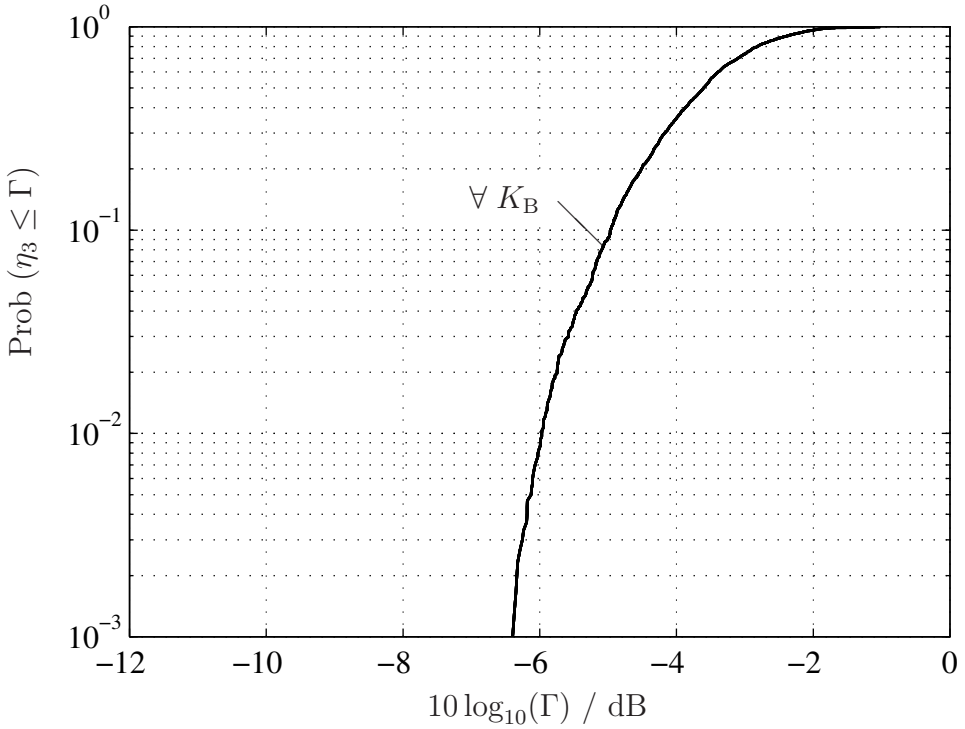

Bild 7.11. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

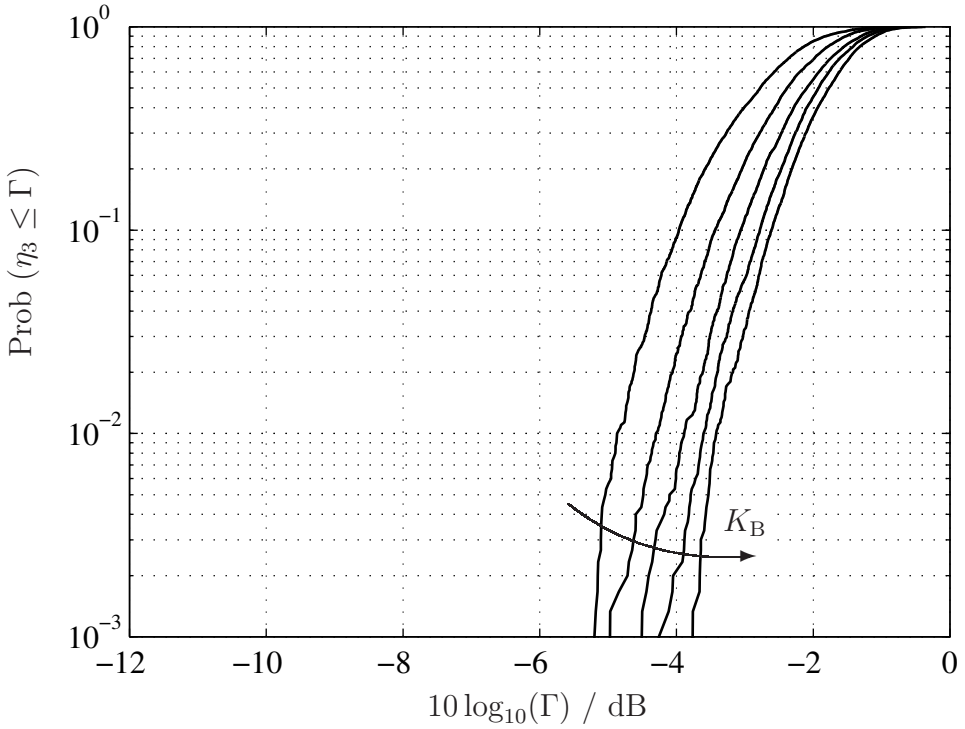

Bild 7.12. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

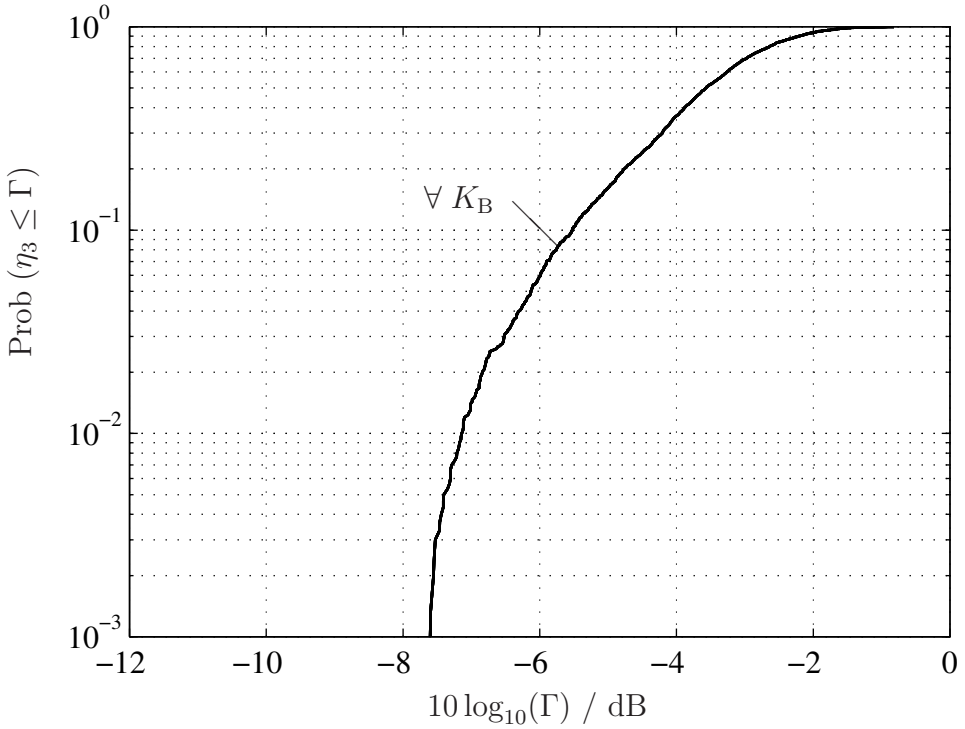

Bild 7.13. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 16$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

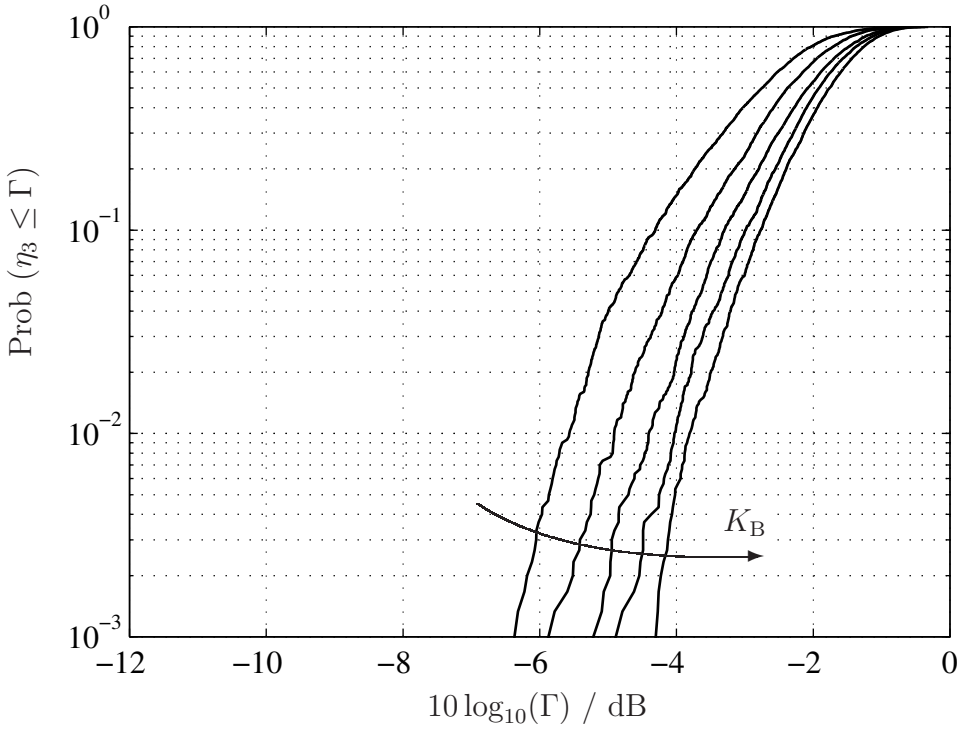

Bild 7.14. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 16$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

Beim Studium der Bilder 7.7 bis 7.14 ist der Einfluß von $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5$ und 6, zu erkennen. Bei den auf den Seiten S.80, 81, 82 und 83 dargestellten Simulationsergebnissen ist $Q_\mathrm{s} = 2, 4, 8$, bzw. 16 gewählt. Ferner sind völlig korrelierte (im jeweils oberen Bild) bzw. völlig unkorrelierte Teilkanäle (im jeweils unteren Bild) für die Simulationen gewählt. Mit den Bildern 7.7 bis 7.14 kann man die folgenden Aussagen treffen:

- Mit wachsender Anzahl K_B der Sendeantennen an der BS ist bei völlig korrelierten Teilkanälen kein Einfluß von K_B erkennbar, d. h. die Kurven sind deckungsgleich.
- Im Falle völlig unkorrelierter Teilkanäle kann die Energieeffizienz η_3 mit wachsendem K_B verbessert werden, und
- es lassen sich im Mittel bei gleichem K_B bessere Werte von η_3 erzielen als mit völlig korrelierten Teilkanälen.
- Bezüglich Q_s sind die bereits in Bildern 7.4 und 7.5 beobachteten Effekte zu erkennen.

Die erste der oben gemachten Beobachtungen wird im folgenden anhand mathematischer Betrachtungen analysiert: Zunächst werde mit den Phasenvoreilungen $\psi^{(k,k_\mathrm{B})}$ nach (2.11) der Steuervektor

$$\underline{\boldsymbol{a}}^{(k)} = \left(\psi^{(k,1)} \ldots \psi^{(k,K_\mathrm{B})}\right)^\mathrm{T} \tag{7.7}$$

und die referenzpunktspezifische Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}_\mathrm{RP}^{(k)}$ eingeführt. $\underline{\boldsymbol{H}}_\mathrm{RP}^{(k)}$ ist analog zu Bild 4.3 mit $\underline{\boldsymbol{h}}_\mathrm{RP}^{(k)}$ nach (2.9) aufgebaut. Im Falle eines Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems ist K gleich eins und somit gilt vereinfachend:

$$\underline{\boldsymbol{a}}^{(k)} = \underline{\boldsymbol{a}}, \tag{7.8}$$

und

$$\underline{\boldsymbol{H}}_\mathrm{RP}^{(k)} = \underline{\boldsymbol{H}}_\mathrm{RP}. \tag{7.9}$$

Die Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ kann für eine beliebige Anzahl K_B der zur Verfügung stehenden Sendeantennen an der BS mit dem Kronecker- oder Tensorprodukt $\otimes$ als

$$\underline{\boldsymbol{H}} = \underline{\boldsymbol{a}}^\mathrm{T} \otimes \underline{\boldsymbol{H}}_\mathrm{RP} \tag{7.10}$$

angeschrieben werden.

Man erkennt aus (3.102), daß die Energieeffizienz $\eta_{n,\mathrm{TxZF}}$ von der Gramschen Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^\mathrm{H}$ und der normierten Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ abhängt. Da die Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$, unabhängig von K_B a priori, gemäß Bild 7.1 vorgegeben ist, wird die Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^\mathrm{H}$ näher

untersucht. Zunächst sei angemerkt, daß im Falle eines Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystems die normierte Kanalfaltungsmatrix

$$\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}} = \frac{1}{\sqrt{\lambda_1}}\,\underline{\boldsymbol{H}} \tag{7.11}$$

durch die Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ und deren führenden Singulärwert $\sqrt{\lambda_1}$ beschrieben werden kann, siehe Unterabschnitt 3.2.4. Mit (7.10) eingesetzt in (7.11) ergibt sich für die Gramsche Matrix

$$\begin{aligned}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{\mathrm{H}} &= \frac{1}{\lambda_1}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} = \frac{1}{\lambda_1}\,\underline{\boldsymbol{a}}^{\mathrm{T}} \otimes \underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\left(\underline{\boldsymbol{a}}^{\mathrm{T}} \otimes \underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\right)^{\mathrm{H}} \\ &= \frac{1}{\lambda_1}\,\underbrace{\left(\underline{\boldsymbol{a}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{a}}^{*}\right)}_{K_{\mathrm{B}}} \otimes \left(\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}}\right) = \frac{1}{\lambda_1}\,K_{\mathrm{B}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}}.\end{aligned} \tag{7.12}$$

λ_1 in (7.12) ist der führende Eigenwert der Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}$. Mit (7.10) und (3.33) ist

$$\begin{aligned}\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} &= \underline{\boldsymbol{a}}^{\mathrm{T}} \otimes \underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\left(\underline{\boldsymbol{a}}^{\mathrm{T}} \otimes \underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\right)^{\mathrm{H}} = \left(\underline{\boldsymbol{a}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{a}}^{*}\right) \otimes \left(\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}}\right) \\ &= K_{\mathrm{B}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}} = K_{\mathrm{B}}\,\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{RP}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{RP}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}} \\ &= \underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{RP}}\left(K_{\mathrm{B}}\,\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{RP}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{T}}\right)\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}}\end{aligned} \tag{7.13}$$

und deshalb gilt für den führenden Eigenwert

$$\lambda_1 = K_{\mathrm{B}}\,\lambda_{1,\mathrm{RP}}. \tag{7.14}$$

(7.14) eingesetzt in (7.12) ergibt

$$\begin{aligned}\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{\mathrm{H}} &= \frac{1}{K_{\mathrm{B}}\,\lambda_{1,\mathrm{RP}}}\,K_{\mathrm{B}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}} \\ &= \frac{1}{\lambda_{1,\mathrm{RP}}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}}.\end{aligned} \tag{7.15}$$

(7.15) bedeutet, daß die Energieeffizienz

$$\begin{aligned}\eta_{\mathrm{TxZF},n} &= \left(\left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^{\mathrm{H}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right]_{n,n}\right)^{-1} \\ &= \left(\left[\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}\,\frac{1}{\lambda_{1,\mathrm{RP}}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}\,\underline{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{RP}}^{\mathrm{H}}\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right]_{n,n}\right)^{-1}\end{aligned} \tag{7.16}$$

eines Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit völlig korrelierten Teilkanälen nicht von der Anzahl K_{B} der Sendeantennen abhängt, sondern nur von der Kanalimpulsantwort $\underline{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{RP}}^{(k)}$ nach (2.9) eines jeden Experiments und der normierten Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$.

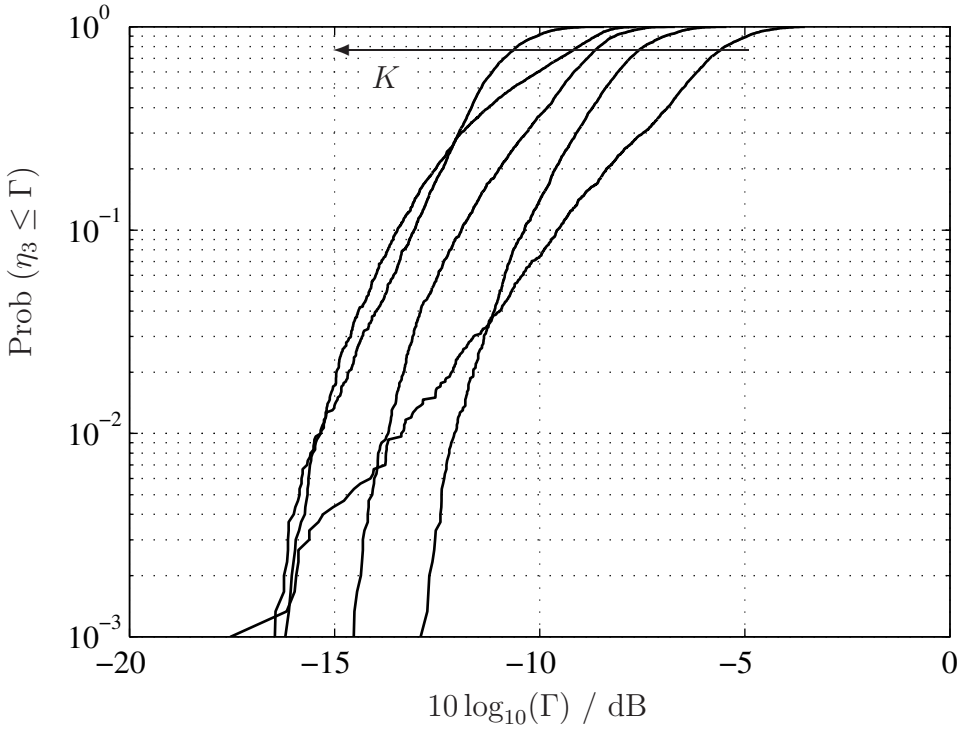

Bild 7.15. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

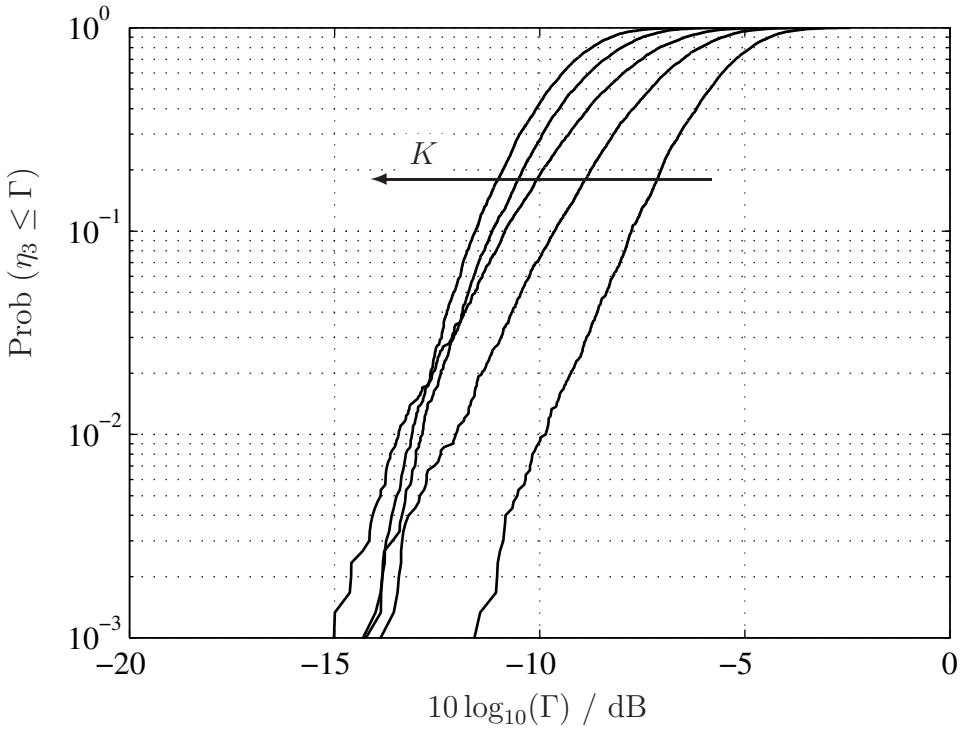

Bild 7.16. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

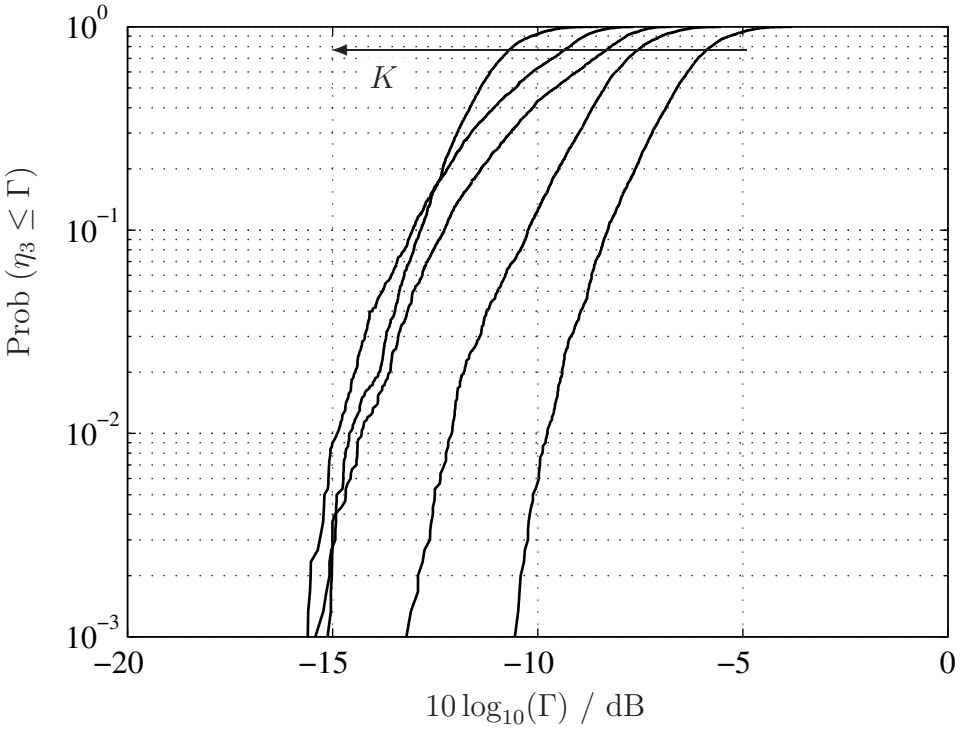

Bild 7.17. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 16$, $K = 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$, korrelierte Teilkanäle

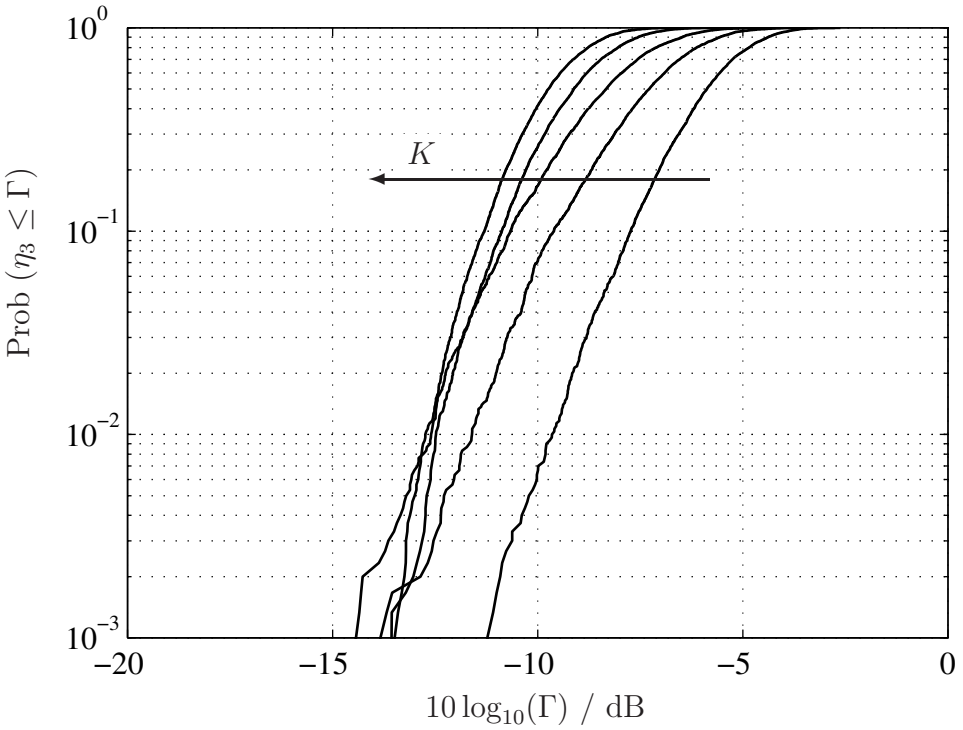

Bild 7.18. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 16$, $K = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

In den Bildern 7.15 bis 7.18 sind die Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ eines Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystem dargestellt. Dabei ist für jede Empfangsantenne k, $k = 1 \ldots K$, eine Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$, siehe Abschnitt 4.4, ausgestaltet. Bzgl. der völlig korrelierten Teilkanäle sei angemerkt, daß diese auf der Empfängerseite, analog zu den Betrachtungen in Unterabschnitt 2.3.3 korreliert sind. In den Bildern 7.15 bis 7.18 kann man folgendes beobachten:

- Mit wachsenden K verschlechtert sich die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3,
- mit unkorrelierten Teilkanälen erhält man eine bessere Performanz als mit korrelierten Teilkanälen, d. h. in den Bildern 7.16 und 7.18 sind die Kurven der Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ näher an 0 dB als in Bildern 7.15 und 7.17, und
- eine größere Dimension der zeitlichen Spreizung pro Datensymbol Q_s bietet keine signifikante Verbesserung der Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3.

Man kann allerdings eine durch Q_s bewirkte Veränderung der Varianzen

$$\mathrm{Var}\left\{\eta_3\right\} = \mathrm{E}\left\{\eta_3^2\right\} - \mathrm{E}\left\{\eta_3\right\} \tag{7.17}$$

von η_3 erkennen, die sich in der Steigung der Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ bemerkbar macht. So zeigt ein Vergleich der Bilder 7.16 und 7.18, daß die Werte der einzelnen Kurven in der Höhe von 100 % unverändert bleiben, aber die Steigungen der Kurven in Bild 7.18 größer ist als in Bild 7.16. Dies kann man auch in den Bildern 7.15 und 7.17 beobachten, im besonderen für den Fall K gleich zwei. Die erste der oben gemachten Beobachtungen wird im folgenden erläutert: Die Energieeffizienz $\eta_{\mathrm{TxZF},n}$ nach (3.102) hängt von der normierten Kanalfaltungsmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ nach (3.43) und der normierten Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ nach (3.52) ab. In einem Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystem ist die Dimension $Q \times Z$ der normierten Kanalfaltungsmatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ mit

$$Q = Q_\mathrm{t} \tag{7.18}$$

und

$$Z = K\left(Q_\mathrm{t} + W - 1\right) \tag{7.19}$$

gegeben. Es ist $Z > Q$ und somit ist die Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$ eine hohe Matrix, siehe Fall 1 aus Abschnitt 6.2. Der Rang solch einer Matrix ist stets

$$\mathrm{rang}\left(\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\right) \leq Q. \tag{7.20}$$

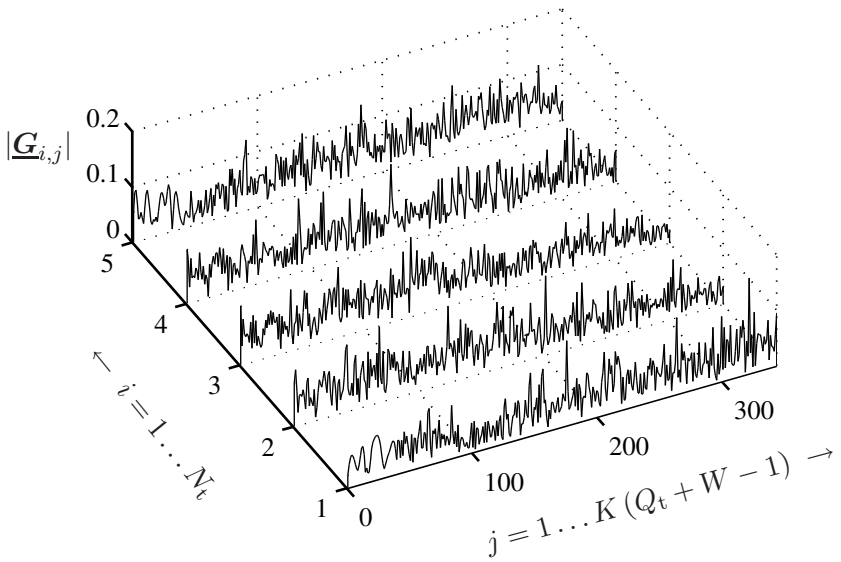

Bild 7.19. Beträge $|\underline{\boldsymbol{G}}_{i,j}|$ der Elemente $\underline{\boldsymbol{G}}_{i,j}$, $i = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, $j = 1 \ldots K\,(Q_\mathrm{t} + W - 1)$ der Matrix $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50)

Dies gilt auch für die $Z \times Z$-Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^\mathrm{H}$, die zum Bestimmen der Energieeffizienz $\eta_{\mathrm{TxZF},n}$ nach (3.102) verwendet wird. Gemäß der bereits in Unterabschnitt 3.2.3 eingeführten Eigenwertzerlegung der Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^\mathrm{H}$ nach (3.33) enthält die unitäre $Z \times Z$-Matrix $\underline{\boldsymbol{U}}$ die Eigenvektoren $\underline{\boldsymbol{u}}_z$, $z = 1 \ldots Z$, von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}\,\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}^\mathrm{H}$.

Die bei den Simulationen verwendete normierte Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ basiert, wie bereits in Abschnitt 7.1 erläutert, auf CDMA-Signaturen. Die Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ kann gemäß (3.52) als Produkt der Matrizen $\underline{\boldsymbol{G}}$ und $\underline{\boldsymbol{U}}$ dargestellt werden, siehe Unterabschnitt 3.2.4. Um mit diesem Produkt die a priori gegebene Matrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$ zu erhalten, werden mit $\underline{\boldsymbol{G}}$ nicht nur die Eigenvektoren $\underline{\boldsymbol{u}}_1$ bis $\underline{\boldsymbol{u}}_G$, sondern auch solche Eigenvektoren $\underline{\boldsymbol{u}}_z$, $z > G$, verwendet, die einem Eigenwert $\lambda_z = 0$, $z > G$ zugeordnet sind. Dies ist in Bild 7.19 verdeutlicht. Dort sind die Beträge $|\underline{\boldsymbol{G}}_{i,j}|$ der Elemente $\underline{\boldsymbol{G}}_{i,j}$, $i = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, $j = 1 \ldots K\,(Q_\mathrm{t} + W - 1)$ der Matrix $\underline{\boldsymbol{G}}$ nach (3.50) dargestellt. In Bild 7.19 sind als Parameter $N_\mathrm{t} = 5$, $K_\mathrm{B} = 1$, $K = 1$, $Q_\mathrm{s} = 8$ und $W = 4$ gewählt. Somit ist $\underline{\boldsymbol{G}}$ eine 5×344-Matrix, vgl. Bild 7.19. Demnach ist der TxZF-Modulator, bei voll besetzter Matrix $\underline{\boldsymbol{G}}$, durch das Prinzip der Empfängerorientierung gezwungen, auch solche Eigenmoden (Eigenvektoren) des Kanals für die Übertragung zu verwenden, die wegen $\lambda_z = 0$, $z > G$ keinen Beitrag zu $\widetilde{R}$ liefern. Die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 verschlechtert sich in Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystem mit wachsendem K, weil die Anzahl der nicht nutzbringenden Eigenmoden zunimmt.

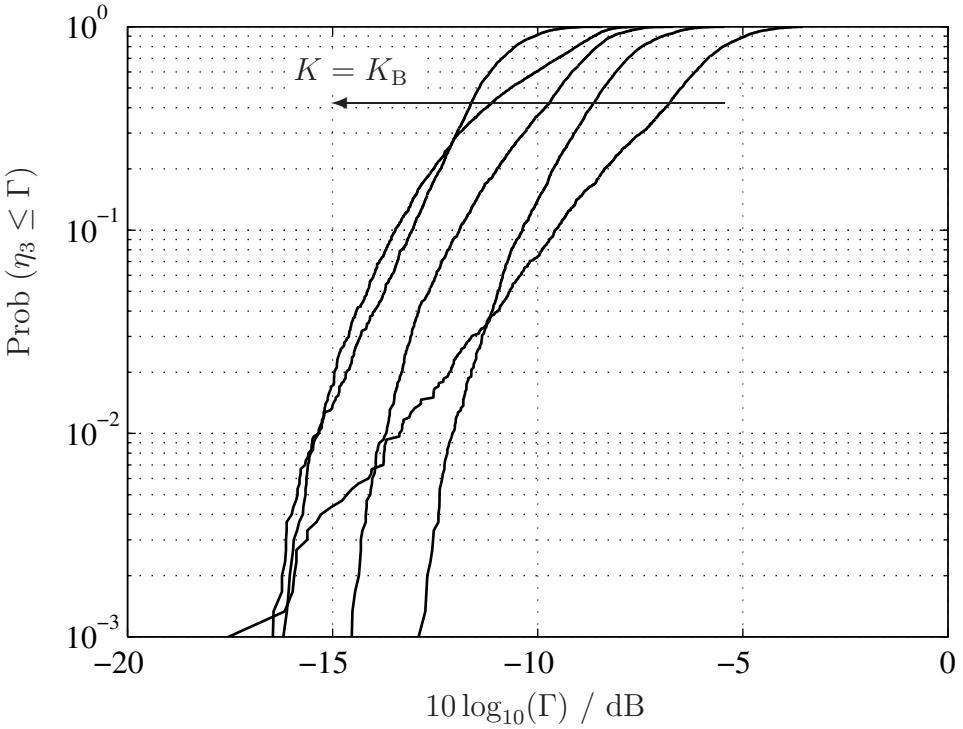

Bild 7.20. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K_\mathrm{B} = K = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

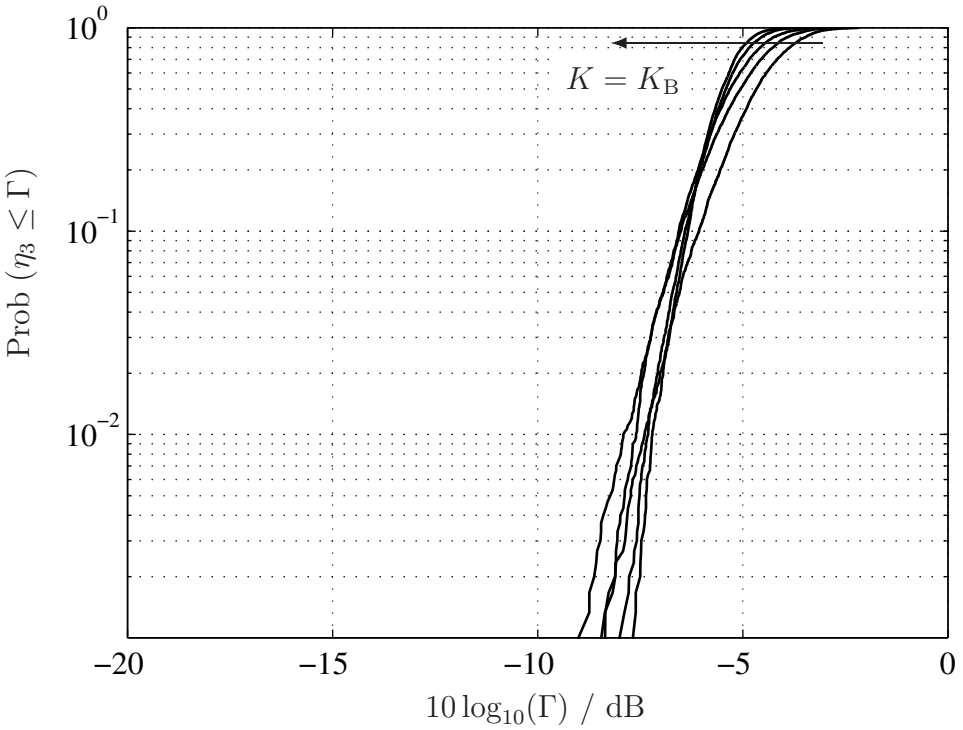

Bild 7.21. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K_\mathrm{B} = K = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

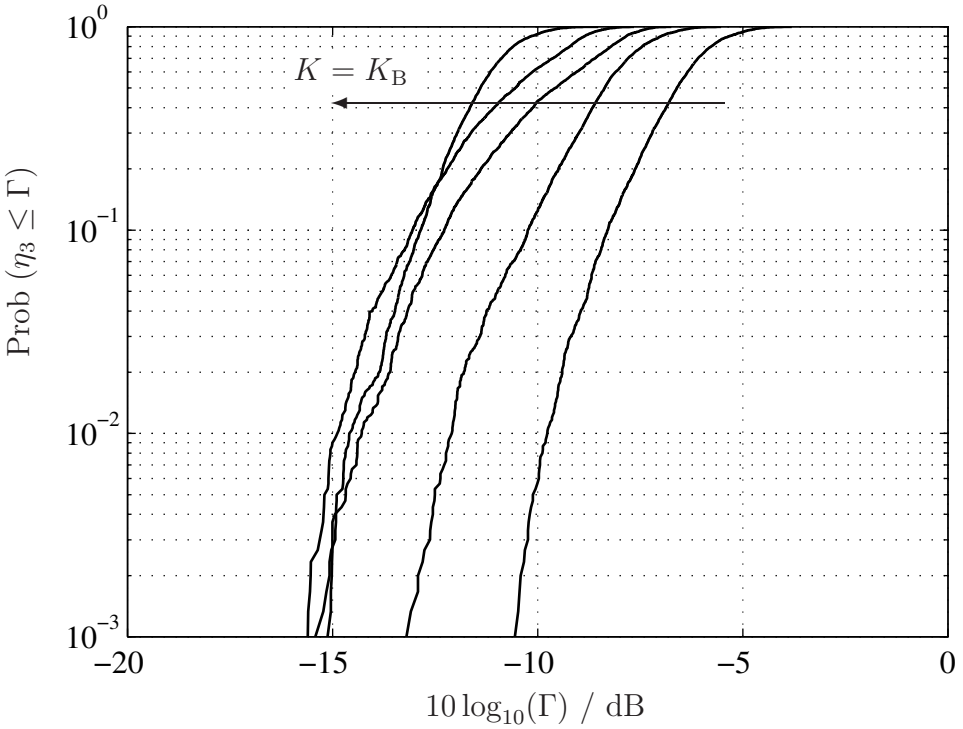

Bild 7.22. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 16$, $K_\mathrm{B} = K = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

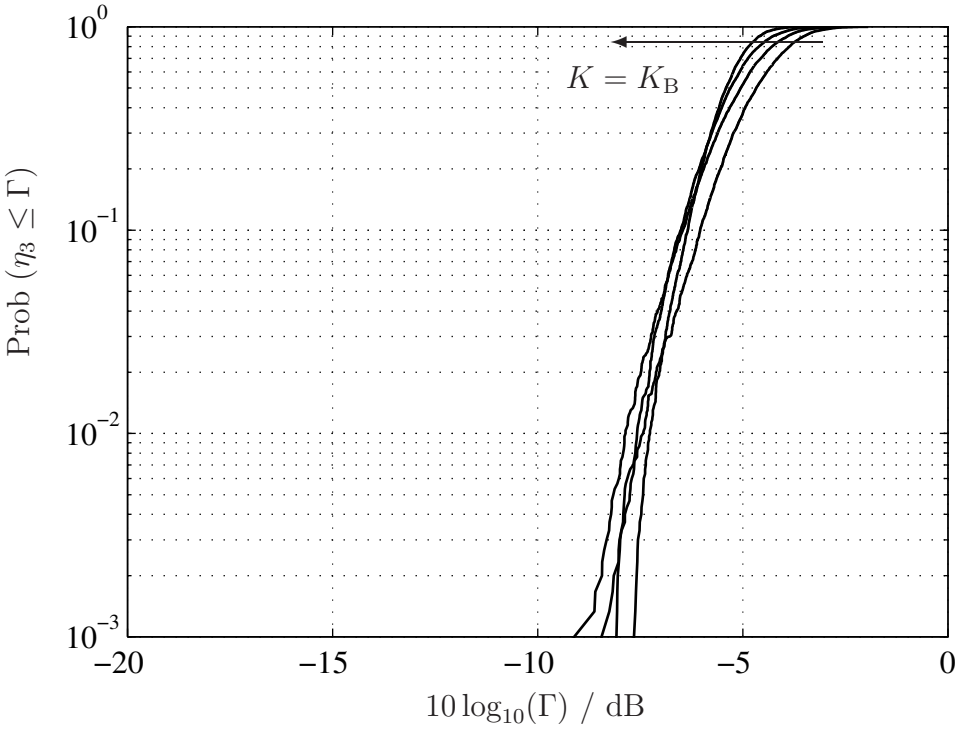

Bild 7.23. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 16$, $K_\mathrm{B} = K = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

Die Performanz eines Punkt-zu-Punkt-MIMO-Übertragungssystems im Sinne der Energieeffizienz η_3 kann man mit den Bildern 7.20 bis 7.23 beurteilen. Bei den zugehörigen Simulationen wurde stets $K_\mathrm{B} = K$ angenommen, d. h. es werden nur solche Fälle der MIMO-Struktur betrachtet, bei denen die Zahl der Eingänge gleich der Zahl der Ausgänge ist. Für solche Fälle kann man die folgenden Beobachtungen machen:

- Werden völlig korrelierte Teilkanäle bei den Simulationen verwendet, ergeben sich bei dem Punkt-zu-Punkt-MIMO-System zu den beim Punkt-zu-Punkt-SIMO-system beobachtete identische Kurvenverläufe. Wie bereits eingangs gezeigt wurde, hat das Verändern von K_B keinen Einfluß auf Punkt-zu-Punkt-Übertragungssysteme und deshalb ist nur der negative Einfluß von wachsendem K beobachtbar.
- Unter Verwendung der völlig unkorrelierten Teilkanäle wird eine bessere Performanz im Sinne der mittleren Energieeffizienz $\overline{\eta}_3$ erzielt als bei der Wahl der völlig korrelierten Teilkanälen, und
- der Einfluß von K ist gewichtiger als der Einfluß von K_B, d. h. wenn man K und K_B in gleichem Maße erhöht, so verschlechtert sich dennoch die Performanz.
- Bei relativ großer zeitlicher Spreizung pro Datensymbol Q_s in (7.1) sind größere Werte von η_3 zu erzielen als bei einem relativ kleinen Q_s

7.2.3 Kanalorientiertes Übertragungssystem

Wie bereits anfangs des Abschnitts 7.1 erwähnt, sind im vorliegenden Unterabschnitt 7.2.3 zu Vergleichszwecken auch Simulationsergebnisse des kanalorientierten Übertragungskonzepts nach [TQMJ02, BQT+03] dargestellt.

In den Bildern 7.24 und 7.25 kann kein signifikanter Unterschied zwischen den Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ in Abhängigkeit von völlig korrelierten bzw. völlig unkorrelierten Teilkanälen beobachtet werden. In Punkt-zu-Punkt-SISO-Übertragungssystemen hat auch bei Verwenden des kanalorientierten Konzepts nach [TQMJ02, BQT+03], die Wahl der Teilkanäle (korreliert oder unkorreliert) keinen Einfluß auf die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3. Dies wurde bereits bei der Empfängerorientierung in Bild 7.4 und 7.5 beobachtet. Allerdings ist der Einfluß der zeitlichen Spreizung pro Datensymbol Q_s, siehe (7.1), bei der Kanalorientierung ein anderer als bei der Empfängerorientierung. Da, wie bereits in Abschnitt 7.1 erwähnt, bei dem im vorliegenden Kapitel 7 untersuchten kanalorientierten Konzept, auch die Filtersignaturen im Empfänger auf den Kanal angepaßt sind, kann die für die Bilder 7.4

und 7.5 beschriebene Signatur-Kanal-Fehlanpassung in den Bildern 7.24 und 7.25 nicht beobachtet werden. Die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 verbessert sich stetig mit wachsendem Q_s. Für den Fall Q_s gleich 16 ist der Verlauf der Verteilungsfunktion $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ sehr nahe 0 dB und somit nah am maximal erreichbaren Wert von η_3, siehe (3.66)

In den Bildern 7.26 und 7.27 und in den Bildern 7.28 und 7.29 ist der Einfluß von K_B bzw. K auf die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 zu beobachten. In den Bildern 7.26 und 7.27 kann man die folgenden Beobachtungen machen:

- Bei völlig korrelierten Teilkanälen hat, wie schon bei der Empfängerorientierung erläutert, K_B keinen Einfluß auf die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3.
- Bei völlig korrelierten Teilkanälen verbessert sich die Performanz im Sinne der Energieeffizienz mit wachsendem K_B.

Unabhängig von der gewählten Modellierung der Teilkanäle kann man bei einem Vergleich der Empfängerorientierung, Bilder 7.11 und 7.12, mit der Kanalorientierung, Bilder 7.26 und 7.27, erkennen, daß man mit der Kanalorientierung eine enorme Verbesserung der Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 erzielen kann. Die Lage der Verteilungsfunktion $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ ist im Falle der Kanalorientierung näher an 0 dB als im Falle der Empfängerorientierung. In den Bildern 7.28 und 7.29 kann man die folgenden Beobachtungen machen:

- Bei völlig korrelierten Teilkanälen hat im Falle der Kanalorientierung K keinen Einfluß auf die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3.
- Bei völlig unkorrelierten Teilkanälen verbessert sich die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3.

Der in Bild 7.28 zu beobachtende Effekt, daß sich mit wachsendem K keine Veränderung der Verteilungsfunktion $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ ergibt, ist dadurch zu begründen, daß wegen des Prinzips der Kanalorientierung die Erläuterungen von S.88 f. hier nicht zutreffen. Bei dem kanalorientierten Konzept nach [TQMJ02, BQT$^+$03] wird stets eine auf dem führenden Eigenvektor $\underline{\boldsymbol{u}}_1$ der Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{H}}^\mathrm{H}$ basierende Filtersignatur verwendet. Deshalb ist bei der Kanalorientierung keine Verschlechterung, sondern im Falle unkorrelierter Teilkanäle eine Verbesserung der Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 mit wachsendem K erkennbar. Die Werte von η_3 sind stets kleiner 0 dB aufgrund des durch das beim Verwenden des TxZF-Modulator bewirkte Eliminieren des Interferenzterms auf der rechten Seite von (3.20).

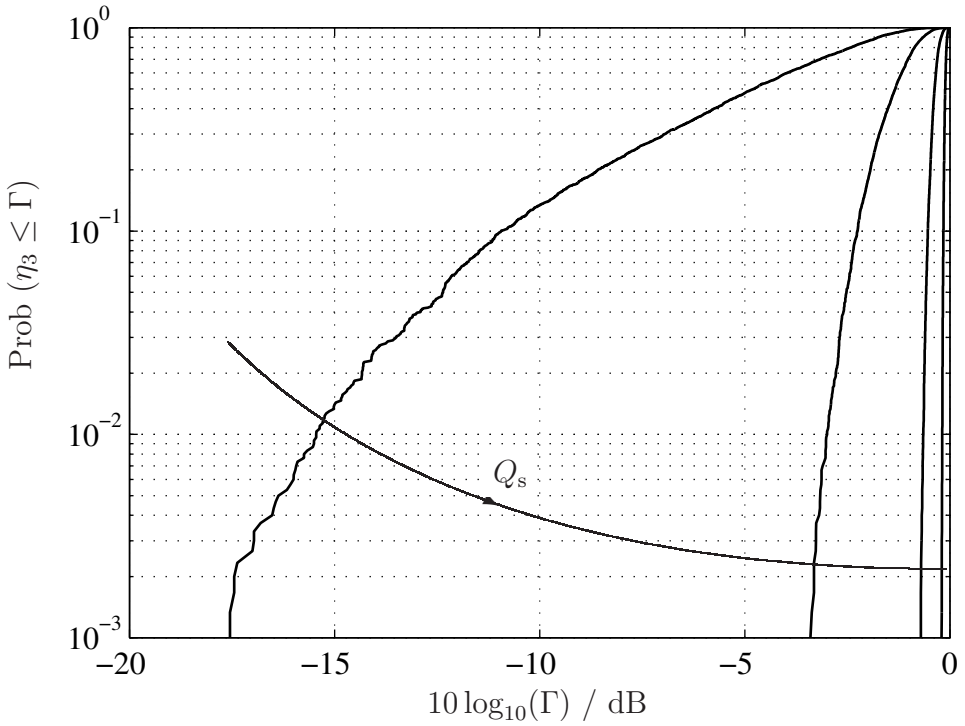

Bild 7.24. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des kanalorientierten Punkt-zu-Punkt-SISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter $Q_s = 2,\ 4,\ 8, 16$, korrelierte Teilkanäle

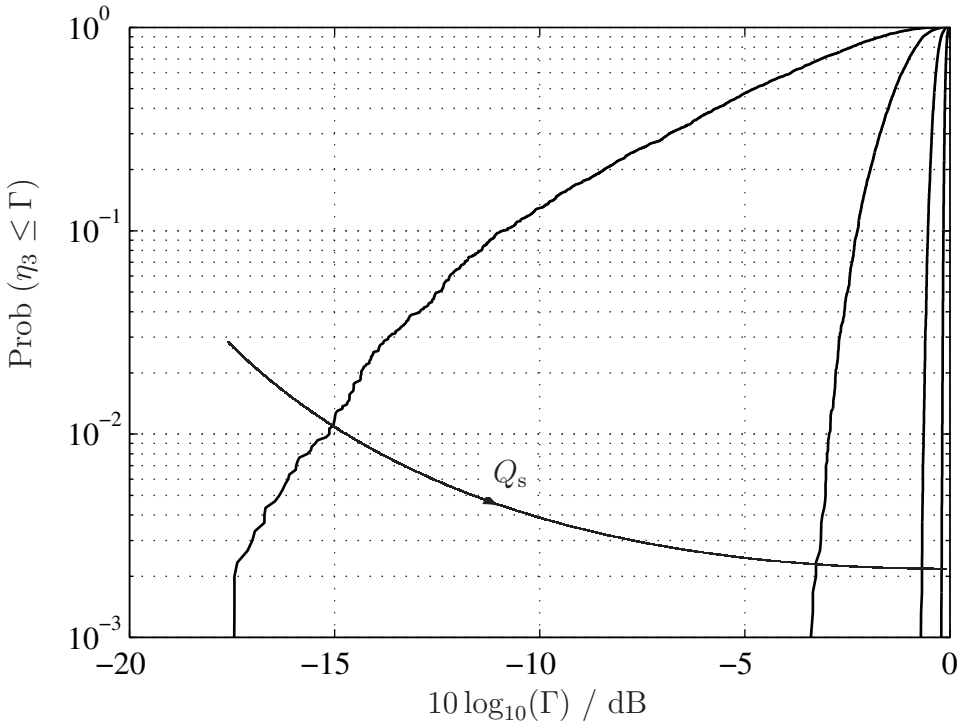

Bild 7.25. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des kanalorientierten Punkt-zu-Punkt-SISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter $Q_s = 2,\ 4,\ 8, 16$, unkorrelierte Teilkanäle

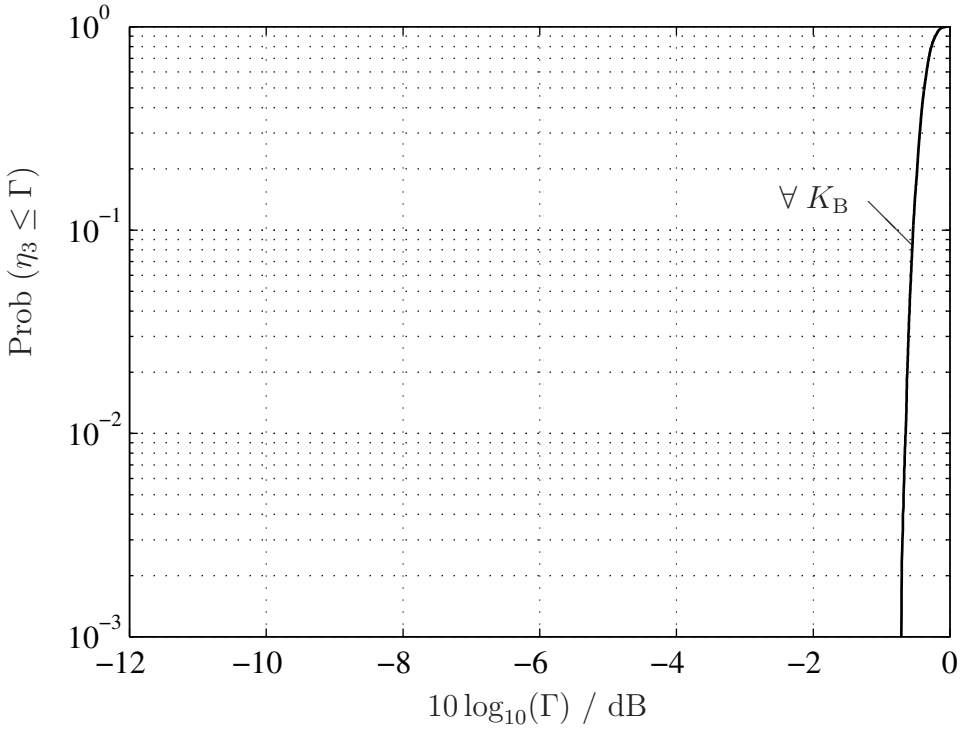

Bild 7.26. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des kanalorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

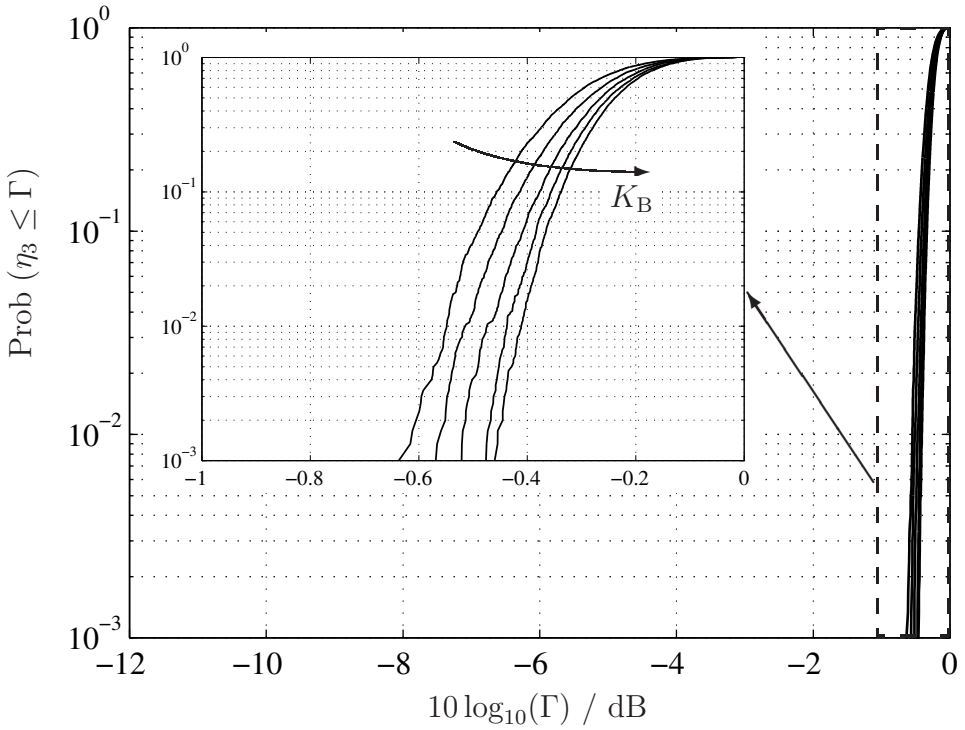

Bild 7.27. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) des kanalorientierten Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

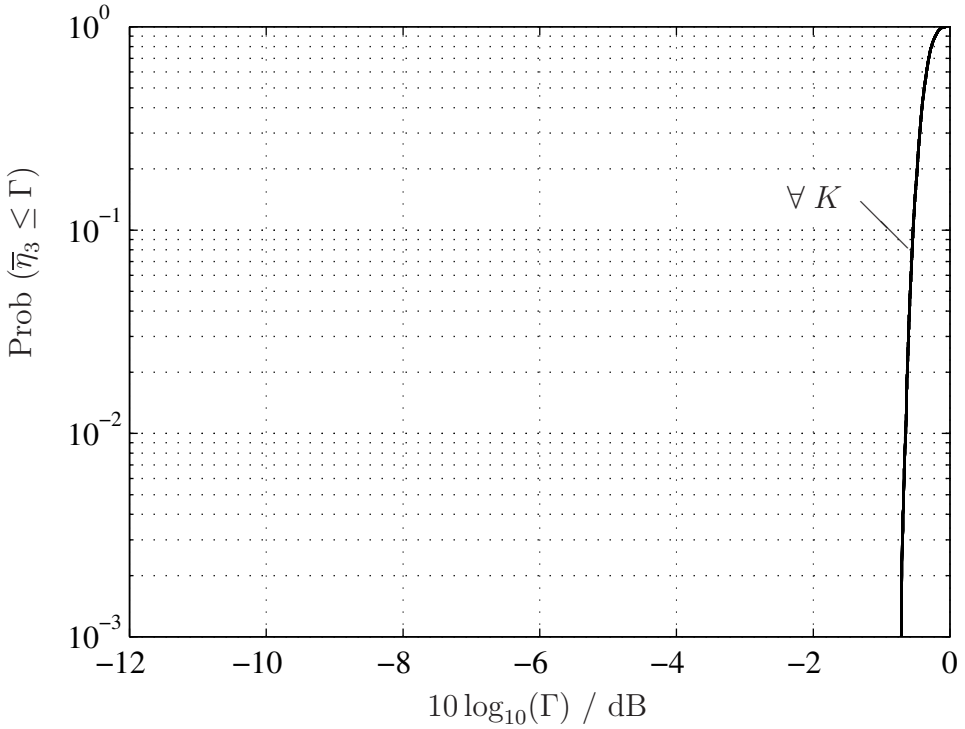

Bild 7.28. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob$(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

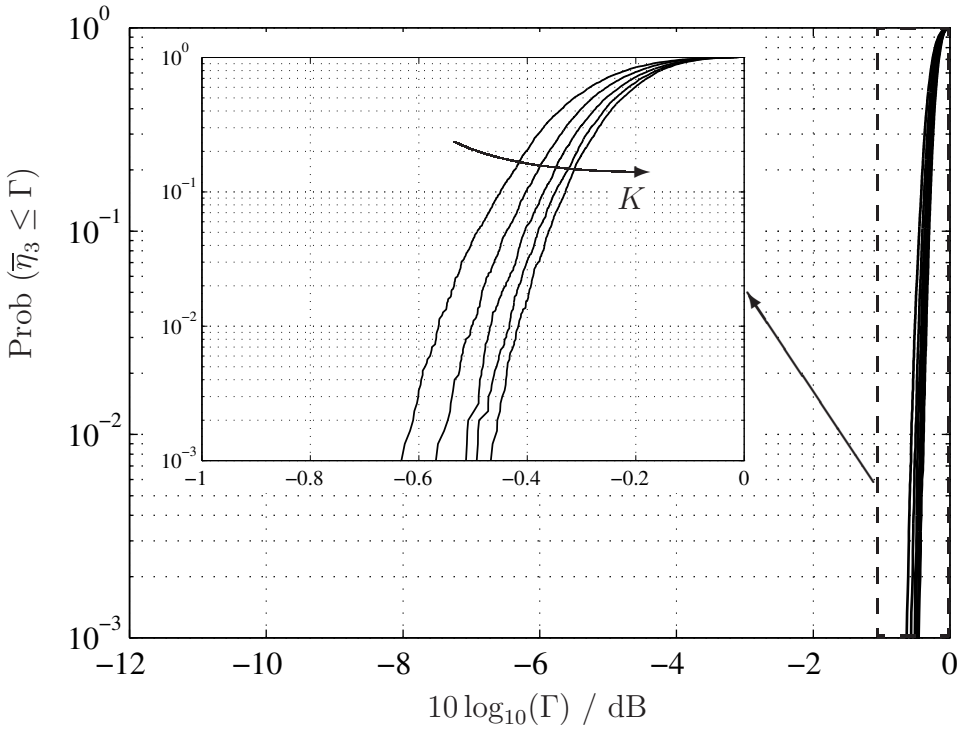

Bild 7.29. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob$(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Punkt-zu-Punkt-SIMO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

7.3 Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecken-Übertragung

7.3.1 Vorbemerkung

Im vorliegenden Abschnitt 7.3 sind die Simulationsergebnisse eines Mehrteilnehmer-Übertragungssystems dargestellt. Es werden, wie bereits in Abschnitt 7.2 geschehen, zu Vergleichszwecken die Simulationsergebnisse des kanalorientierten Konzepts nach [TQMJ02, BQT+03] dargestellt. An der BS werden $K_{\mathrm{B}} \geq 1$ Sendeantennen zum Übertragen der Daten an $K \geq 2$ MSen verwendet, siehe Kapitel 5. Jede MS k, $k = 1 \ldots K$, hat eine einzige Empfangsantenne. Die im vorliegenden Abschnitt 7.3 untersuchten Systeme kann man mit der Anzahl K_{B} der Sendeantennen an der BS beschreiben als

- Mehrteilnehmer-SISO-Übertragungssystem mit K_{B} gleich eins, und
- Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssysteme mit K_{B} größer eins.

Wie bereits in Abschnitt 7.1 angedeutet, spielen in Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystemen mit völlig korrelierten Teilkanälen die Winkelpositionen, beschrieben durch den MS-Azimuthwinkel $\beta^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, der K MSen, eine wichtige Rolle für die Interpretation der Simulationsergebnisse. Dies wird im folgenden Unterabschnitt 7.3.2 gezeigt.

7.3.2 Empfängerorientiertes Übertragungssystem

Im vorliegenden Unterabschnitt 7.3.2 wird ein empfängerorientiertes Mehrteilnehmer-Übertragungssystem untersucht, bei dem in den K MSen jeweils ein auf CDMA-Signatur basiertes Filter, siehe $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ nach Bild 7.1, zur Datendemodulation verwendet wird. Im Sender wird ein TxZF-Modulator $\underline{\boldsymbol{M}}$, siehe Unterabschnitt 3.4.3, zum Erzeugen des Sendesignals nach (3.4) genutzt.

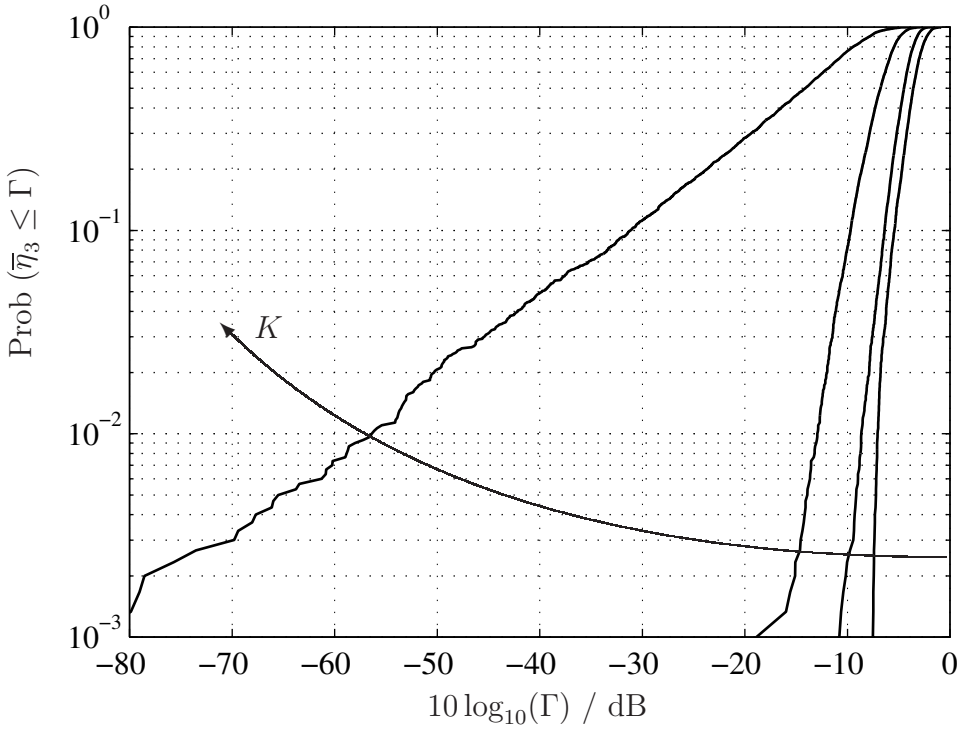

Bild 7.30. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob$(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-SISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 1, 2, 3, 4$, korrelierte Teilkanäle

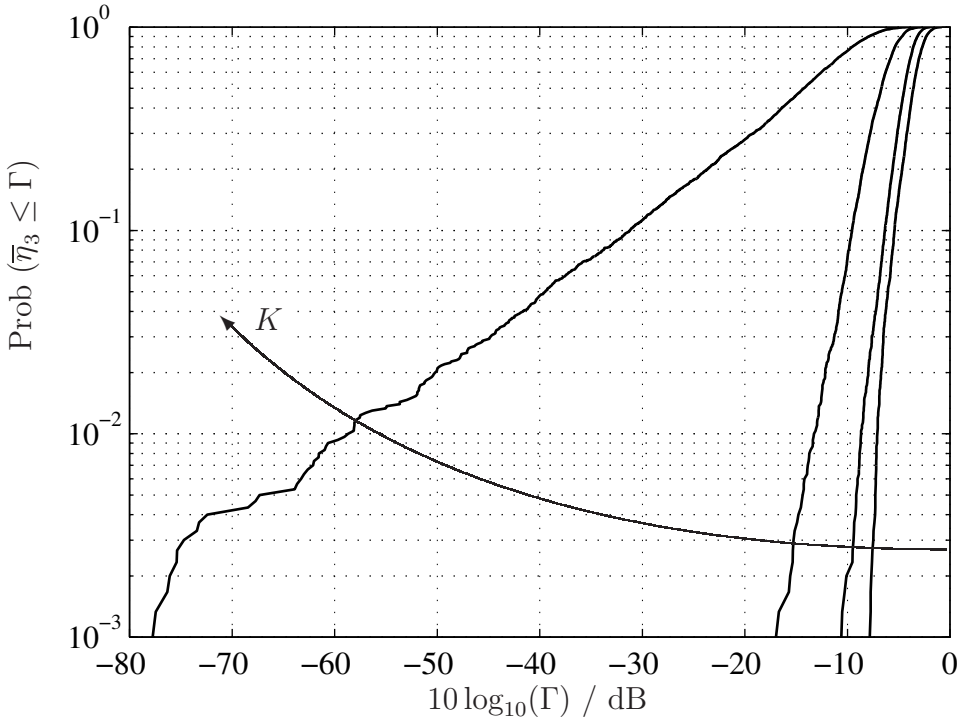

Bild 7.31. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob$(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-SISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 1, 2, 3, 4$, unkorreliertes Kanalmodell

Die Bilder 7.30 und 7.31 zeigen den Einfluß der Anzahl K der zu versorgenden MSen in einem Mehrteilnehmer-SISO-Übertragungssystem bei Verwenden eines TxZF-Modulators und MS-spezifischen Demodulatormatrizen $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$ nach Bild 7.1. Die Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ sind durch Simulationen ermittelt, bei denen im oberen Bild 7.30 völlig korrelierte und im unteren Bild 7.31 völlig unkorrelierte Teilkanäle gewählt wurden. Wie schon beim Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem, siehe Abschnitt 7.2, spielt auch beim Mehrteilnehmer-Übertragungssystem mit einer SISO-Struktur, d. h. sowohl die BS als auch jede einzelne MS k, $k = 1 \ldots K$, hat eine einzige Antenne, das Modellieren der Teilkanäle keine signifikante Rolle. Dazu sei angemerkt, daß im Fall K größer eins die MS-spezifischen Kanalimpulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{RP}}^{(k)}$ nach (2.9) unabhängig voneinander bestimmt werden. Bemerkenswert ist, daß mit wachsendem K die Varianzen von η_3 größer werden, d. h. die Steigungen der Verteilungsfunktion $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ werden kleiner. Bei der gewählten zeitlichen Spreizung pro Datensymbol $Q_{\mathrm{s}} = 4$ spricht man von einem System, bei dem ebenfalls $K = 4$, also

$$K = Q_{\mathrm{s}} \tag{7.21}$$

gilt, von einem System mit Volllast (full load). Beim Erzeugen des Sendesignals wird mit dem TxZF-Modulator die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$, siehe Tabelle 3.2, benutzt. $\underline{\boldsymbol{M}}$ ist die Lösung des Gleichungssystems

$$\underline{\boldsymbol{d}} = \underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{t}}. \tag{7.22}$$

Die Anzahl der Elemente $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$ aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ werden im folgenden Anzahl der Bedingungen und die Anzahl der Elemente $\underline{t}_q$, $q = 1 \ldots Q$, aus $\underline{\boldsymbol{t}}$ werden Anzahl der Freiheitsgrade zum Lösen des Gleichungssystems nach (7.22) genannt. Dabei ist die Matrix $\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}$ eine $N_{\mathrm{t}} \times Q$-Matrix. Mit N_{t} nach (5.3) und der Annahme nach (7.4) gilt

$$N_{\mathrm{t}} = KN, \tag{7.23}$$

und mit Q nach (7.2) und den Annahmen nach (7.3) und (7.4) ist

$$Q = Q_{\mathrm{s}} N. \tag{7.24}$$

Das bedeutet, daß die Matrix $\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}$ eine quadratische $KN \times KN$-Matrix iast und somit genau eine einzige Lösung von (7.22) existiert, durch die das Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ bestimmt werden kann. Diese Lösung ist

$$\underline{\boldsymbol{t}} = (\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}})^{-1}\,\underline{\boldsymbol{d}}. \tag{7.25}$$

Anhand dieser Erläuterung und der Simulationsergebnisse kann der Schluß gezogen werden, daß sich die Performanz im Sinne der Energieeffizienz proportional zur Anzahl der Freiheitsgrade verhält. In den Bildern 7.30 und 7.31 bedeutet das, daß sich mit wachsendem K die Performanz im Sinne der mittleren Energieeffizienz verschlechtert.

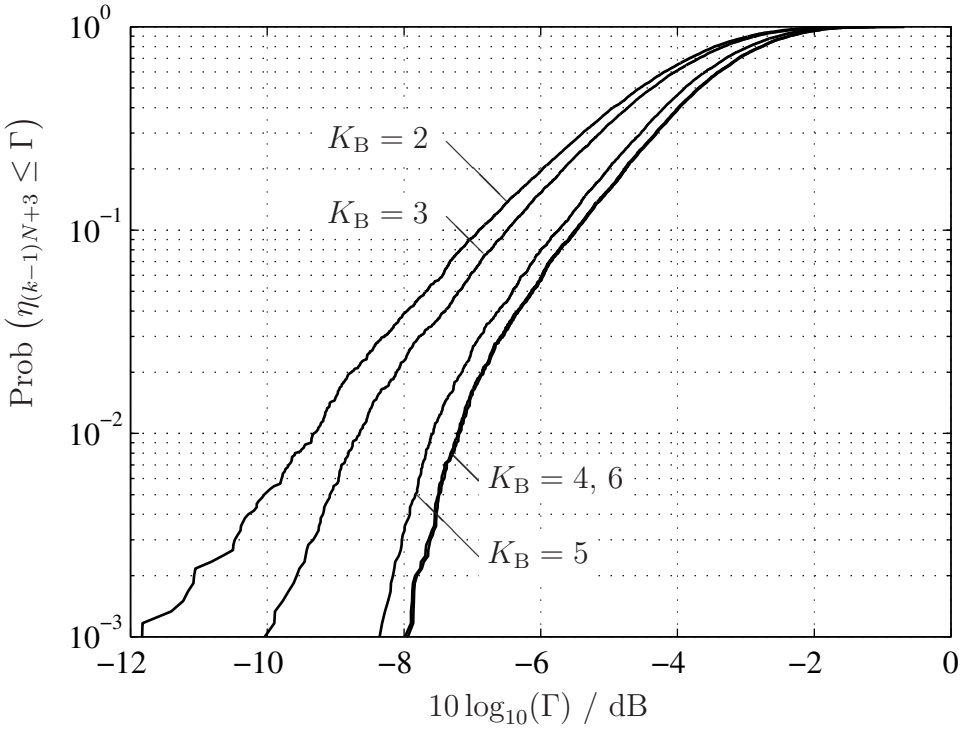

Bild 7.32. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 2$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

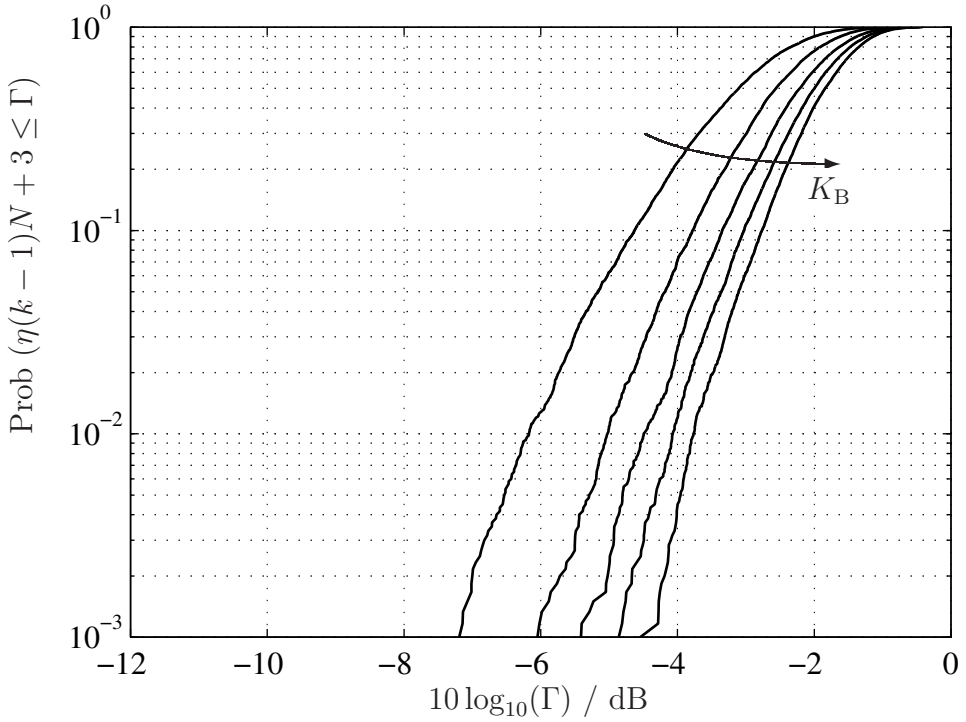

Bild 7.33. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 2$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

Zunächst erkennt man in Bild 7.33, d. h. bei der Wahl völlig korrelierter Teilkanäle, daß sich mit wachsender Anzahl K_B der Sendeantennen die Performanz im Sinne der Energieeffizienz $\eta_{(k-1)N+3}$ stetig verbessert. Die Kurven in Bild 7.32 zeigen dieses Verhalten nicht. Zunächst ist in Bild 7.32 für das erhöhen der Werte K_B gleich zwei auf K_B gleich drei und von K_B gleich drei auf K_B gleich vier eine Verbesserung der Performanz im Sinne der Energieeffizienz $\eta_{(k-1)N+3}$ zu erkennen. Jedoch ist von K_B gleich vier auf K_B gleich fünf eine Verschlechterung erkennbar. Ferner ergeben sich für K_B gleich vier und K_B gleich sechs nahezu deckungsgleiche Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$.

Nach Meinung des Verfassers sind die in Bild 7.32 dargestellten Simulationsergebnisse nicht für ein beliebiges Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystem gültig. Dies wird im folgenden begründet: Für die Simulationen nach Bild 7.32 wurden die Positionen von MS 1 und MS 2 wie in Bild 7.34 dargestellt gewählt. Die Antennenelemente sind an der BS gemäß Bild 7.2a bis e positioniert. Bei Verwenden völlig korrelierter Teilkanäle sind die MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$, $k = 1 \ldots K$, $k_\mathrm{B} = 1 \ldots K_\mathrm{B}$, nach (2.12) wegen der MS-spezifischen Phasenvoreilung $\psi^{(k,k_\mathrm{B})}$ nach (2.11) abhängig von der Position der K MSen, die durch $\beta^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, beschrieben wird, siehe Abschnitt 2.3.3. Das läßt vermuten, daß die Energieeffizienz $\eta_{(k-1)N+3}$, $k = 1 \ldots K$, ebenfalls von $\beta^{(k)}$ abhängen. Um diese Vermutung zu bestätigen wird eine Simulation mit zwei MSen, also K gleich zwei, durchgeführt, bei dem die MS 1, wie bereits in Bild 7.34 dargestellt, auf einem Kreis um die BS mit dem Azimuthwinkel $\beta^{(1)} = 0°$ positioniert ist. Die MS 2 befinde sich ebenfalls auf dem Kreis um die BS, allerdings variiert deren Azimuthwinkel $\beta^{(2)} = 1° \ldots 360°$. Um das Verhalten von $\overline{\eta}_3$ abhängig von $\beta^{(2)}$ zu untersuchen, wird die folgende Annahme getroffen: Die Kanalimpulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}_\mathrm{RP}^{(k)}$, $k = 1, 2$, seien fest, so daß wegen (2.12) die MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}^{(1,1)}$ und $\underline{\boldsymbol{h}}^{(1,2)}$ gleich bleiben, und sich $\underline{\boldsymbol{h}}^{(2,1)}$ bzw. $\underline{\boldsymbol{h}}^{(2,2)}$ mit $\beta^{(2)}$ verändern.

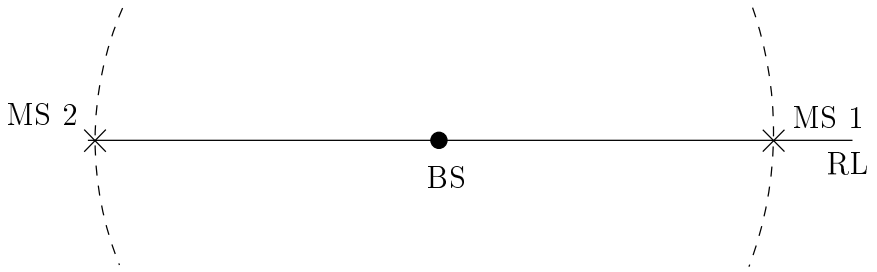

Bild 7.34. Gewählte Anordnung der MSen 1 und 2 bei den Simulationen für die in Bild 7.32 und 7.33 dargestellten Simulationsergebnissen

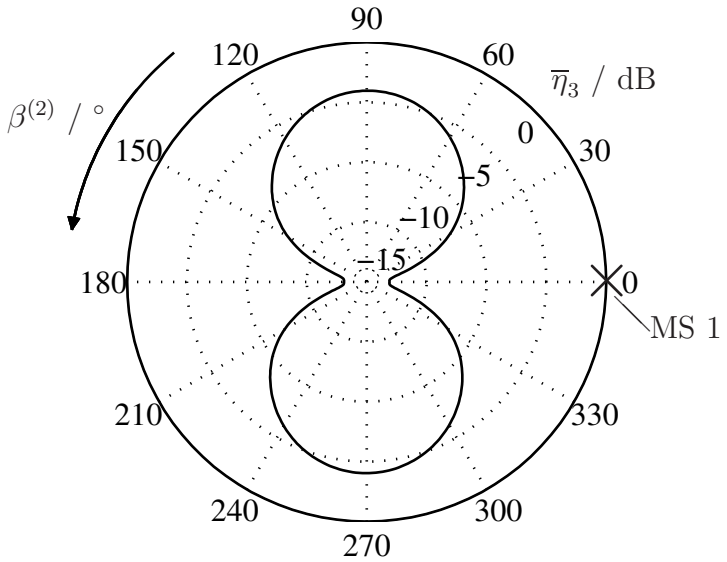

Bild 7.35. Energieeffizienz $\overline{\eta}_3$ des Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems aufgetragen über $\beta^{(2)}$; Parameter: $K = 2$, $K_\mathrm{B} = 2$, völlig korrelierte Teilkanäle

In Bild 7.35 ist die mittlere Energieeffizienz

$$\overline{\eta}_3 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} \eta_{(k-1)N+3} \tag{7.26}$$

über $\beta^{(2)}$ für den Fall K_B gleich 2 aufgetragen. Man erkennt zunächst eine Symmetrie der Werte $\overline{\eta}_3$, wobei die Verbindungslinie zwischen 0° und 180° die Symmetrieachse ist. Ferner kann man erkennen, daß die Werte von $\beta^{(2)}$ gleich 1° bis $\beta^{(2)}$ gleich 90° stetig ansteigen und bei 90° ein Maximum erreichen. Für $\beta^{(2)}$ größer 90° fallen die Werte von $\overline{\eta}_3$ wieder ab. Somit ist für den Fall K_B gleich 2 und völlig korrelierten Teilkanälen gezeigt, daß $\overline{\eta}_3$ von den Azimuthwinkeln $\beta^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, abhängt. Deshalb werden im weiteren Verlauf bei Simulationen des Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit völlig korrelierten Teilkanälen immer eine Vielzahl zufälliger $\beta^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, pro Experiment, also für jeweils eine Kanalrealisierung betrachtet.

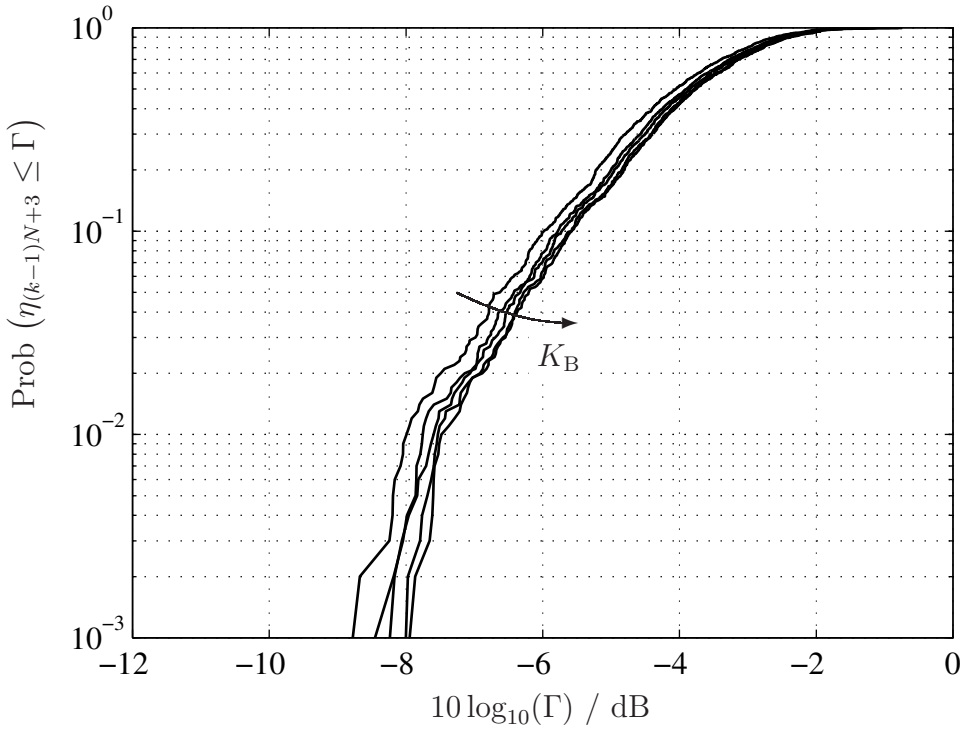

Bild 7.36. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 2$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, zufälliges $\beta^{(k)}$, korrelierte Teilkanäle

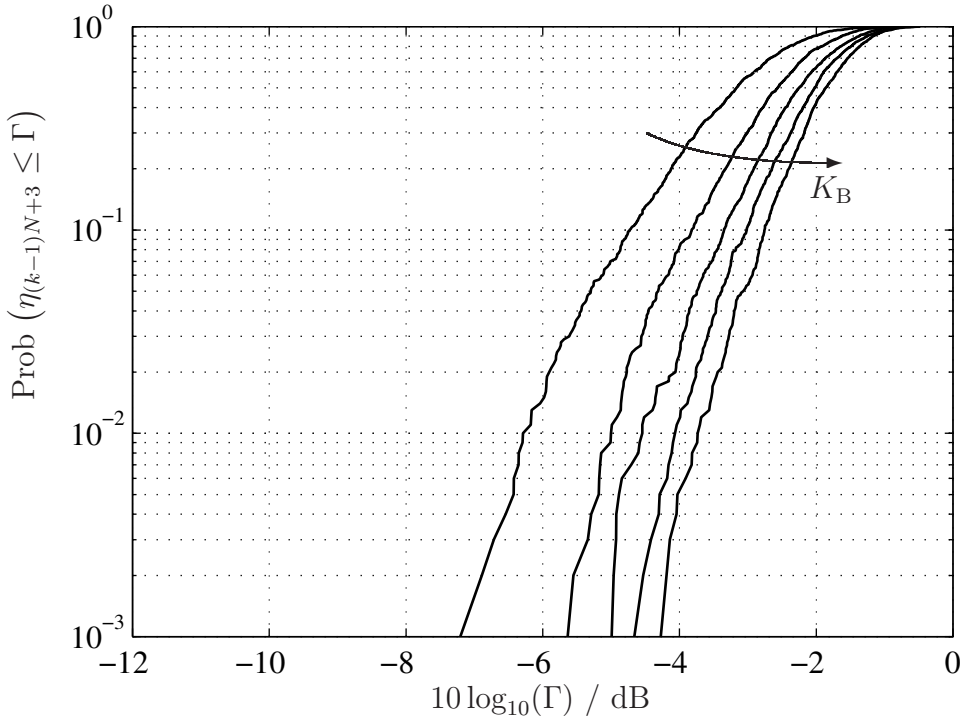

Bild 7.37. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 2$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, $K = 2$, zufälliges $\beta^{(k)}$, unkorrelierte Teilkanäle

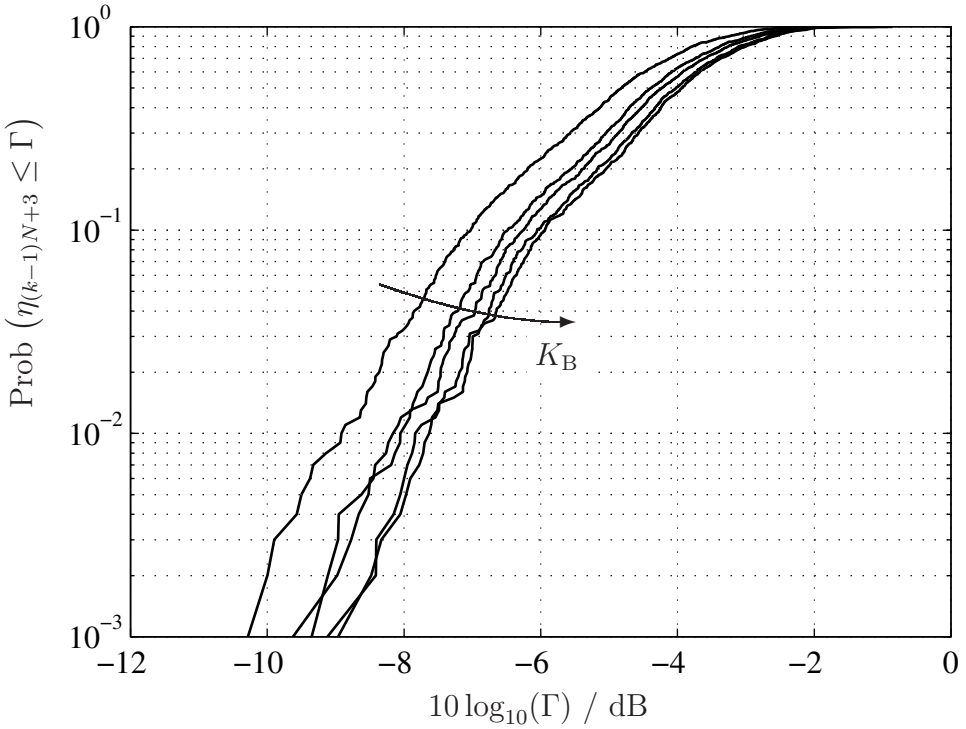

Bild 7.38. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 3$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, zufälliges $\beta^{(k)}$, korrelierte Teilkanäle

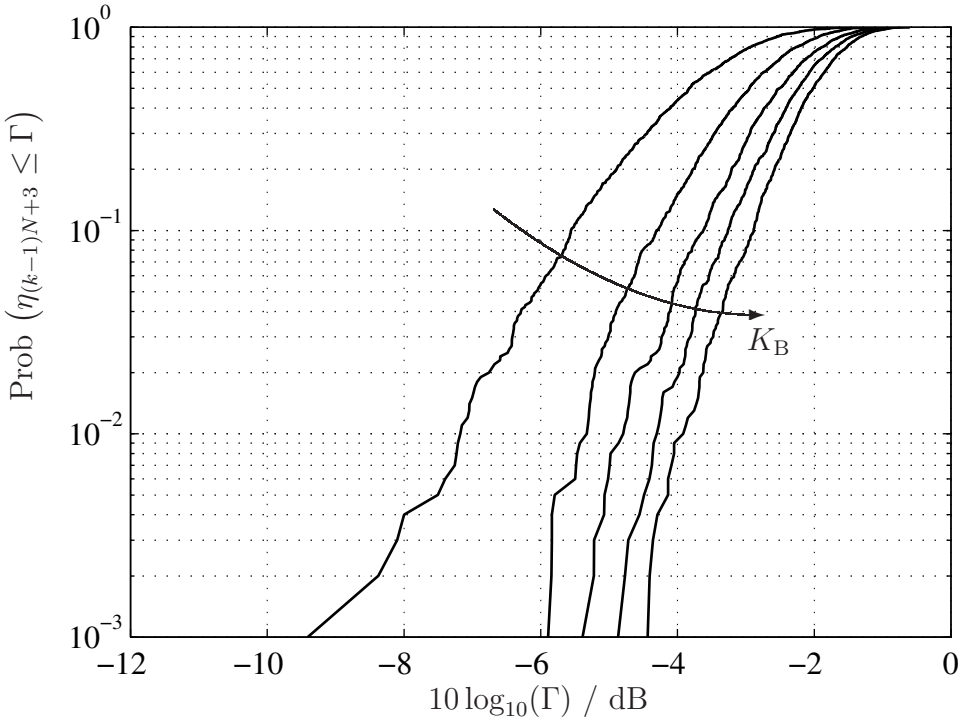

Bild 7.39. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 3$, $K_\mathrm{B} =, 3, 4, 5, 6$, zufälliges $\beta^{(k)}$, unkorrelierte Teilkanäle

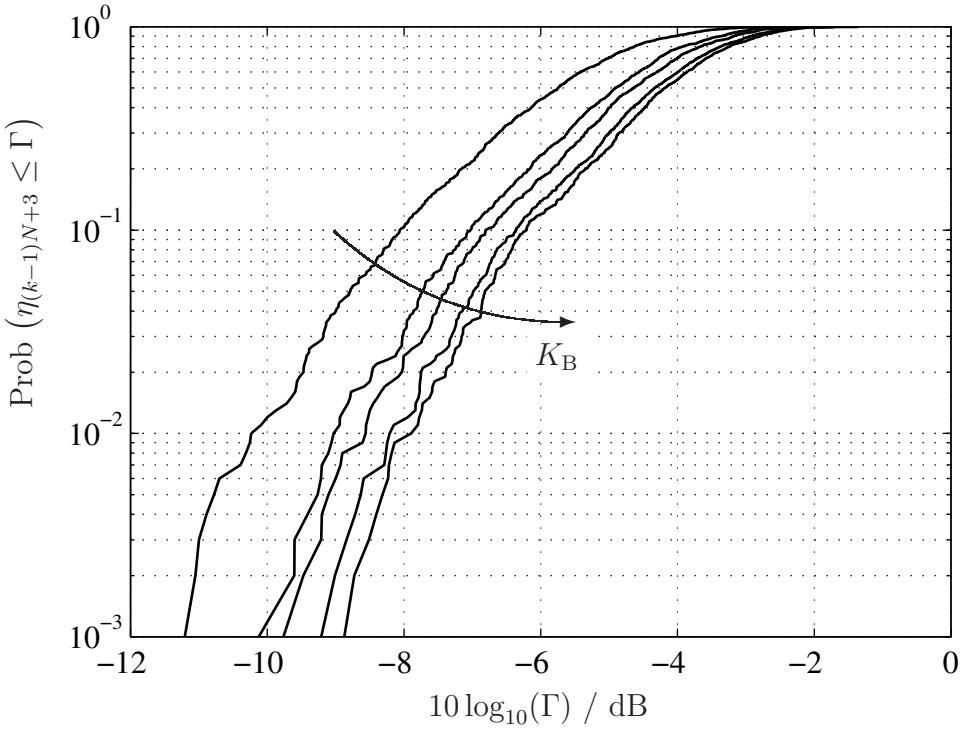

Bild 7.40. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 4$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, zufälliges $\beta^{(k)}$, korrelierte Teilkanäle

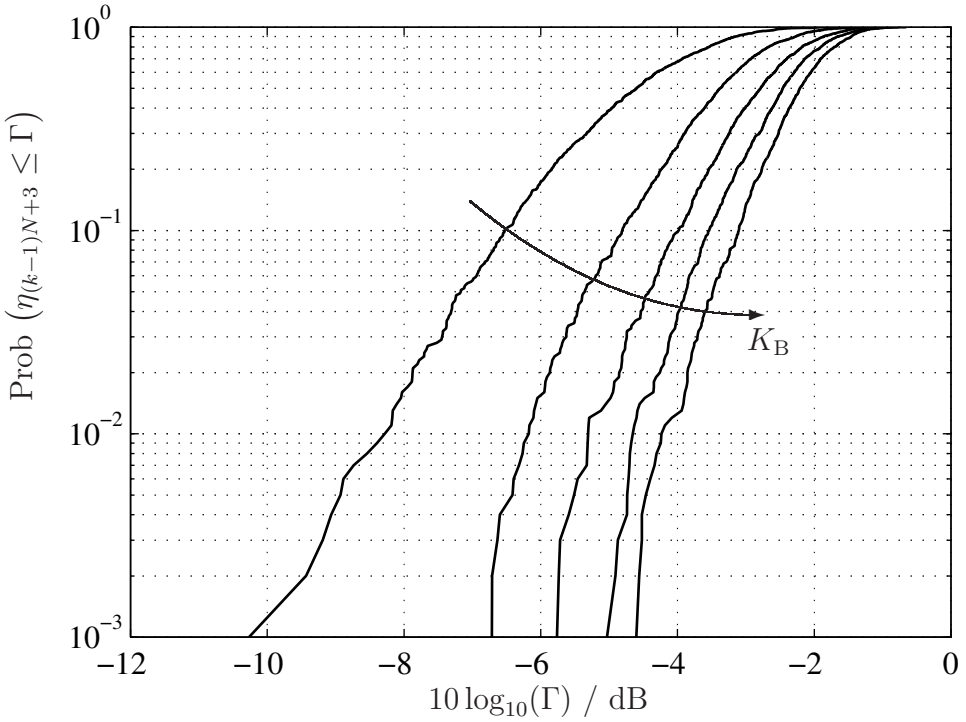

Bild 7.41. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) des empfängerorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 4$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, zufälliges $\beta^{(k)}$, unkorrelierte Teilkanäle

Nachdem bei den Simulationen des Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems im Falle korrelierter Teilkanäle viele unterschiedliche MS-Azimuthwinkel $\beta^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$ pro Experiment, d. h. pro Kanalrealisation verwendet wurden, kann man eine Aussage über den Einfluß von K_{B} treffen. Wie auch bei völlig unkorrelierten Teilkanälen, kann man die Performanz in Sinne der Energieeffizienz $\eta_{(k-1)N+3}$ dadurch verbessern, daß man die BS mit einer Gruppenantenne mit $K_{\mathrm{B}} \geq 1$ Sendeantennen ausstattet. Ein Vergleich der Bilder auf den Seiten 103, 104 und 105 zeigt, daß der Unterschied zwischen den Kurven mit völlig korrelierten Teilkanälen und völlig unkorrelierten Teilkanälen weiterhin beobachtbar ist. Man kann erkennen, daß bei der Wahl völlig unkorrelierter Teilkanäle höhere Energieeffizienzen $\eta_{(k-1)N+3}$ erreicht werden. Mit wachsendem K verschlechtert sich die Performanz im Sinne der Energieeffizienz $\eta_{(k-1)N+3}$.

7.3.3 Kanalorientiertes Übertragungssystem

Bei den Simulationsergebnissen in den Bildern 7.42 und 7.43 ist derselbe Einfluß von K auf die Performanz im Sinne der Energieeffizienz $\eta_{(k-1)N+3}$ zu erkennen wie bei den Simulationsergebnissen der Empfängerorientierung in den Bildern 7.30 und 7.31. In der Höhe 50 % sind die Werte der Energieeffizienz $\eta_{(k-1)N+3}$ im Falle der Kanalorientierung näher an 0 dB als im Falle der Empfängerorientierung. Deshalb kann man auch beim Mehrteilnehmer-Übertragungssystem die Aussage treffen, daß die Kanalorientierung eine bessere Performanz liefert als die Empfängerorientierung. Der Unterschied zwischen den Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ in den Bildern 7.42 und 7.43 ist nicht signifikant weil, wie bereits in Abschnitt 7.2.2 diskutiert, die BS nur eine einzige Sendeantenne hat, vgl. Tabelle 7.4. Der Abstand der Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ in den Bildern 7.42 und 7.43 ist sehr ungleichmäßig. Die Verteilungsfunktionen für die Parameter K gleich zwei und K gleich drei liegen relativ nahe beieinander. Dieses Verhalten der Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ ist auf Korrelationen zwischen den in den Empfängern der K MSen verwendeten Filtersignaturen zurückzuführen [QTMJ03].

In den Bildern 7.44 bis 7.49 ist zu erkennen, daß bei unterschiedlichen Anzahlen K der zu versorgenden MSen der Einfluß von einer wachsenden Anzahl K_{B} an Sendeantennen positiven auf die Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ ist. Der Unterschied zwischen völlig korrelierten und völlig unkorrelierten Teilkanälen ist für wachsende K immer weniger stark ausgeprägt.

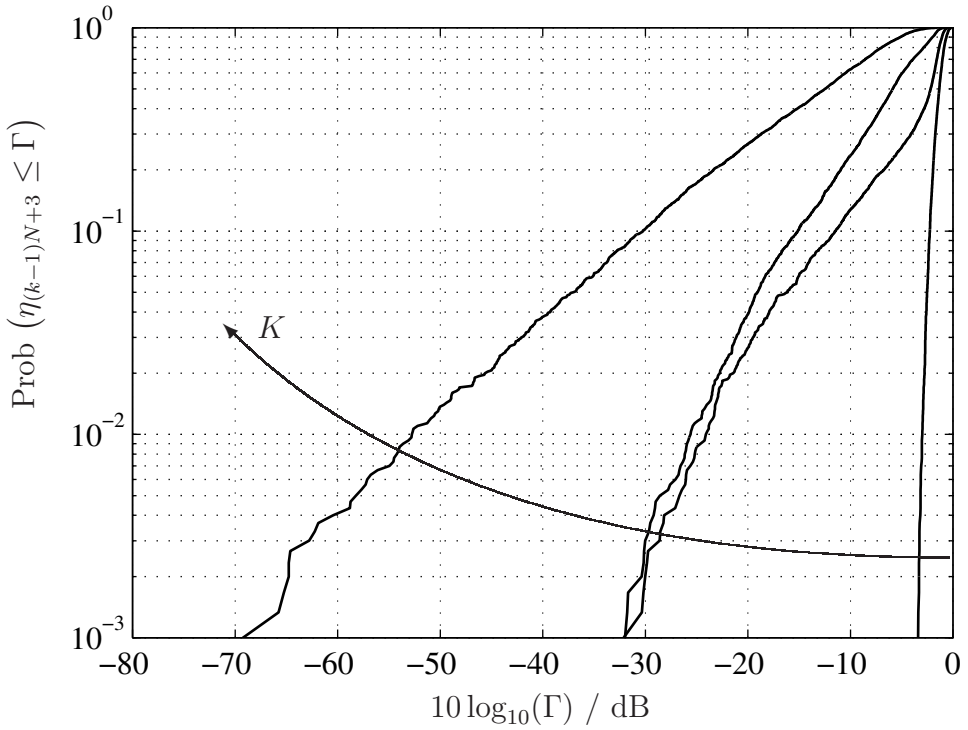

Bild 7.42. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\text{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\text{s} = 4$, $K = 1, 2, 3, 4$, korrelierte Teilkanäle

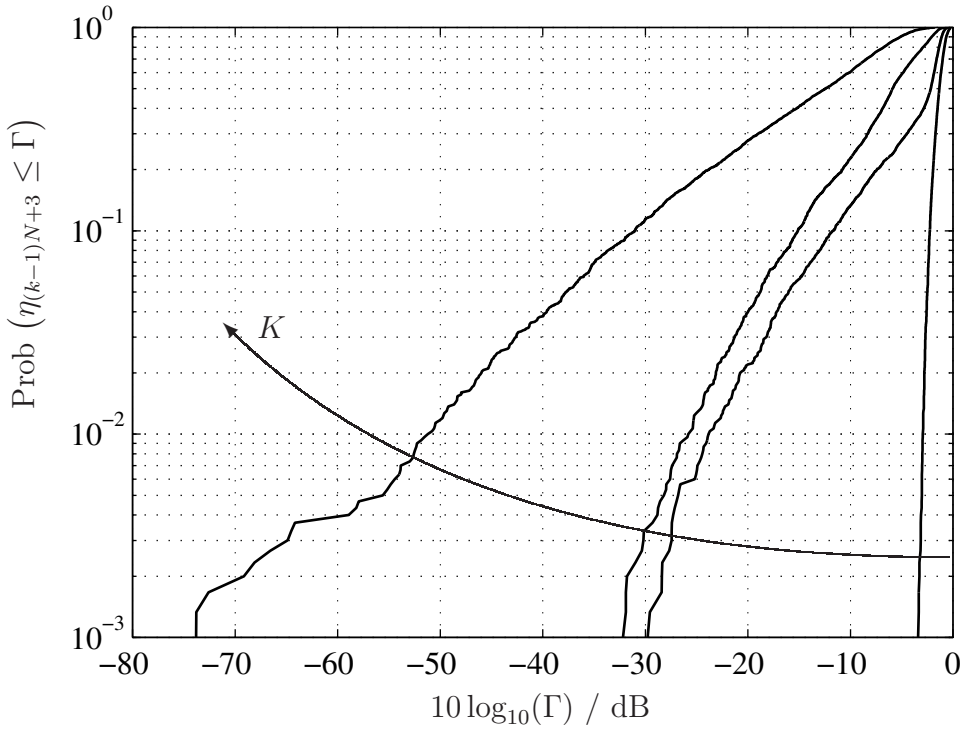

Bild 7.43. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\text{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\text{s} = 4$, $K = 1, 2, 3, 4$, unkorrelierte Teilkanäle

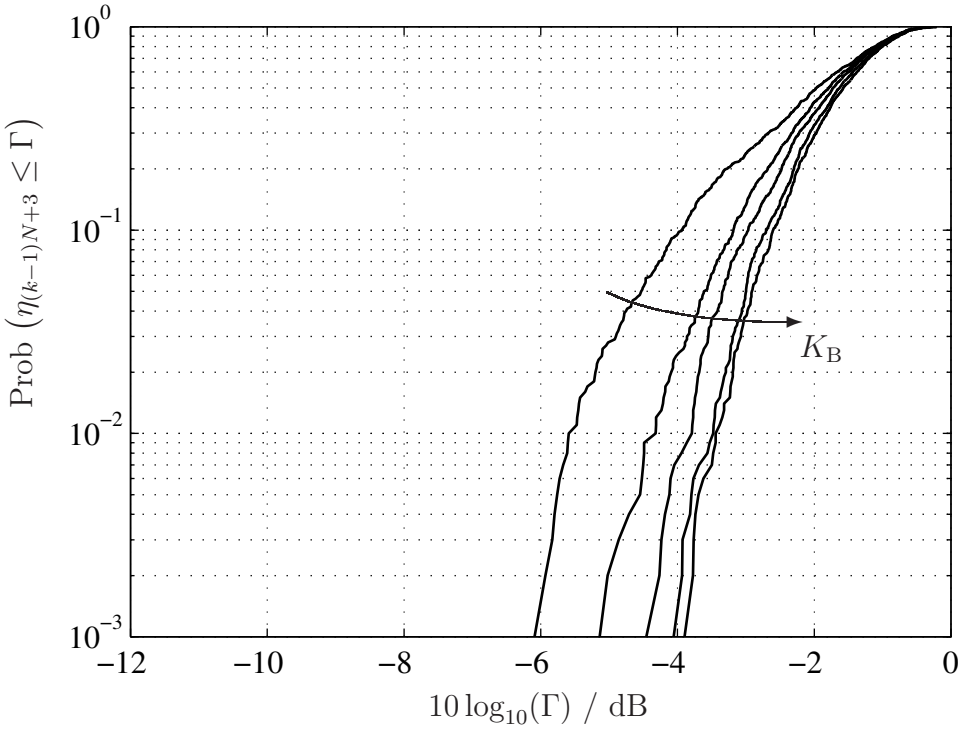

Bild 7.44. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 2$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

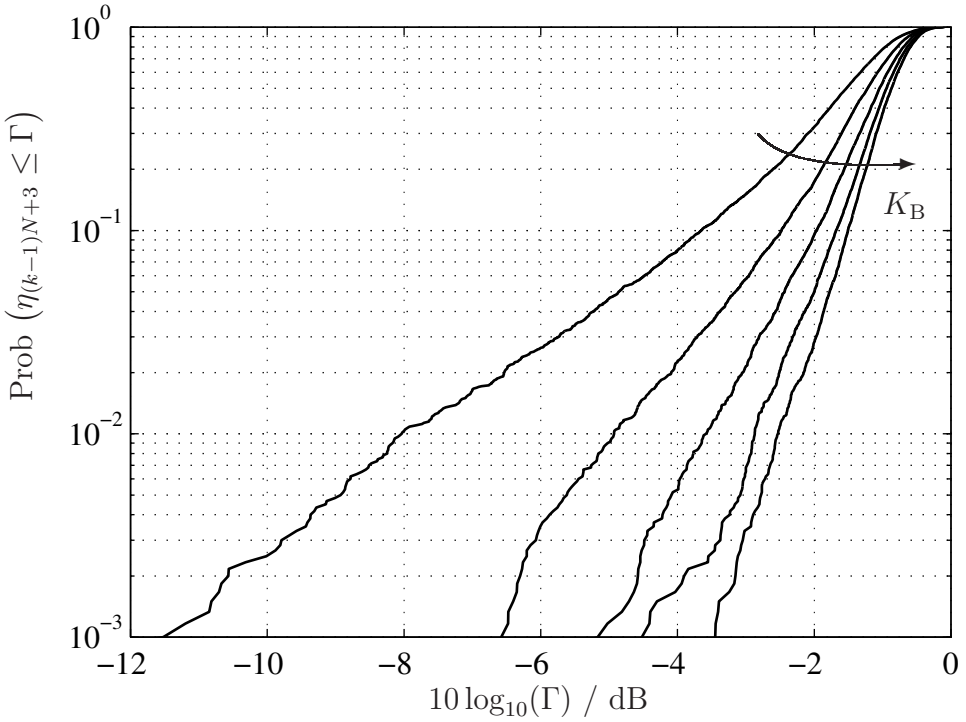

Bild 7.45. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 2$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

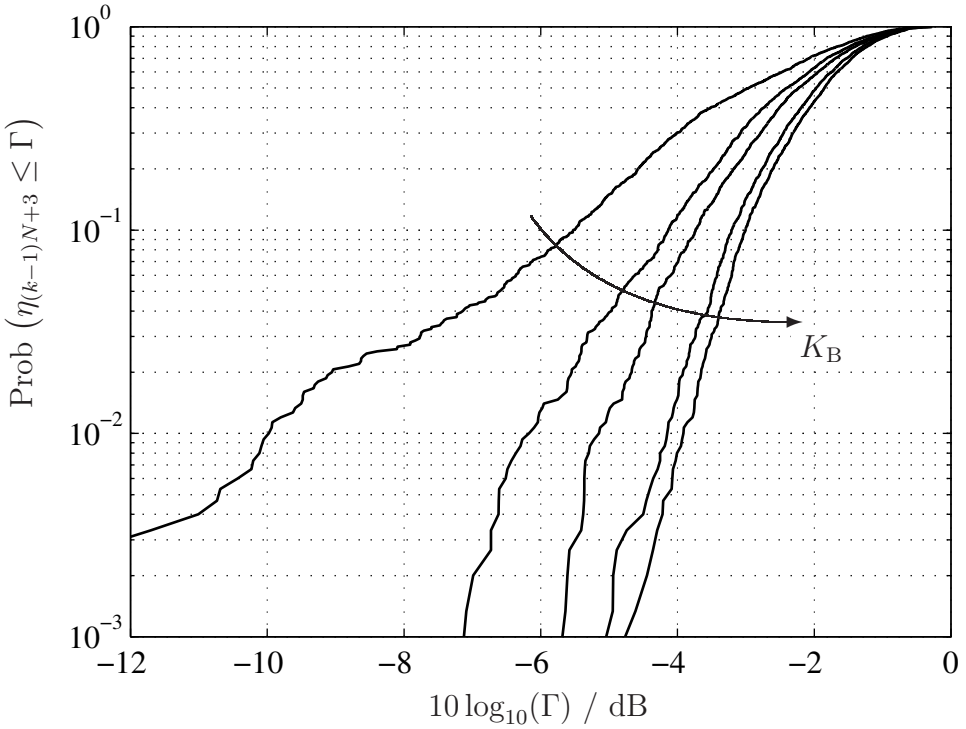

Bild 7.46. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 3$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

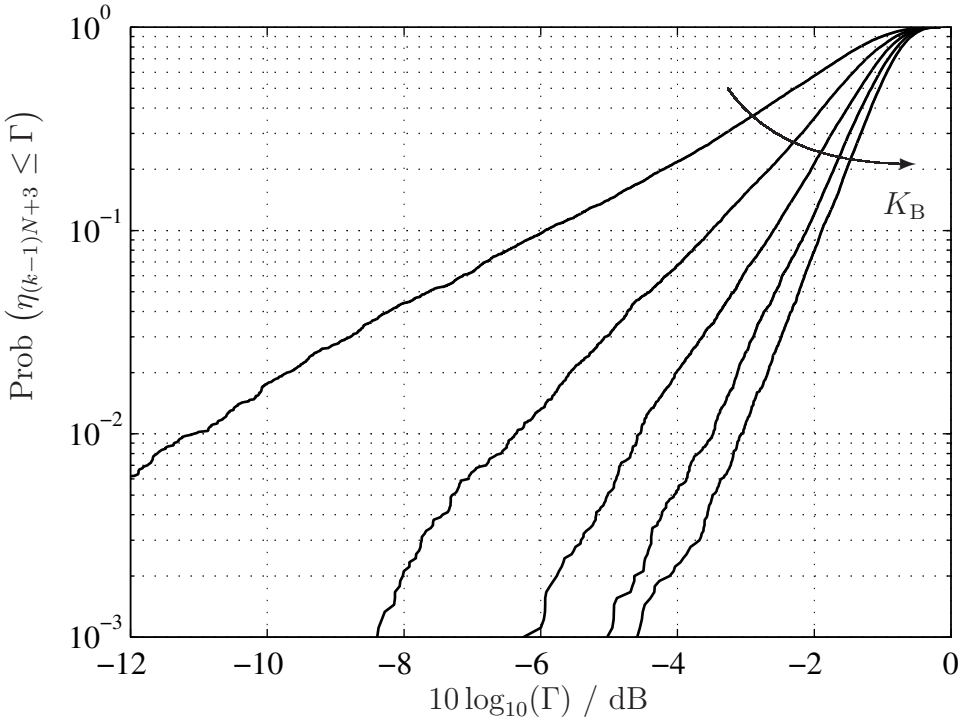

Bild 7.47. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 3$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

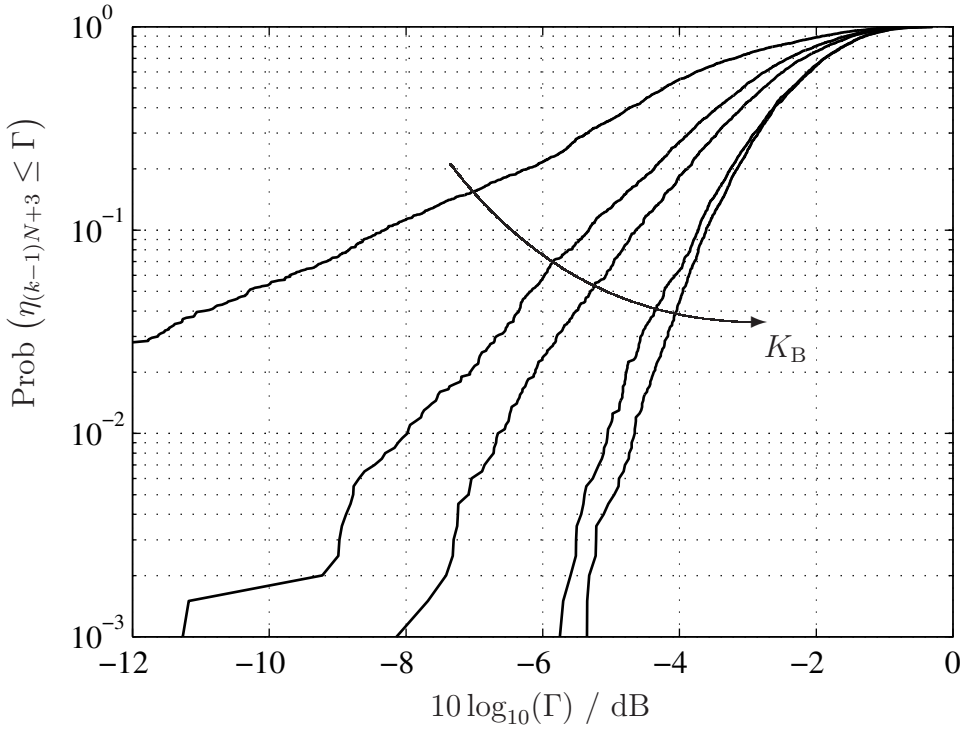

Bild 7.48. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 4$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

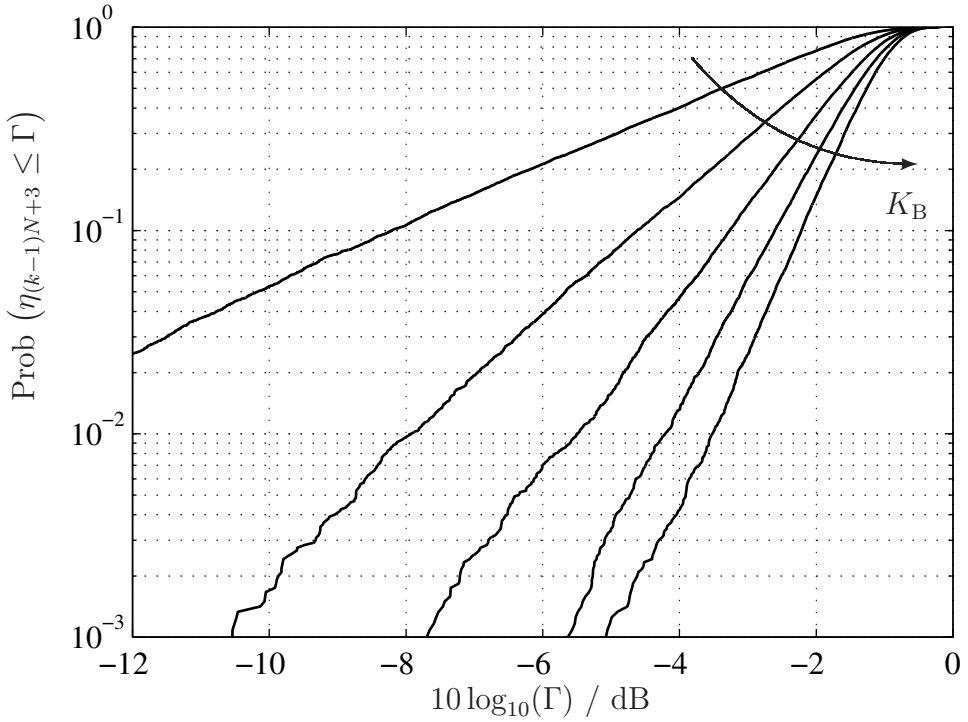

Bild 7.49. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ des kanalorientierten Mehrteilnehmer-MISO-Übertragungssystems mit TxZF-Modulator; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$, $K = 4$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, unkorrelierte Teilkanäle

7.4 Vergleich von TxMF und TxZF

Im vorliegenden Abschnitt 7.4 werden die beiden empfängerorientierten Konzepte TxMF und TxZF verglichen. Dazu wird exemplarisch ein Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystem betrachtet. Die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$, $K = k = 1$, ist nach Bild 7.1 mit den CDMA-Signaturen aus Tabelle 7.2 ausgestaltet. Für die Simulationen werden völlig korrelierte Teilkanäle verwendet und eine Vielzahl an Experimenten durchgeführt. Von Experiment zu Experiment ändert sich, wie auch schon in Abschnitt 7.2 und 7.3 beschrieben, die Kanalrealisierung. In jedem Experiment wird die Energieeffizienz η_3 bestimmt, und nach der Simulation kann man die Verteilungsfunktion $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ darstellen. Die Wahl völlig korrelierter Teilkanäle hat zur Folge, daß wegen (7.7) bis (7.16) die Anzahl K_B der Sendeantennen an der BS keinen Einfluß auf die Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ hat. Deshalb ist für jedes der Konzepte TxMF und TxZF eine einzige Kurve in den Bildern 7.50 bis 7.52 zu sehen.

Den Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ der Bilder 7.50 bis 7.52 kann man entnehmen, daß die beiden Konzepte TxMF und TxZF für unterschiedliche Werte der zeitlichen Spreizung pro Datensymbol Q_s, siehe (7.1), unterschiedliche Performanzen im Sinne der Energieeffizienz η_3 liefern. Der Kurvenverlauf der Verteilungsfunktion $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ des Konzepts TxMF ist in allen drei Bildern näher an 0 dB. Damit erzielt TxMF bessere Werte von η_3 als TxZF. Man kann allerdings auch beobachten, daß mit wachsendem Q_s die Unterschiede immer geringer werden.

Man sollte nicht nur aufgrund der Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ einen Schluß bzgl. der Leistungsfähigkeit der beiden Konzepte TxMF und TxZF ziehen. Deshalb wird im vorliegenden Kapitel 7.4 das SNIR γ_n nach (3.23) betrachtet: Für die Simulationen werden die in Tabelle 7.1 verzeichneten Werte, also N gleich 5 und W gleich 4 verwendet. Somit kann man für jedes übertragene Datensymbol $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots 5$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) ein SNIR γ_n, $n = 1 \ldots 5$, bestimmen. Dazu werden zunächst zwei der zum Bestimmen von γ_n nach (3.23) erforderlichen Anteile, nämlich der

- Nutzanteil $\widehat{\underline{d}}_{\mathrm{nutz},n}$ nach (3.19), und
- Interferenzanteil $\widehat{\underline{d}}_{\mathrm{interferenz},n}$ nach (3.20)

durch Simulationen ermittelt. Sowohl der Nutzanteil $\widehat{\underline{d}}_{\mathrm{nutz},n}$ als auch der Interferenzanteil $\widehat{\underline{d}}_{\mathrm{interferenz},n}$ variieren im Falle des TxMF von Experiment zu Experiment. Der Nutz- und der Interferenzanteil bleiben im Falle des TxZF gleich. Im vorliegenden

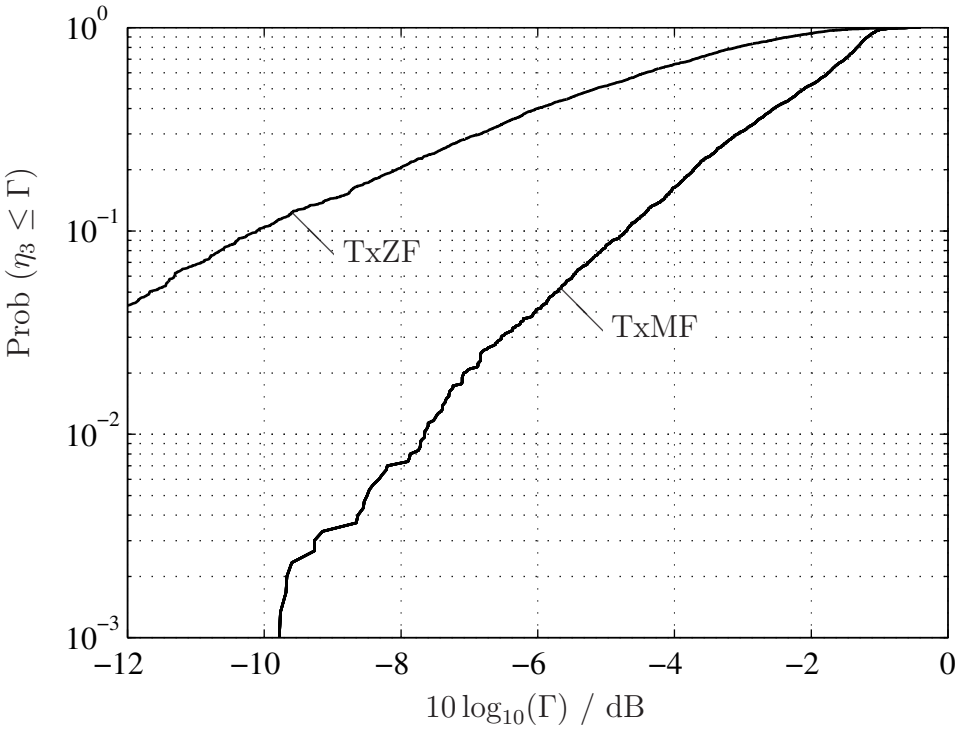

Bild 7.50. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) für TxMF und TxZF in einem Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystem; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 2$, $K_\mathrm{B} = 2, 3, 4, 5, 6$, korrelierte Teilkanäle

Abschnitt 7.4 werde zum Untersuchen des SNIR γ_n, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, ein einziges Experiment durchgeführt. Unter der Annahme, daß die zu übertragenden Datensymbole unkorreliert sind und jeweils den Betrag eins haben, gilt mit (3.3)

$$\sigma_\mathrm{d}^2 = 1, \tag{7.27}$$

und deshalb kann mit (3.23) das SNIR gemäß [Kle96] zu

$$\gamma_n = \frac{\left|[\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}}]_{n,n}\right|^2}{\left\|\left(\left[\left(\overline{\mathrm{diag}}\,(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}})\right)^\mathrm{T}\right]_n\right)^\mathrm{T}\right\|^2 + \left\|\left([\underline{\boldsymbol{D}}^\mathrm{T}]_n\right)^\mathrm{T}\right\|^2 \sigma^2} \tag{7.28}$$

bestimmt werden. Bzgl. Q und Z in (7.28) siehe Unterabschnitt 3.2.1.

In Tabelle 7.7 sind die Werte von $\left|[\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}}]_{n,n}\right|^2$ und $\left\|\left(\left[\left(\overline{\mathrm{diag}}\,(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}})\right)^\mathrm{T}\right]_n\right)^\mathrm{T}\right\|^2$ für ein einziges Experiment, d. h. eine einzige Kanalrealisierung, dargestellt.

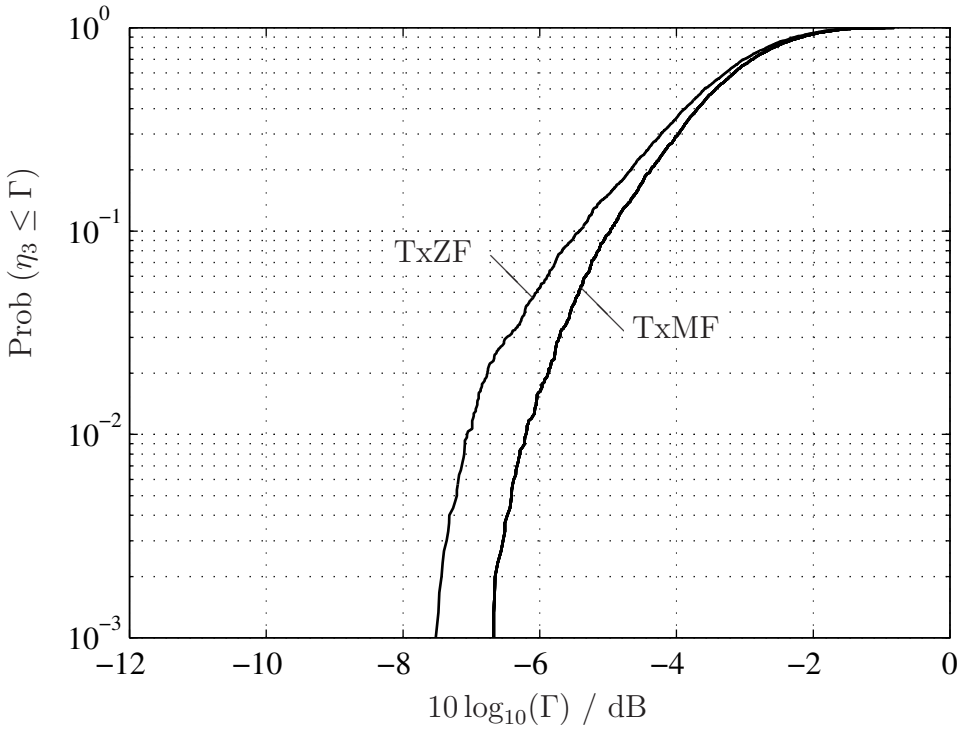

Bild 7.51. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) für TxMF und TxZF in einem Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystem; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 4$,$K_\mathrm{B} = 2$, 3, 4, 5, 6, korrelierte Teilkanäle

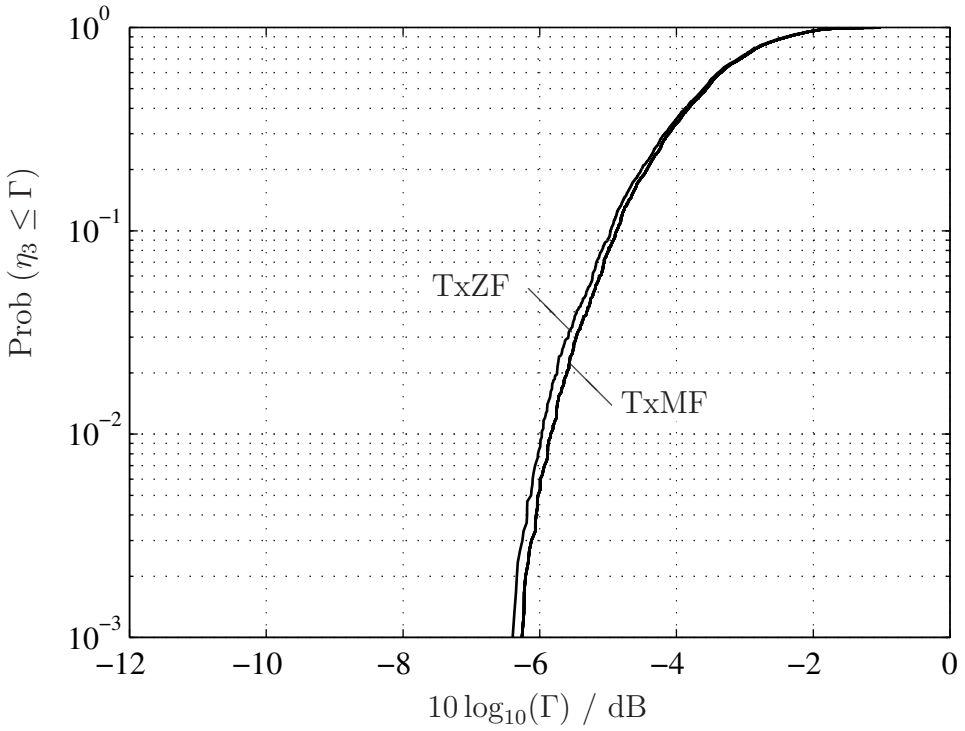

Bild 7.52. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\eta_3 \leq \Gamma$) für TxMF und TxZF in einem Punkt-zu-Punkt-MISO-Übertragungssystem; Parameter: $Q_\mathrm{s} = 8$, $K_\mathrm{B} = 2$, 3, 4, 5, 6, korrelierte Teilkanäle

Anhand der Werte aus Tabelle 7.7 kann man beobachten, daß im Falle des TxZF die Energie

- des Nutzanteils immer gleich eins,
- des Interferenzanteils immer gleich null ist,

und im Falle des TxMF die Energie

- des Nutzanteils mit wachsendem Q_s ansteigt,
- des Interferenzanteils ab $Q_\mathrm{s} \geq 4$ unverändert bleiben.

Die letzte der oben gemachten Beobachtungen ist durch das Verhältnis von Q_s und W zu begründen. In einem Punkt-zu-Punkt-Übertragungssystem ist der auftretende Interferenzanteil durch die auftretende Interferenz zwischen den einzelnen Datensymbolen $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) gegeben. Diese Intersymbolinterferenz (engl. Inter Symbol Interference, ISI) ist mit Q_s und der Einflußlänge $W - 1$ des Kanals qualitativ beschreibbar [Rup93]. Ist Q_s größer als $W - 1$, und dies ist ab Q_s gleich vier der Fall, dann bleibt die verursachte ISI trotz steigendem Q_s gleich.

Mit den Werten aus Tabelle 7.7 und (7.28) kann man in einem nächsten Schritt γ_n, $n = 1 \ldots 5$, für unterschiedliche Werte von σ^2 berechnen. In Bild 7.53 sind die SNIRs γ_3 des dritten Datensymbols $\underline{d}_3$ für Q_s gleich zwei, Q_s gleich vier und Q_s gleich acht dargestellt. Die Interpretation der Kurven in Bild 7.53 erfolgt exemplarisch für den Fall Q_s gleich vier. Zuvor sei angemerkt, daß bei einem fest vorgegebenen Symbolalphabet die Anzahl der Bitfehler mit wachsendem SNIR sinkt, d. h. man erzielt eine relativ gute Qualität der Datenschätzung, wenn das SNIR relativ groß ist. Die gestrichelten Kurven in Bild 7.53 sind die SNIRs abhängig von σ^2 für den Fall Q_s gleich vier. Man kann erkennen, daß sich die Kurvenverläufe des TxMF und des TxZF bei etwa $10\log_{10}(\sigma^2)$ gleich -10 dB schneiden. Das bedeutet, daß bei der gewählten Kanalrealisierung TxMF und TxZF dasselbe SNIR bei $10\log_{10}(\sigma^2)$ gleich -10 dB liefern. Rechts des Schnittpunkts ergibt TxMF größere Werte für das SNIR γ_3 als TxZF, und links des Schnittpunkts liefert TxZF größere Werte für γ_3 als TxMF. Ferner kann man beobachten, daß die Kurve des TxMF für sinkende Werte von $10\log_{10}(\sigma^2)$ gegen einen bestimmten Wert konvergieren, während die Kurve des TxZF linear ansteigt. Entsprechend den Werten aus Tabelle 7.7 wird das SNIR γ_3 bei vernachlässigbar kleinem σ^2 gegen den Wert

$$\lim_{\sigma^2 \to 0} \gamma_3 = \frac{\left|[\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}}]_{n,n}\right|^2}{\sum\limits_{j=1}^{Q} \left|\left[\left(\overline{\mathrm{diag}}\,(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{M}})\right)\right]_{n,j}\right|^2} = \frac{2,259}{0,5084} = 4,443 \triangleq 6,477 \text{ dB} \tag{7.29}$$

n	$\left\lvert[\underline{\boldsymbol{D}}\ \underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}}]_{n,n}\right\rvert^2$		$\sum_{j=1}^{Q}\left\lvert\left[\left(\overline{\mathrm{diag}}\,(\underline{\boldsymbol{D}}\ \underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}})\right)\right]_{n,j}\right\rvert^2$		Q_s
	TxMF	TxZF	TxMF	TxZF	
1	0,745	1,000	0,345	0,000	
2	1,049	1,000	1,133	0,000	
3	1,201	1,000	2,200	0,000	2
4	1,201	1,000	1,624	0,000	
5	1,201	1,000	0,600	0,000	
1	2,069	1,000	0,2765	0,000	
2	2,259	1,000	0,5084	0,000	
3	2,259	1,000	0,5084	0,000	4
4	2,259	1,000	0,5084	0,000	
5	2,259	1,000	0,2765	0,000	
1	5,0423	1,000	0,2765	0,000	
2	5,2327	1,000	0,5084	0,000	
3	5,2327	1,000	0,5084	0,000	8
4	5,2327	1,000	0,5084	0,000	
5	5,2327	1,000	0,2765	0,000	

Tabelle 7.7. Durch Simulation ermittelte Energie des Nutzanteils und des Interferenzanteils nach (7.28)

konvergieren. Untersuchungen, wie sie in Bild 7.53 dargestellt sind, kann man auch für andere Experimente mit anderen Kanalrealisierungen durchführen. Man wird dann für entsprechend andere Werte von σ^2 die Schnittpunkte der Kurvenverläufe erhalten. Dennoch kann man die folgende Aussage treffen: Bezogen auf ein Experiment existiert ein σ^2_fix, bei dem die Performanz in Sinne von γ_3 beider Konzepte TxMF und TxZF gleich ist, und für alle σ^2 größer σ^2_fix liefert TxMF eine bessere Performanz als TxZF. Für alle σ^2 kleiner σ^2_fix ist es umgekehrt.

Um diese Erkenntnisse mit den Beobachtungen der Bilder 7.50 bis 7.52 zu verknüpfen, kann folgendes Fazit gezogen werden: TxMF liefert für Q_s gleich zwei, vier und acht eine bessere Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 als TxZF. Dies ist z. B. für den Fall Q_s gleich zwei auch aus den Werten von $\left\lvert[\underline{\boldsymbol{D}}\ \underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}}]_{n,n}\right\rvert^2$ aus Tabelle 7.7 ersichtlich. Als Preis für das bessere η_3 verursacht TxMF eine mit Interferenz behaftete Datenschätzung und verschlechtert damit das SNIR γ_3. Somit ist bei einem Vergleich

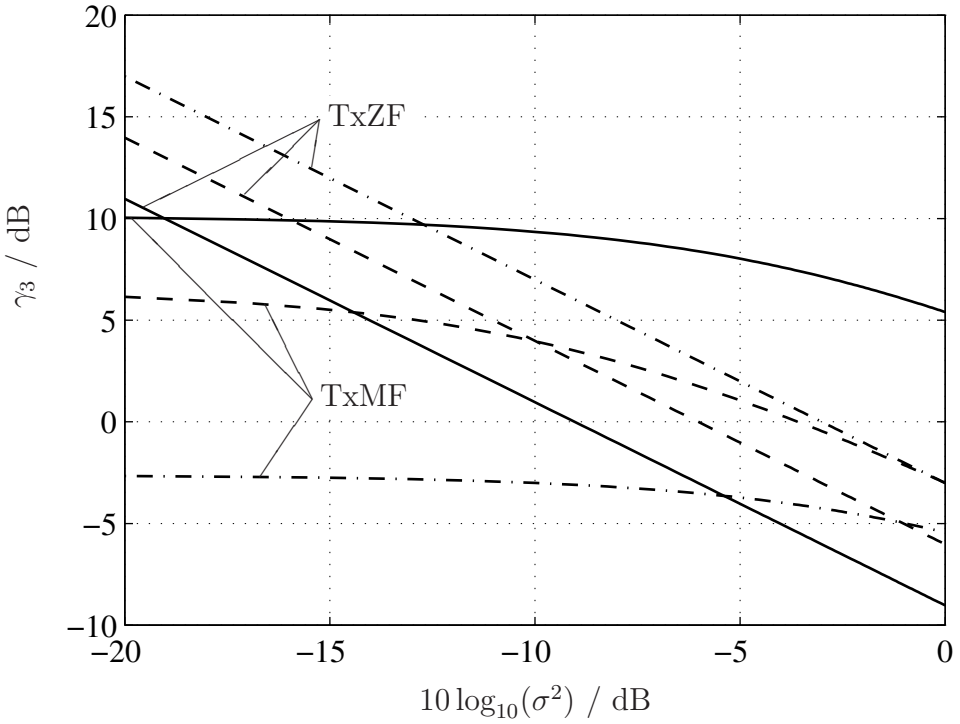

Bild 7.53. Für ein Experiment berechnete Werte des SNIR γ_3 für TxMF und TxZF, für die Parameter $Q_\mathrm{s} = 2$, -·- ; $Q_\mathrm{s} = 4$, - - ; $Q_\mathrm{s} = 8$, —

von Konzepten einer Klasse, im vorliegenden Fall die Empfängerorientierung, zwischen der Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_n, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, und der Performanz im Sinne des SNIR γ_n, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, abzuwägen. Dadurch werden die Betrachtung aus Abschnitt 7.2 und 7.3 keineswegs hinfällig. Man muß beachten, daß sowohl TxZF als auch das kanalorientierte Konzept nach [TQMJ02, BQT+03] keinerlei Interferenzanteile bei der Datenschätzung verursachen.

Kapitel 8

Verbessern senderorientierter Systeme durch Modifikation der Sendesignale nach dem Konzept der Empfängerorientierung

8.1 Grundsätzliche Methodik

Derzeitige Datenübertragungssysteme sind überwiegend empfängerorientiert, vgl. Kapitel 1, d. h. der Algorithmus im Sender ist a priori gegeben und meist sehr einfach gewählt und deshalb ist, um eine gewisse Performanz zu erreichen, der Algorithmus im Empfänger meist sehr aufwendig und rechenintensiv. Bereits anfangs der 90er Jahren begann man, dieses Ungleichgewicht auszugleichen und damit gleichzeitig die Performanz zu erhöhen. Dies geschah dadurch, daß man auch den Sender mit intelligenten Algorithmen versah. Ist der Sender mit mehreren Antennen ausgestattet, so sind Strahlformungsalgorithmen [God97a, God97b, MM80, BBS97] der naheliegende Ansatz, um die Performanz bestehender senderorientierter Systeme zu verbessern. Verfahren zur Strahlformung sind der Klasse der räumlichen Sendesignalvorverarbeitung zuzuordnen [MM80], bei denen bestimmte Signalanteile des Sendesignals $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (3.4) in bestimmte Richtungen abgestrahlt werden [Pap00, Lu00]. Ein anderes, im vorliegenden Kapitel 8 verfolgtes Verfahren zum Verbessern der Performanz senderorientierter Systeme ist die Kombination der Konzepte Sender- und Empfängerorientierung. Exemplarisch wird diese Kombination mit dem senderorientierten RxZF-Demodulator und dem empfängerorientierten TxZF-Modulator, vgl. Unterabschnitte 3.3.3 und 3.4.3, erläutert. Ferner werde zum Beschreiben des kombinierten Konzepts eine Mehrteilnehmer-Abwärtsstrecke angenommen. Für die im vorliegenden Kapitel 8 dargestellten Simulationsergebnisse werden die in Tabelle 8.1 angegebenen Werte angenommen. Um sich von den eingangs erwähnten Strahlformungsalgorithmen abzugrenzen, wird eine Mehrteilnehmer-SISO-Struktur für die Abwärtsstrecke eines Mobilfunkübertragungssystems angenommen, d. h. die BS und jede der K MSen hat eine einzige Sende- bzw. Empfangsantenne, siehe Tabelle 8.1.

Wie bereits in Abschnitt 3.3.3 erläutert, basiert der RxZF-Demodulator auf der Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ und der Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$. Im Falle herkömmlicher TD-CDMA-Mobilfunksysteme basiert diese Modulatormatrix, im folgenden $\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}$ genannt, auf CDMA-Signaturen, vgl. Tabelle 7.2. Die Struktur der Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}$ ist fest

Parameter	Wert	Bemerkung
$N^{(k)} = N$	5	Anzahl der Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \ldots N^{(k)}$, in $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$ nach (5.2)
$Q_{\mathrm{s}}^{(k)} = Q_{\mathrm{s}}$	16	Dimension der zeitlichen Spreizung pro Datensymbol; siehe (7.1)
K_{B}	1	Anzahl der Sendeantennen (Mehrteilnehmer-SISO-Struktur)
W	4	siehe Kapitel 2

Tabelle 8.1. Parameter der für die in Abschnitt 8.3 dargestellten Simulationsergebnisse

[Kle96] und sei an jeder MS k, $k = 1 \ldots K$, bekannt. Sind nun die in $\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}}$ enthaltenen CDMA-Signaturen zwischen der BS und den K MSen vereinbart worden, dann kann man davon ausgehen, daß die Kenntnis der Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}}$ an jeder MS vorhanden ist. In einem nächsten Schritt kann man annehmen, daß an der MS k, $k = 1 \ldots K$, durch Kanalschätzung [Ste95] die MS-spezifische Kanalimpulsantwort $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,1)}$, im folgenden $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k)}$ genannt, bekannt sei und damit die MS-spezifische Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$ analog zu Bild 4.3 zur Verfügung steht. Mit $\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}}$ und $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$ ergibt sich, vgl. Abschnitt 5.4, die Demodulatormatrix

$$\underline{\boldsymbol{D}}'^{(k)} = \left(\left(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}} \right)^{-1} \left(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}} \right)^{\mathrm{H}}, \; k = 1 \ldots K. \tag{8.1}$$

Der nun folgende Zusammenhang ist ebenfalls in Abschnitt 5.4 diskutiert, wird aber dennoch hier rekapituliert und mathematisch beschrieben: Mit $\underline{\boldsymbol{D}}'^{(k)}$ nach (8.1) ergibt sich an jeder MS k die Schätzung

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{\boldsymbol{d}}} &= \underline{\boldsymbol{D}}'^{(k)} \underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}} \, \underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{D}}'^{(k)} \underline{\boldsymbol{n}}^{(k)} \\ &= \underline{\boldsymbol{d}} + \underline{\boldsymbol{D}}'^{(k)} \underline{\boldsymbol{n}}^{(k)}, \; k = 1 \ldots K, \end{aligned} \tag{8.2}$$

des Datenvektors. Im folgenden sind $[\cdot]_j^i$ die Zeilen i bis j der Matrix in der eckigen Klammer. Damit ist der für das Schätzen von $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$ nach (5.2) relevante Teil der Matrix $\underline{\boldsymbol{D}}'^{(k)}$

$$\underline{\boldsymbol{D}}_{\mathrm{b}}^{(k)} = \left[\left(\left(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}} \right)^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}} \right)^{-1} \left(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{fix}} \right)^{\mathrm{H}} \right]_{kN}^{(k-1)N+1}, \; k = 1 \ldots K. \tag{8.3}$$

Aus $\underline{\boldsymbol{D}}_{\mathrm{b}}^{(k)}$ nach (8.3) ergibt sich gemäß Bild 5.3 die Demodulatormatrix

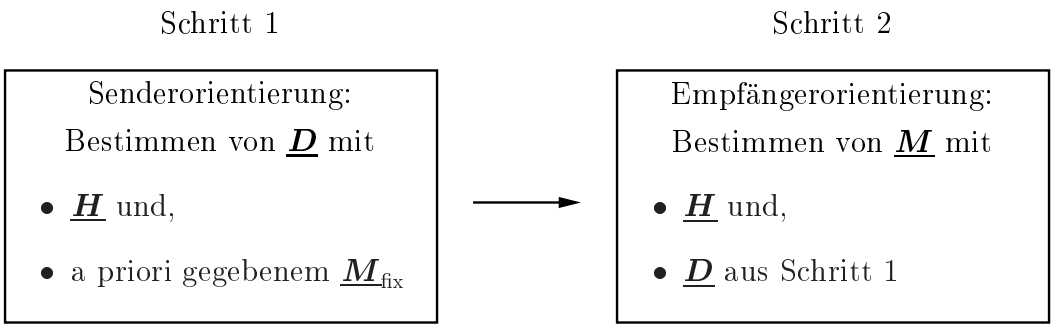

Bild 8.1. Zweischrittiges Verfahren: Kombinieren von sender- und empfängerorientiertem Verfahren

$$\underline{\boldsymbol{D}} = \text{blockdiag}\left(\underline{\boldsymbol{D}}_{\text{b}}^{(1)} \ldots \underline{\boldsymbol{D}}_{\text{b}}^{(K)}\right). \tag{8.4}$$

Mit der so gewonnenen Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ nach (8.4) und der Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ nach Bild 4.4 kann man gemäß (3.89) in einem nächsten Schritt eine TxZF-Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ bestimmen. Damit verbunden ist die Hoffnung, die Vorteile des TxZF-Modulators, vgl. Unterabschnitt 3.4.3, in einem bestehenden senderorientierten System zu nutzen, d. h. bei gegebener Sendeenergie T_n die entsprechende nutzbare Energie R_n zu maximieren.

Die Kombination von sender- und empfängerorientierten Konzepten ist ein zweischrittiges Verfahren, das in Bild 8.1 veranschaulicht wird. Dabei ist es wichtig zu erwähnen, daß bei einer Kombination von Sender- und Empfängerorientierung die senderorientierten Algorithmen in den Empfängern der K MSen "im Glauben gelassen werden", es handele sich bei der verwendeten Modulatormatrix um eine a priori vorgegebene Matrix $\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}$. Tatsächlich verwendet man allerdings eine nach einem empfängerorientierten Verfahren bestimmte Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$.

Nach Meinung des Verfassers muß ein Konzept, das aus der Kombination von Sender- und Empfängerorientierung besteht, der in Abschnitt 1.1 eingeführten Klasse der Kanalorientierung zugeordnet werden, weil sowohl im Sender als auch im Empfänger Kanalinformation vorhanden ist. Diese Kanalinformation wird sowohl im Sender als auch im Empfänger zur möglichst günstigen Gestaltung der Sende- bzw. Empfangsalgorithmen eingesetzt. Die Frage, ob das in diesem Kapitel 8 umrissene kanalorientierte Konzept ein optimales in bezug auf die Performanz im Sinne der Energieeffizienz η_3 ist, kann durch einen Vergleich des kombinierten Konzepts mit dem in Kapitel 7 untersuchten kanalorientierten Konzept nach [TQMJ02, BQT+03] verneint werden.

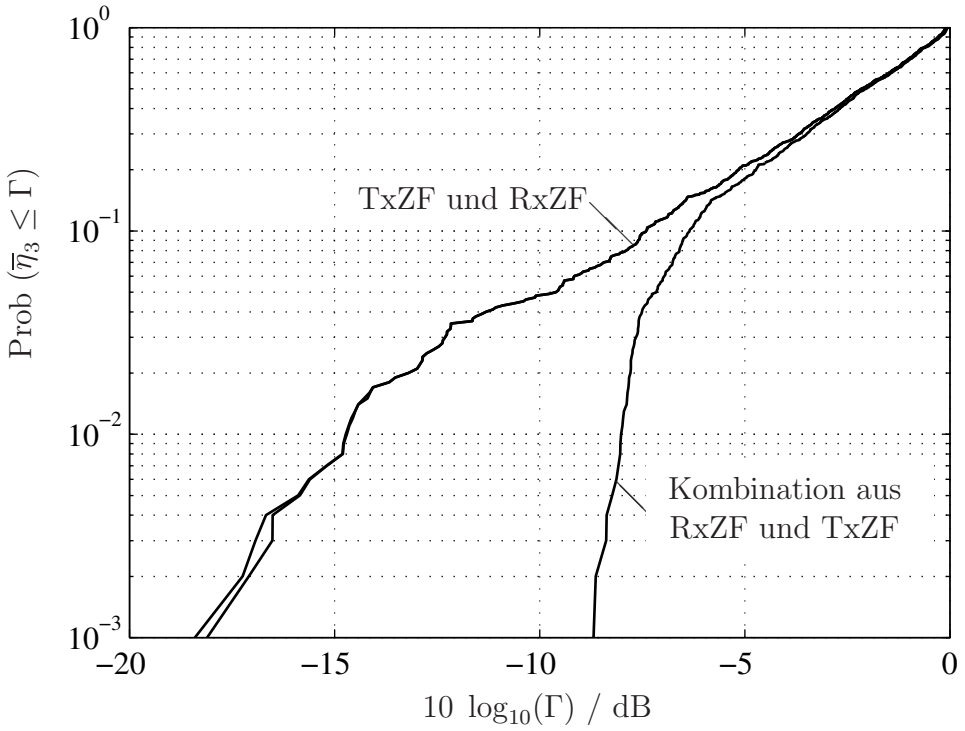

Bild 8.2. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob$(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$ eines Mehrteilnehmer-SISO-Übertragungssystems mit den drei Konzepte RxZF, TxZF und Kombination aus RxZF und TxZF, siehe S.122; Parameter nach Tabelle 8.1 und $K = 1$

8.2 Energieeffizienz des kombinierten Systems

Für das in Abschnitt 8.1 umrissene kombinierte Konzept gilt die Energieeffizienz η_n nach (3.65), d. h.

$$\begin{aligned} \eta_n &= f\left(\underline{\boldsymbol{F}}, \underline{\boldsymbol{G}}\right) \\ &= \left| \sum_{q=1}^{G} \sqrt{\widetilde{\lambda}_q}\, \underline{g}_{n,\,q}\, \underline{f}_{q,\,n} \right|^2, \; n = 1 \ldots N_\mathrm{t}. \end{aligned} \tag{8.5}$$

Bzgl. G in (8.5) siehe (3.30). Für die Normierung der Matrizen $\underline{\boldsymbol{M}}$, $\underline{\boldsymbol{H}}$ und $\underline{\boldsymbol{D}}$ gelten die in Abschnitt 5.5 getroffenen Vereinbarungen. Mit Simulationen wird im folgenden Abschnitt 8.3 das kombinierte System beurteilt.

8.3 Simulationsergebnisse

Die für das senderorientierte Konzept zu wählenden CDMA-Signaturen werden aus Tabelle 7.2 entnommen. Bei einem Übertragungssystem mit Mehrteilnehmer-SISO-

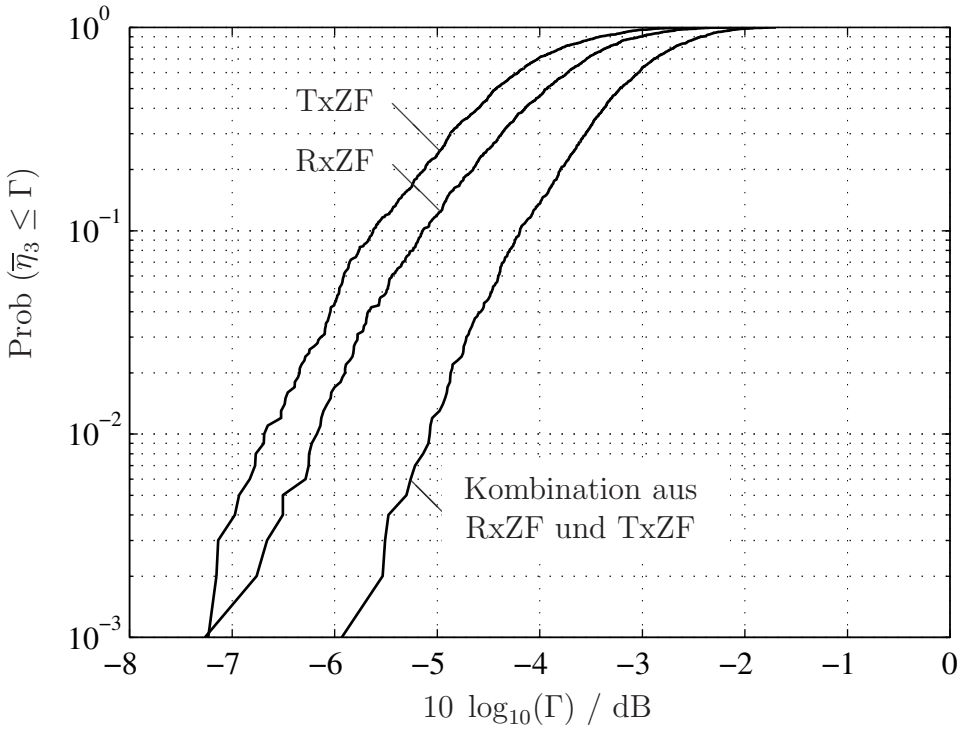

Bild 8.3. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) eines Mehrteilnehmer-SISO-Übertragungssystems mit den drei Konzepte RxZF, TxZF und Kombination aus RxZF und TxZF, siehe S.122; Parameter nach Tabelle 8.1 und $K = 8$

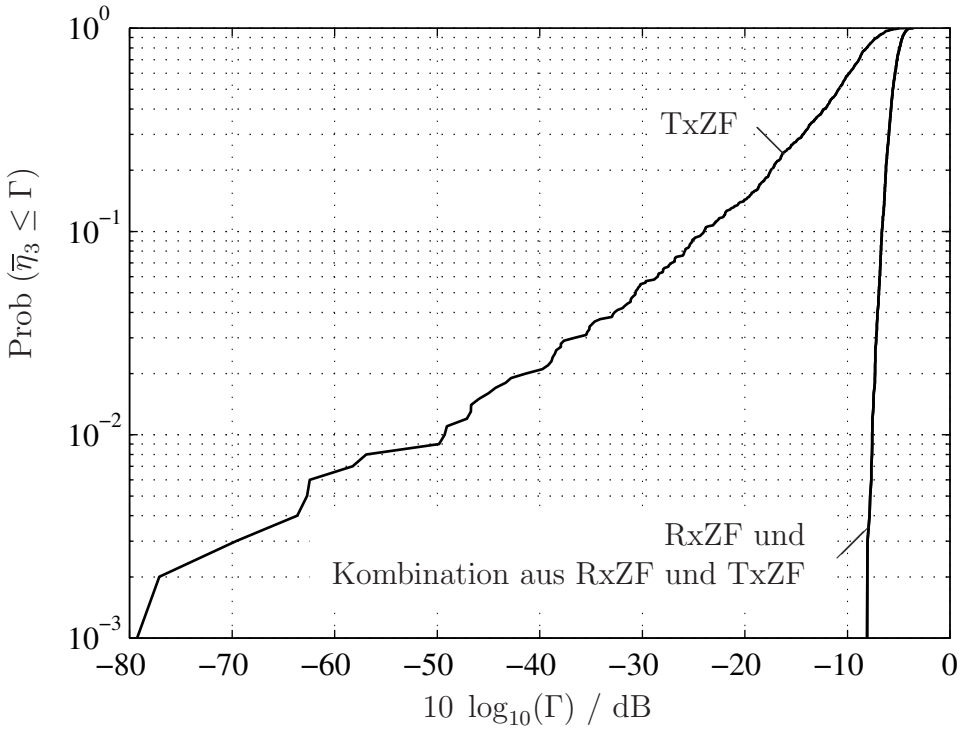

Bild 8.4. Durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen Prob($\overline{\eta}_3 \leq \Gamma$) eines Mehrteilnehmer-SISO-Übertragungssystems mit den drei Konzepte RxZF, TxZF und Kombination aus RxZF und TxZF, siehe S.122; Parameter nach Tabelle 8.1 und $K = 16$

Struktur ist die Wahl des Kanalmodells wegen K_{B} gleich 1 ohne Belang, vgl. Abschnitt 7.2. Genau wie in Kapitel 7 beschrieben, werden auch für dieim vorliegenden Kapitel 8 behandelten Simulationen eine Vielzahl von Experimenten durchgeführt. Von Experiment zu Experiment verändern sich die MS-spezifischen Kanalimpulsantworten $\underline{\boldsymbol{h}}^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, und damit die MS-spezifischen Kanalfaltungsmatrizen $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$.

Die Bilder 8.2 bis 8.4 zeigen die Simulationsergebnisse, für jeweils ein

- senderorientiertes System mit RxZF-Demodulatoren in den Empfängern der K MSen (RxZF),
- empfängerorientiertes System mit einem TxZF-Modulator im Sender der BS (TxZF), und
- ein System mit RxZF-Demodulatoren in den Empfängern der K MSen und einem TxZF im Sender der BS (Kombination aus RxZF und TxZF)

dargestellt. Die Kurven in Bild 8.2 sind die Verteilungsfunktionen $\mathrm{Prob}(\eta_3 \leq \Gamma)$ des dritten Datensymbols $\underline{d}_3$ aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) für die obengenannten Systeme. Ein Vergleich dieser Kurven zeigt, daß in einem System mit einem einzigen Teilnehmer, K gleich eins, die Senderorientierung und Empfängerorientierung die gleiche Performanz bzgl. der Energieeffizienz η_3 liefern. Die Energieeffizienz η_3 des kombinierten Konzepts ist höher als diejenige der Konzepte RxZF und TxZF. Es zeigt sich, daß mit dem im vorliegenden Kapitel 8 vorgeschlagenen kombinierten Konzept ein Verbessern eines senderorientierten Systems möglich ist. Allen drei Kurvenverläufe in Bild 8.2 ist gemein, daß sie bei einer Höhe von 100 % beim Wert 0 dB beginnen, d. h. es existiert mindestens ein Experiment, bei dem alle drei Konzepte die optimale Performanz in Sinne der Energieeffizienz η_3 erreichen können. Ferner ist bei RxZF und TxZF der Kurvenverlauf relativ flach, d. h. die Varianz von η_3 ist relativ hoch. Beim kombinierten Konzept ist diese Varianz deutlich geringer.

Für die drei obengenannten Konzepte ist in den Bildern 8.3 und 8.4 die Verteilungsfunktion $\mathrm{Prob}(\overline{\eta}_3 \leq \Gamma)$, mit $\overline{\eta}_3$ nach (7.26) dargestellt. Ein Vergleich der Kurven in Bild 8.3 zeigt, daß in einem System mit halber Systemlast, d. h. K gleich 8 und Q_{s} gleich 16, siehe Tabelle 8.1

- der RxZF-Demodulator ein höheres $\overline{\eta}_3$ ergibt als der TxZF-Modulator, vgl. Kapitel 6, und

- durch die Kombination von Sender- und Empfängerorientierung die Performanz des senderorientierten Konzepts verbessert werden kann.

Der Abstand der Kurven in Bild 8.3 in der Höhe 50 % beträgt zwischen TxZF und RxZF ca. $0,5$ dB und zwischen RxZF und Kombination aus RxZF und TxZF ca. 0,7 dB.

In Bild 8.4 kann man für volle Systemlast, d. h.

$$K = Q_{\mathrm{s}} = 16, \tag{8.6}$$

die folgenden Beobachtungen machen:

- Die Kurven des TxZF-Modulators und des RxZF-Demodulators haben in der Höhe 50 % einen Abstand von ca. 5 dB, und
- die Kurven des RxZF-Demodulators und die des kombinierten Konzepts sind deckungsgleich.

Die Beobachtung, daß sowohl im Fall nach Bild 8.3 als auch im Fall Bild 8.4 mit dem RxZF-Demodulator eine bessere Performanz erreicht wird als mit dem TxZF-Modulator, bestätigt die in Kapitel 6 getroffene Aussage, daß in Systemen mit einer Mehrteilnehmer-SISO-Struktur mit der Senderorientierung eine bessere Performanz zu erreichen ist als mit der Empfängerorientierung. Die Tatsache, daß in Bild 8.4 die Kurven von RxZF und Kombination aus RxZF und TxZF übereinander liegen, wird im folgenden durch eine mathematische Analyse untermauert: Durch Einsetzen von (3.12) und (3.16) in (3.17) ergibt sich für den Fall $\underline{\boldsymbol{n}}$ gleich $\mathbf{0}$ die Beziehung

$$\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}} = \underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{t}}, \tag{8.7}$$

die man nach $\underline{\boldsymbol{t}}$ auflösen muß, um eine Lösung für die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ zu erhalten. Für das Produkt $\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}$ in (8.7) ergibt eine $KN \times Q_{\mathrm{t}}$-Matrix. Mit den Werten aus Tabelle 8.1, K gleich 16 und (7.1) ist

$$KN = Q_{\mathrm{s}}N = Q_{\mathrm{t}} = 80, \tag{8.8}$$

und somit ist $\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}$ eine quadratische Matrix. Deshalb kann die Modulatormatrix

$$\underline{\boldsymbol{M}} = (\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}})^{-1} \tag{8.9}$$

durch eine Matrixinversion ermittelt werden und muß nicht, wie in Unterabschnitt 3.4.1 dargestellt, mit der Pseudo-Inversen [Mar87] ermittelt werden, vgl. [BMWT00]. Da das

Gleichungssystem nach (8.7) eindeutig bestimmt ist, liegt die Vermutung nahe, daß mit der TxZF-Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ solch ein Sendesignal erzeugt wird, wie es sich auch mit der Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}$ ergäbe. Dann ließen sich die in Bild 8.4 identischen Kurvenverläufe für RxZF und Kombination aus RxZF und TxZF erklären. Um diese Vermutung zu bekräftigen, wird die Matrix

$$\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}} = \begin{bmatrix} \underline{\boldsymbol{D}}_{\text{b}}^{(1)}\underline{\boldsymbol{H}}^{(1)} \\ \vdots \\ \underline{\boldsymbol{D}}_{\text{b}}^{(K)}\underline{\boldsymbol{H}}^{(K)} \end{bmatrix} \tag{8.10}$$

näher untersucht. Für die MS k gilt

$$\begin{aligned}
\underline{\boldsymbol{D}}_{\text{b}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} &= \left[\left(\left(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}\right)^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}\right)^{-1}\left(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}\right)^{\text{H}}\right]_{kN}^{(k-1)N+1}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \\
&= \left[\left(\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)^{\text{H}}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}\right)^{-1}\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)^{\text{H}}}\right]_{kN}^{(k-1)N+1}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)} \\
&= \left[\left(\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{\text{H}}\left(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)^{\text{H}}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\right)\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}\right)^{-1}\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)^{\text{H}}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\right]_{kN}^{(k-1)N+1} \\
&= \left[\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{-1}\left(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)^{\text{H}}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\right)^{-1}\left(\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{\text{H}}\right)^{-1}\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{\text{H}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)^{\text{H}}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\right]_{kN}^{(k-1)N+1} \\
&= \left[\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{-1}\right]_{kN}^{(k-1)N+1}.
\end{aligned} \tag{8.11}$$

Mit (8.11) läßt sich (8.10) als

$$\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}} = \begin{bmatrix} \left[\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{-1}\right]_{N}^{1} \\ \vdots \\ \left[\underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{-1}\right]_{KN}^{(K-1)N+1} \end{bmatrix} = \underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}^{-1} \tag{8.12}$$

darstellen. Wegen (8.6), (8.9) und (8.12) ergibt sich mit dem TxZF-Modulator die Modulatormatrix

$$\underline{\boldsymbol{M}} = \left(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\right)^{-1} = \underline{\boldsymbol{M}}_{\text{fix}}. \tag{8.13}$$

Kapitel 9

Koexistenz sender- und empfängerorientierter Systeme

9.1 Motivation

In Kapitel 8 ist gezeigt, daß es möglich ist, senderorientierte Systeme durch Empfängerorientierung weiter zu verbessern. Offen ist allerdings die Frage, wie zu verfahren ist, wenn in einem System neben den etablierten und durch die Standardisierung unterstützten Empfängern mit senderorientierten Algorithmen auch neuartige einfache Empfänger mit a priori festgelegten Empfängeralgorithmen versorgt werden sollen. Solch ein Szenario wird im folgenden beschrieben:

- Es werden N_t Datensymbole, siehe (5.2) und (5.3), an eine Anzahl von K MSen über die Abwärtsstrecke eines Mobilfunksystems übertragen.
- Die K MSen bilden die Menge $\mathbb{M}$ aller zu versorgenden MSen , siehe Bild 9.1, wobei ein Teil der K MSen einem senderorientierten System zugeordnet sei. Diese bilden die Teilmenge $\mathbb{M}_\mathrm{Tx}$. Ein anderer Teil der K MSen bildet die Teilmenge $\mathbb{M}_\mathrm{Rx}$, weil man sie einem empfängerorientierten System zuordnen kann. Es gilt

$$\mathbb{M} = \mathbb{M}_\mathrm{Tx} \cup \mathbb{M}_\mathrm{Rx}. \tag{9.1}$$

- Mit der Zuordungsrelation

$$k \mapsto s(k), s(k) \in \{\mathrm{Rx},\ \mathrm{Tx}\} \tag{9.2}$$

  werden die K MSen aus $\mathbb{M}$ den Teilmengen

$$\mathbb{M}_\mathrm{Tx} = \{k | s(k) = \mathrm{Tx}\} \tag{9.3}$$

  und

$$\mathbb{M}_\mathrm{Rx} = \{k | s(k) = \mathrm{Rx}\} \tag{9.4}$$

  eindeutig zugeordnet, siehe Bild 9.1.

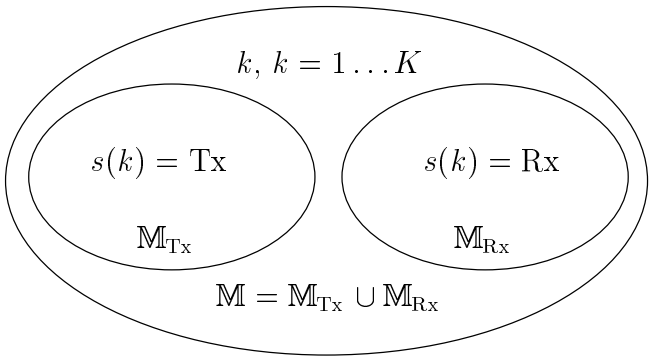

Bild 9.1. Mengenformalismus für koexistierende MSen mit unterschiedlichen Empfängeralgorithmen

Eine Möglichkeit der Koexistenz von sender- und empfängerorientierten Systemen ist der nebenläufige Betrieb. Dieser wird im Rahmen des vorliegenden Abschnitts 9.1 kurz erläutert: Unter der Annahme, daß für die Datenübertragung mehrere Frequenzschlitze oder Zeitschlitze [3GP01] zur Verfügung stehen, kann man diese den sender- bzw. empfängerorientierten Systemen zuweisen und dadurch die Senderorientierung und die Empfängerorientierung separieren. Man kann zunächst durch die Verfahren

- frequenzschlitzbasiertes Separieren, siehe Bild 9.2, und
- zeitschlitzbasiertes Separieren, siehe Bild 9.3,

einen nebenläufigen Betrieb von sender- und empfängerorientierten Systemen erreichen. Dabei ist es auch möglich, beide Verfahren zu kombinieren, siehe Bild 9.4. Ferner kann man die in Abschnitt 8.1 erwähnten Verfahren zur Strahlformung verwenden, um die den sender- bzw. empfängerorientierten Systemen zugehörigen Sendesignalanteile räumlich zu trennen und damit durch das Verfahren

- räumliches Separieren, siehe Bild 9.5,

den nebenläufigen Betrieb von Sender- und Empfängerorientierung zu ermöglichen. Letzteres Verfahren setzt allerdings voraus, daß eine ausreichende Anzahl K_{B} von Sendeantennen an der BS zur Verfügung steht, und daß die den Teilmengen $\mathbb{M}_{\mathrm{Tx}}$ und $\mathbb{M}_{\mathrm{Rx}}$ zugehörigen MSen ausreichend weit voneinander entfernt sind.

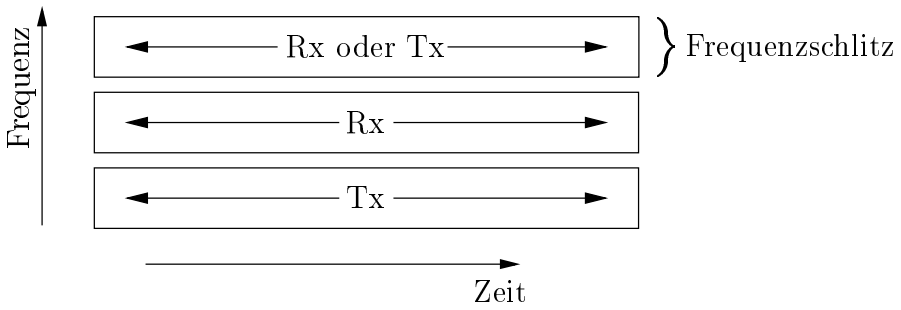

Bild 9.2. Frequenzschlitzbasiertes Separieren der Empfängerorientierung (Rx) und Senderorientierung (Tx)

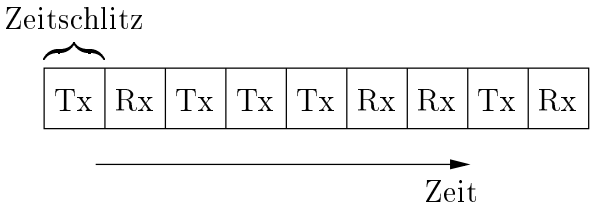

Bild 9.3. Zeitschlitzbasiertes Separieren der Empfängerorientierung (Rx) und Senderorientierung (Tx)

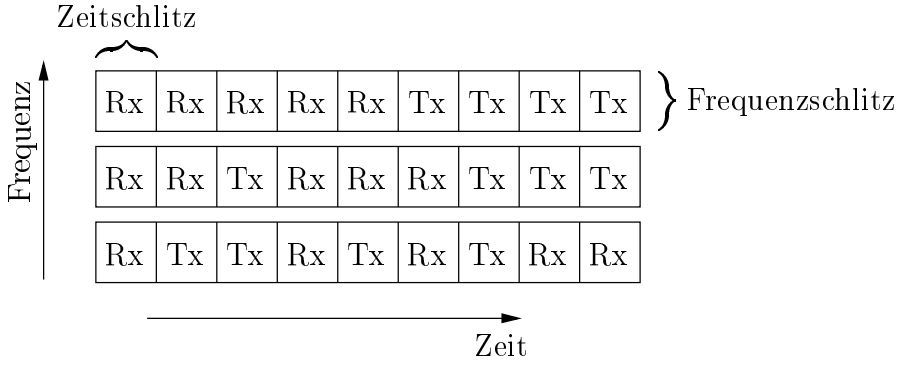

Bild 9.4. Frequenz- und Zeitschlitzbasiertes Separieren der Empfängerorientierung (Rx) und Senderorientierung (Tx)

In Mobilfunksystemen der dritten Generation werden über die Vergabe von Frequenz- bzw. Zeitschlitzen bereits andere Aufgaben gelöst, wie z. B. dynamische Kanalvergabe (Dynamic Channel Allocation, DCA) [KN96, 3GP00a] zum Verbessern der Systemperformanz bzw. das Unterscheiden zwischen Aufwärts- und Abwärtsstreckenübertragung in TDD-Systemen [3GP00d]. Das Problem der Koexistenz sender- und empfängerorientierter Systeme läßt sich auf das Problem reduzieren, daß die Datenübertragung für alle K MSen gewährleistet werden muß, obwohl die Empfänger der einzelnen MSen entweder $\mathbb{M}_{\mathrm{Tx}}$ oder $\mathbb{M}_{\mathrm{Rx}}$ zugehörig sind. Deshalb wird in Abschnitt 9.2 der symbiotische Betrieb von sender- und empfängerorientierten Systemen beschrieben. Dabei bedeutet der symbiotische Betrieb, daß zum Versorgen aller K MSen derselbe Frequenz- und Zeitschlitz verwendet wird wird.

9.2 Symbiotischer Betrieb von TxZF und RxZF

Zunächst werde angenommen, daß zwei unterschiedliche Typen von Empfängern, siehe Tabelle 9.1, im gleichen Frequenz- und Zeitschlitz versorgt werden sollen. Im Sender bestimmt man die Modulatormatrix $\underline{\boldsymbol{M}}$ analog zu (3.97). Dazu seien die Kanalfaltungsmatrix $\underline{\boldsymbol{H}}$ nach (4.4) und die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ im Sender als bekannt vorausgesetzt. In Abschnitt 5.3 wurde bereits gezeigt, daß die Demodulatormatrix $\underline{\boldsymbol{D}}$ aus den MS-spezifischen Demodulatormatrizen $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ besteht. Diese werden nun, je nachdem, welchen Empfängertyp die MS k, $k = 1 \ldots K$ verwendet, gemäß Tabelle 9.1 gewählt. Bei dieser Vorgehensweise wird erneut das Prinzip der Empfängerorientierung verdeutlicht, weil mit einem TxZF-Modulator ein Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ nach (3.4) erzeugt wird, mit dem man MSen versorgen kann, die unterschiedliche Empfänger verwenden. Ferner läßt sich diese Vorgehensweise gedanklich auch auf Empfänger unterschiedlicher Mobilfunksysteme, z. B. GSM, WLAN und UMTS, erweitern. Kann man die linearen Algorithmen der Empfänger durch MS-spezifische Demodulatormatrizen $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$, $k = 1 \ldots K$, beschreiben und sind diese und die MS- und antennenelementspezifischen Kanalfaltungsmatri-

Empfängertyp	Teilmenge	Beschreibung
I	$\mathbb{M}_{\mathrm{Tx}}$	RxZF-Demodulator eines senderorientierten Systems; $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ nach Bild 5.2
II	$\mathbb{M}_{\mathrm{Rx}}$	CDMA-Signatur basiertes Filter eines empfängerorientierten Systems; $\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$ nach Bild 7.1

Tabelle 9.1. Unterschiedliche gleichzeitig zu versorgende Empfängertypen

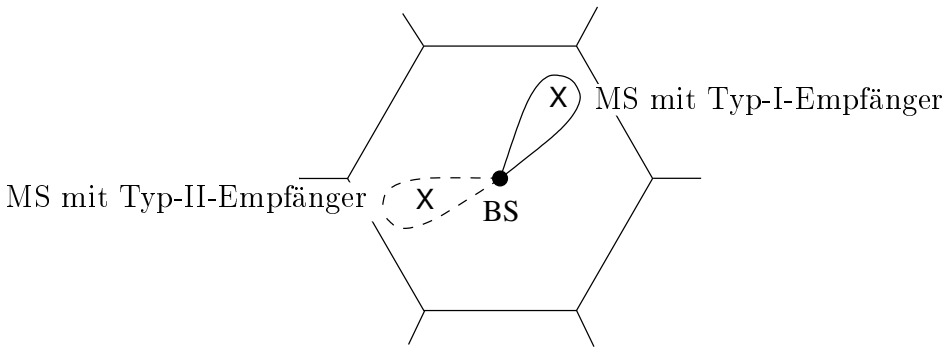

Bild 9.5. Räumliches Separieren derjenigen Sendesignalanteile, die zum Versorgen der unterschiedlichen Empfängertypen, siehe Tabelle 9.1, verwendet werden

zen $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,k_{\mathrm{B}})}$, $k = 1 \ldots K$, $k_{\mathrm{B}} = 1 \ldots K_{\mathrm{B}}$, nach Bild 4.3 an der BS bekannt, dann kann man mit einem TxZF-Modulator eine Sendesignal erzeugen, das die K MSen der unterschiedlichen Mobilfunksysteme versorgt. Dabei sei vorausgesetzt, daß die BS durch geeignete technische Ausstattung, z. B. Oszillatoren, Filter, Antennen, etc., in der Lage ist, auf mehreren den unterschiedlichen Mobilfunksystemen eigenen Frequenzen zu senden. Einzig und allein ausschlaggebend für eine erfolgreiche Sendesignalerzeugung mit einem TxZF-Modulator ist im mathematischen Sinne die Bestimmtheit des zu lösenden Systems nach (8.7). Die Idee, mehrere Standards mit einem Algorithmus zu bedienen, wird derzeit und wurde im Jahr 2002 unter maßgeblicher Mitwirkung des Verfassers in dem IST(Information Society Technologies) EU-Projekt *FLOWS* (Flexible Convergence of Wireless Standards and Services) untersucht und vorangetrieben.

Kapitel 10
Zusammenfassung

10.1 Deutsch

Empfängerorientierte Übertragungsverfahren sind dadurch gekennzeichnet, daß der im Sender zu verwendende Signalverarbeitungsalgorithmus an den im Empfänger verwendeten Signalverarbeitungsalgorithmus angepaßt ist. Dies geschieht meist mit zusätzlicher Kanalinformation, die nur am Sender und nicht am Empfänger verfügbar ist. In empfängerorientierten Systemen kann man besonders einfache Algorithmen in den Empfängern realisieren, die im Falle einer Abwärtsstreckenübertragung eines Mobilfunksystems, in den Mobilstationen sind. Dies ist mit geringen Produktionskosten und geringem Energieverbrauch der Mobilstationen verbunden. Um dennoch eine gewisse Güte der Datenübertragung zu gewährleisten, wird bei der Empfängerorientierung mehr Aufwand in der Feststation des Mobilfunksystems betrieben. Die derzeit verwendeten und für die dritte Mobilfunkgeneration (UMTS) vorgesehenen Übertragungsverfahren sind senderorientiert. Das bedeutet, daß der Signalverarbeitungsalgorithmus im Empfänger an den Signalverarbeitungsalgorithmus des Senders angepaßt ist. Auch bei der Senderorientierung wird meist die Kanalinformation in den Anpassungsprozeß im Empfänger einbezogen. Zum Gewinnen der Kanalinformation sind Testsignale notwendig, anhand der die Kanalinformation geschätzt werden kann. Solche Testsignale können in der Abwärtsstrecke eines empfängerorientierten Mobilfunksystems entfallen. Anstelle der Testsignale kann man Daten übertragen und somit die Datenrate im Vergleich zu senderorientierten Systemen erhöhen. Um die Performanz von Übertragungsverfahren beurteilen zu können, sind geeignete Kriterien notwendig. Meist werden zur Beurteilung Bitfehlerwahrscheinlichkeiten oder Signal-Stör-Verhältnisse verwendet. Da die Höhe der aufzuwendenden Sendeenergie nicht nur technisch, sondern auch gesellschaftlich ein wichtiger Aspekt zukünftiger Mobilfunksysteme ist, wird vom Verfasser das Kriterium der Energieeffizienz vorgeschlagen. Die Energieeffizienz beurteilt das Zusammenspiel von Signalverarbeitungsalgorithmen des Senders und des Empfängers unter Berücksichtigung der Kanaleigenschaften. Dabei wird die nutzbare Empfangsenergie auf die investierte Sendeenergie bezogen. Anhand der ermittelten Energieeffizienzen und analytischen Betrachtungen in der vorliegenden Arbeit kann man den Schluß ziehen, daß empfängerorientierte Übertragungsverfahren für die Abwärtsstreckenübertragung in Mobilfunksystemen den senderorientierten vorzuziehen sind, wenn an der Feststation relativ viele und an den Mobilstationen relativ wenige Antennen zur Verfügung stehen. Dies ist bereits heute der Fall und auch in zukünftigen Mobilfunksystemen zu erwarten. Ferner eröffnet das am Rande untersuchte kanalorientierte Übertragungsverfahren, bei dem die Signalverarbeitungsalgorithmen des Sender und des Empfängers an die Kanalinformation angepaßt werden, ein weites Feld für zukünftige Forschungsvorhaben.

10.2 English

In receiver oriented systems, the signal processing algorithm of the transmitter is adapted to the algorithm of the receiver. In the majority of cases this adaption is done with additional knowledge of channel state information, which is available at the transmitter only. Very simple receiver structures are achievable in receiver oriented systems. Considering the downlink of a mobile radio system, the receivers are in the mobile stations. That is why receiver orientation leads to low production costs and low battery consumption of mobile stations. Otherwise, to attain a certain quality of data transmission, the signal processing at the transmitter is of higher complexity. The presently operated mobile radio systems and the mobile systems standardized for UMTS are transmitter oriented. This means that, the receiver algorithm is adapted to the transmitter algorithm. Also in transmitter oriented systems, the adaption is mostly done with additional channel state information. To obtain this channel state information at the receivers, training sequences need to be transmitted in the downlink. In the downlink of receiver oriented systems, no training sequences are required, which allows an increase of the offered useful data rate compared to transmitter oriented systems. For the assessment of transmission schemes appropriate criteria are required. Mostly bit error probabilities or signal-to-noise-plus-interference ratios are used. However, due to the fact that the radiated energy is an important technical and even social issue, the author proposes a criterion called energy efficiency. This criterion evaluates the interaction between the transmitter algorithm, the channel, and the receiver algorithm by relating the useful received energy to the invested transmit energy. With the ascertained energy efficiencies and performed analytical investigations, the following conclusion can be drawn: Receiver oriented concepts outperform transmitter oriented concepts, if the base station is equipped with more antennas than the mobile station. This is already the case in present and will presumably be the case in future mobile radio systems. In addition, the marginally investigated channel oriented transmission system, where both the transmitter and the receiver algorithms are adapted to the channel, opens a wide field of future research activities.

Anhang A

Herleitungen

A.1 Maximieren der empfängerseitigen Symbolenergie bei Verwenden des TxMF-Modulators

In [EN93] ist gezeigt, daß die Performanz des Pre-Rake Sendefilters im Sinne von SNR und Bitfehlerwahrscheinlichkeit mit der des RAKE Empfangsfilters identisch ist. In [JUN01] ist die Äquivalenz des Pre-Rake und des TxMF gezeigt. Dennoch ist dem Autor nicht bekannt, daß es in der Literatur eine Herleitung dafür gibt, daß der TxMF-Modulator tatsächlich die empfängerseitige Symbolenergie maximiert. Eine Möglichkeit dies zu zeigen ist die folgende: Die Energie des Nutzanteils $\underline{\widehat{d}}_{\text{nutz},n}$, $n = 1 \ldots N_\text{t}$, nach (3.19) ist

$$R_\text{nutz} = \frac{1}{2}\underline{d}_n^\text{H} \left([\underline{\boldsymbol{D}}\ \underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}}]_n\right)^\text{H} [\underline{\boldsymbol{D}}\ \underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}}]_n\ \underline{d}_n. \tag{A.1}$$

Zunächst werde N_t gleich eins, d. h. das Übertragen eines einzigen Datensymbols

$$\underline{d}_1 = \underline{d} = 1 \tag{A.2}$$

betrachtet. Dann kann man R_nutz nach (A.1) als

$$R_\text{nutz} = \frac{1}{2}\underline{\boldsymbol{M}}_1^\text{H}\underline{\boldsymbol{H}}^\text{H}\underline{\boldsymbol{D}}_1^\text{H}\underline{\boldsymbol{D}}_1\ \underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}}_1 \tag{A.3}$$

anschreiben. In (A.3) ist wegen (A.2) $\underline{\boldsymbol{M}}_1$ ein Spaltenvektor der Dimension Q und $\underline{\boldsymbol{D}}_1$ ein Zeilenvektor der Dimension Z. $\underline{\boldsymbol{H}}$ ist weiterhin eine $Q \times Z$-Matrix. Die aufgewendete Sendeenergie ist

$$T = \frac{1}{2}\underline{\boldsymbol{M}}_1^\text{H}\underline{\boldsymbol{M}}_1. \tag{A.4}$$

Maximiert man den Quotient

$$\frac{R_\text{nutz}}{T} = \frac{\underline{\boldsymbol{M}}_1^\text{H}\underline{\boldsymbol{H}}^\text{H}\underline{\boldsymbol{D}}_1^\text{H}\underline{\boldsymbol{D}}_1\ \underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{M}}_1}{\underline{\boldsymbol{M}}_1^\text{H}\underline{\boldsymbol{M}}_1}, \tag{A.5}$$

durch Variieren von $\underline{\boldsymbol{M}}_1$, so lassen sich damit alternativ zwei Ziele ansteuern. Man kann $\underline{\boldsymbol{M}}_1$ so wählen, daß

- die empfängerseitige Symbolenergie R_nutz bei fester Sendeenergie T maximiert oder

- die Sendeenergie T bei fester empfängerseitige Symbolenergie R_{nutz} minimiert

wird. Mit dem aus der Literatur [ZF92] bekannten Rayleigh-Quotienten

$$\mathcal{R} = \frac{\underline{\boldsymbol{a}}^{\mathrm{H}} \underline{\mathbf{Y}}\, \underline{\boldsymbol{a}}}{\underline{\boldsymbol{a}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{a}}} \tag{A.6}$$

läßt sich dieses Optimierungsproblem folgendermaßen lösen. $\mathcal{R}$ nach (A.6) ist genau dann maximal, wenn $\mathcal{R}$ der führende Eigenwert von $\underline{\mathbf{Y}}$ und $\underline{\boldsymbol{a}}$ der zum führenden Eigenwert gehörige Eigenvektor, also der führende Eigenvektor ist. Durch Substituieren von

$$\underline{\boldsymbol{a}} = \underline{\boldsymbol{M}}_1 \tag{A.7}$$

und

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1\, \underline{\boldsymbol{H}} \tag{A.8}$$

ergibt sich (A.5) aus (A.6). Somit muß zum maximieren von R_{nutz} nach (A.3) $\underline{\boldsymbol{M}}_1$ als führender Eigenvektor der Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1\, \underline{\boldsymbol{H}}$ gewählt werden. $\underline{\boldsymbol{D}}_1\, \underline{\boldsymbol{H}}$ ist ein Zeilenvektor, $\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}}$ folgerichtigerweise ein Spaltenvektor. Daher ist der Rang der Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1\, \underline{\boldsymbol{H}}$ identisch eins. Der führende Eigenvektor der Matrix $\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1\, \underline{\boldsymbol{H}}$ ist in diesem trivialen Fall der Vektor $\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}}$ selbst. Somit gilt

$$\underline{\boldsymbol{M}}_1 = k_1\, \underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}},\ k_1 \in \mathbb{R}, \tag{A.9}$$

wobei k_1 in (A.9) eine Skalierungsfaktor ist Im nächsten Schritt werde angenommen, daß $N_{\mathrm{t}} > 1$ Datensymbole gesendet werden. Dann kann man den TxMF-Modulator mit der Modulatormatrix

$$\begin{aligned}
\underline{\boldsymbol{M}} &= \left(\underline{\boldsymbol{M}}_1 \ldots \underline{\boldsymbol{M}}_{N_{\mathrm{t}}}\right) \\
&= \boldsymbol{K} \left(\underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}} \ldots \underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}}\right) \\
&= \boldsymbol{K}\, \underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \left(\underline{\boldsymbol{D}}_1^{\mathrm{H}} \ldots \underline{\boldsymbol{D}}_{N_{\mathrm{t}}}^{\mathrm{H}}\right) \\
&= \boldsymbol{K}\, \underline{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{D}}^{\mathrm{H}} = \boldsymbol{K}\ \left(\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}}\right)^{\mathrm{H}}
\end{aligned} \tag{A.10}$$

beschreiben, siehe Tabelle 3.2. $\boldsymbol{K}$ in (A.10) ist eine Diagonalmatrix auf deren Diagonalelementen die Skalierungsfaktoren k_n, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$, stehen. Ungeachtet der verursachten Interferenz wird mit $\underline{\boldsymbol{M}}$ nach (A.10) die empfangene Symbolenergie der jeweiligen Datensymbole $\underline{d}_n$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$ aus $\underline{\boldsymbol{d}}$ nach (3.1) maximiert.

A.2 Maximieren der empfängerseitigen Symbolenergie bei Verwenden des TxZF-Modulators

Beim Verwenden des TxZF-Modulator werden die Interferenzanteile, siehe (3.22) und (3.23), eliminiert. Deshalb gilt mit (3.16), $\underline{\boldsymbol{n}} = \mathbf{0}$ und (3.17) die Bedingung

$$\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}} = \underline{\boldsymbol{d}} = \underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{t}}. \tag{A.11}$$

Im folgenden gilt

$$\operatorname{rang}\left(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\right) = N_{\mathrm{t}} < Q. \tag{A.12}$$

Somit ist (A.11) ein unterbestimmtes Gleichungssystem mit unendlich vielen Lösungen $\underline{\boldsymbol{t}}$. Alle $\underline{\boldsymbol{t}}$, die (A.11) erfüllen bilden die Lösungsmenge

$$\mathbb{T} = \left\{\underline{\boldsymbol{t}} \in \mathbb{C}^{Q} \mid \underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{t}} = \underline{\boldsymbol{d}}\right\} \tag{A.13}$$

unendlicher Kardinalität. Beim Herleiten des TxZF-Modulators werde das Sendesignal $\underline{\boldsymbol{t}}$ aus $\mathbb{T}$ gesucht, das minimale Sendeenergie hat. Es gilt

$$\underline{\boldsymbol{t}} = \arg\min_{\forall\, \underline{\tilde{\tilde{\boldsymbol{t}}}} \in \mathbb{T}} \frac{1}{2}\, \underline{\tilde{\tilde{\boldsymbol{t}}}}^{\mathrm{H}}\, \underline{\tilde{\tilde{\boldsymbol{t}}}}. \tag{A.14}$$

(A.14) stellt ein Optimierungsproblem mit komplexwertigen Unbekannten und der Nebenbedingung (A.11) dar, das im folgenden zu lösen ist: Dazu muß die Lagrangsche Kostenfunktion

$$\mathcal{C} = \frac{1}{2}\, \underline{\boldsymbol{t}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{t}} - \left(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{t}} - \underline{\boldsymbol{d}}\right)^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{\mu}} \tag{A.15}$$

minimieren werden. $\underline{\boldsymbol{\mu}}$ in (A.15) ist ein Spaltenvektor der Dimension $N_{\mathrm{t}} \times 1$, dessen Elemente Lagrange-Multiplikatoren genannt werden. Das Minimieren von (A.15), d. h. einer komplexwertigen Kostenfunktionen kann mit dem Wirtinger Kalkül [Wir27] erfolgen. Im folgenden werden die wichtigsten verwendeten Regeln [Hay91] wiedergegeben:

$$\frac{\partial}{\partial\, \underline{\boldsymbol{x}}^{*}}\; \underline{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{H}}\, \underline{\boldsymbol{x}} = \underline{\boldsymbol{x}} \tag{A.16}$$

$$\frac{\partial}{\partial\, \underline{\boldsymbol{x}}^{*}}\; \underline{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{Y}}\, \underline{\boldsymbol{x}} = \underline{\boldsymbol{Y}}\, \underline{\boldsymbol{x}} \tag{A.17}$$

Mit (A.16) und (A.17) erhält man die Ableitung der Kostenfunktion $\mathcal{C}$ nach (A.15) zu

$$\frac{\partial}{\partial \underline{\boldsymbol{t}}^{*}}\, \mathcal{C} = \frac{1}{2}\, \underline{\boldsymbol{t}} - \left(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\right)^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{\mu}}. \tag{A.18}$$

Durch Nullsetzen von (A.18) findet man die Extremstelle

$$\underline{\boldsymbol{t}} = \left(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\right)^{\mathrm{H}} \underline{\boldsymbol{\mu}} \tag{A.19}$$

von $\mathcal{C}$. Setzt man (A.19) in (A.11) ein, so ergibt sich

$$\underline{\boldsymbol{d}} = 2\, \underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}}\, (\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}}\, \underline{\boldsymbol{\mu}}. \tag{A.20}$$

Ist die Matrix $\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}}\, (\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}}$ vollen Ranges, dann ist

$$\underline{\boldsymbol{\mu}} = \frac{1}{2} \left(\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}}\, (\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \underline{\boldsymbol{d}}. \tag{A.21}$$

(A.21) eingesetzt in (A.19) ergibt schließlich die Lösung

$$\underline{\boldsymbol{t}} = (\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}} \left(\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}}\, (\underline{\boldsymbol{D}}\, \underline{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \underline{\boldsymbol{d}} \tag{A.22}$$

des Extremwertproblems nach (A.14). In der Literatur [Mar87] wird die Lösung in der Form nach (A.22) als Minimum-Norm-Lösung der Pseudoinversen [BIG74] bezeichnet.

Anhang B

Liste häufig verwendeter Abkürzungen, Schreibweisen und Formelzeichen

B.1 Abkürzungen

BS	Basisstation	S. 8
CDMA	Code Division Multiple Access	S. 70
DCA	Dynamic Channel Allocation	S. 128
ISI	Inter Symbol Interference	S. 114
IST	Information Society Technologies	S. 129
MS	Mobilstation	S. 8
SDMA	Space Division Multiple Access	S. 5
SNIR	Signal-to-Noise-plus-Interference-Ratio	S. 19
TD-CDMA	Time Division – Code Division Multiple Access	S. 5
TDD	Time Division Duplexing	S. 5
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	S. 11
US	Uncorrelated Scattering	S. 10
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering	S. 11
ZF	Zero Forcing	S. 29

B.2 Mathematische Schreibweisen

a	reellwertige skalare Größe
$\underline{a}$	komplexwertige skalare Größe
$\boldsymbol{a}$	Vektor mit reellwertigen Komponenten
$\underline{\boldsymbol{a}}$	Vektor mit komplexwertigen Komponenten
$\boldsymbol{A}$	Matrix mit reellwertigen Komponenten
$\underline{\boldsymbol{A}}$	Matrix mit komplexwertigen Komponenten
$*$	Faltungsoperator
$\{a_1, \ldots, a_M\}$	Menge mit den Elementen x_1 bis x_M
$\mathbb{A}$	Menge
$\lVert\mathbb{A}\rVert$	Kardinalität der Menge $\mathbb{A}$

$\forall$	für alle
$\in$	Element von
$\widehat{\cdot}$	Schätzung einer Größe
$(\boldsymbol{a})^{\mathrm{T}}$, $(\boldsymbol{A})^{\mathrm{T}}$	Transposition
$(\underline{\boldsymbol{a}})^{\mathrm{H}}$, $(\underline{\boldsymbol{A}})^{\mathrm{H}}$	hermitischer Operator
$(\boldsymbol{A})^{-1}$	Inversion der Matrix $\boldsymbol{A}$
$\mathrm{diag}(\boldsymbol{A})$	Diagonalmatrix, deren Hauptdiagonalelemente gleich der Hauptdiagonalelemente der Matrix $\boldsymbol{A}$ sind
$\overline{\mathrm{diag}}(\boldsymbol{A})$	$\boldsymbol{A} - \mathrm{diag}(\boldsymbol{A})$
$\mathrm{blockdiag}(\boldsymbol{A})$	Blockdiagonaloperator für Blöcke der Dimension $a \times a$
$\boldsymbol{I}^{a\times a}$	Einheitsmatrix der Dimension $a \times a$
$\sum \cdots$	Summe über $\cdots$
$\mathrm{Prob}(E)$	Wahrscheinlichkeit des Ereignisses E
$\mathrm{E}\{a\}$	Erwartungswert der Zufallsvariablen a

B.3 Formelzeichen

$\boldsymbol{A}$	quadratische reguläre Matrix
$\boldsymbol{B}$	reellwertige Matrix
$\boldsymbol{C}$	reellwertige Matrix
$\underline{\boldsymbol{D}}$	Demodulatormatrix
$\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$	normierte Demodulatormatrix
$\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$	MS-spezifische Demodulatormatrix
$\underline{\boldsymbol{d}}$	Datenvektor
$\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$	MS-spezifischer Datenvektor
$\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}$	geschätzter Datenvektor
$\underline{\widehat{\boldsymbol{d}}}^{(k)}$	geschätzter MS-spezifischer Datenvektor
$\underline{d}$	Datensymbol
$\underline{\widehat{d}}$	geschätztes Datensymbol
$\underline{\boldsymbol{e}}$	Empfangssignal, Ausgang des Kanals $\underline{\boldsymbol{H}}$
$\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)}$	MS-spezifisches Empfangssignal, Ausgang des MS-spezifischen Kanals $\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$
η_n	Energieeffizienz des n-ten Datensymbols
$\boldsymbol{F}$	reellwertige Gewichtungsmatrix zum Beschreiben der normierten Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$

$\underline{\boldsymbol{F}}$	komplexwertige Gewichtungsmatrix zum Beschreiben der normierten Modulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$
$\underline{f}_{q,n}$	Element der Matrix $\underline{\boldsymbol{F}}$, $q = 1 \ldots Q$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$
$\boldsymbol{G}$	reellwertige Gewichtungsmatrix zum Beschreiben der normierten Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$
$\underline{\boldsymbol{G}}$	komplexwertige Gewichtungsmatrix zum Beschreiben der normierten Demodulatormatrix $\underline{\widetilde{\boldsymbol{D}}}$
$\underline{g}_{n,z}$	Element der Matrix $\underline{\boldsymbol{G}}$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{t}$, $z = 1 \ldots Z$
γ	Signal-zu-Stör-plus-Interferenz-Verhältnis
$\underline{\boldsymbol{H}}$	Kanal(faltungs)matrix
$\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$	normierte Kanal(faltungs)matrix
$\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$	MS-spezifische Kanal(faltungs)matrix
$\underline{\boldsymbol{H}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$	MS- und antennenelementspezifische Kanal(faltungs)matrix
$\underline{H}$	Tiefpaßäquivalent der Übertragungsfunktion
$\underline{\boldsymbol{h}}$	Kanalimpulsantwort
$\underline{\boldsymbol{h}}^{(k,\,k_\mathrm{B})}$	MS- und antennenelementspezifische Kanalimpulsantwort
$\underline{\boldsymbol{h}}^{(k)}$	MS-spezifische Kanalimpulsantwort
$\underline{h}_w$	Element der Kanalimpulsantwort, $w = 1 \ldots W$
$\underline{h}(\tau)$	Tiefpaßäquivalent der Kanalimpulsantwort
$\boldsymbol{I}$	Einheitsmatrix
j	imaginäre Einheit
$\boldsymbol{K}$	variable Matrix
K_B	Anzahl der Sendeantennen an der BS
K	Anzahl der MSen In Kapitel 4 und Abschnitt 7.2: Anzahl der Empfangsantennen am Empfänger
$\boldsymbol{\lambda}$	Normierungmatrix zum normieren von $\underline{\boldsymbol{H}}$
$\widetilde{\lambda}$	normierter Singulärwert von $\underline{\boldsymbol{H}}$ bzw. Singulärwert von $\underline{\widetilde{\boldsymbol{H}}}$
$\underline{\boldsymbol{M}}$	Modulatormatrix
$\underline{\widetilde{\boldsymbol{M}}}$	normierte Modulatormatrix
N_t	Anzahl aller Datensymbole
$N^{(k)}$	Anzahl der MS-spezifischen Datensymbole
$\underline{\boldsymbol{n}}$	Störsignal
$\underline{\boldsymbol{n}}^{(k)}$	MS-spezifisches Störsignal
$\underline{n}_z$	Element von $\underline{\boldsymbol{n}}$, $z = 1 \ldots Z$
$\mathbf{0}$	Nullvektor
Q	Zeilenzahl von $\underline{\boldsymbol{M}}$, Spaltenzahl von $\underline{\boldsymbol{H}}$
Q_t	Spreizfaktor der zeitlichen Spreizung

Q_s	zeitliche Spreizung pro Datensymbol
$\underline{\boldsymbol{R}}_\mathrm{d}$	Kovarianzmatrix von $\underline{\boldsymbol{d}}$
$\underline{\boldsymbol{R}}_\mathrm{n}$	Kovarianzmatrix von $\underline{\boldsymbol{n}}$
$\underline{\boldsymbol{r}}$	gestörtes Empfangssignal
$\underline{\boldsymbol{r}}^{(k)}$	gestörtes MS-spezifisches Empfangssignal
$\underline{r}_z$	Element von $\underline{\boldsymbol{r}}$, $z = 1 \ldots Z$
$\widetilde{R}$	Empfangsenergie des normierten Systems
$\widetilde{R}_\mathrm{max}$	maximal erzielbare Empfangsenergie des normierten Systems
$\boldsymbol{\Sigma}$	Matrix der Singulärwerte λ
$\widetilde{\boldsymbol{\Sigma}}$	Matrix der normierten Singulärwerte $\widetilde{\lambda}$
$\underline{\boldsymbol{t}}$	Sendesignal
$\boldsymbol{T}$	Matrix mit den datensymbolspezifischen Sendeenergieen
T	Sendeenergie
$\widetilde{\boldsymbol{T}}$	Matrix mit den datensymbolspezifischen Sendeenergieen des normierten Systems
$\widetilde{T}$	Sendeenergie des normierten Systems
$\underline{\boldsymbol{U}}$	linksseitige Eigenvektormatrix
$\underline{\boldsymbol{u}}_z$	linksseitiger Eigenvektor, $z = 1 \ldots Z$
$\underline{\mathbb{V}}_\mathrm{d}$	Symbolalphabet der Datensymbole
$\underline{\boldsymbol{V}}$	rechtsseitige Eigenvektormatrix
$\underline{v}_m$	Element des Symbolalphabets, $m = 1 \ldots M$
$\underline{\boldsymbol{v}}_q$	linksseitiger Eigenvektor, $q = 1 \ldots Q$
W	Länge der Kanalimpulsantworten
$\boldsymbol{X}$	Normierungsmatrix, beschreibt den Zusammenhang zwischen $\underline{\boldsymbol{M}}$ und $\widetilde{\underline{\boldsymbol{M}}}$
$\boldsymbol{Y}$	Normierungsmatrix, beschreibt den Zusammenhang zwischen $\underline{\boldsymbol{D}}$ und $\widetilde{\underline{\boldsymbol{D}}}$
Z	Zeilenzahl von $\underline{\boldsymbol{H}}$, Spaltenzahl von $\underline{\boldsymbol{D}}$

Literaturverzeichnis

[3GP00a] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network, RF Parameters in Support of Radio Resource Managemant, (Oct. 1999).* Technical Specification TS 25.103 Version 2.0.0, 3GPP, 2000.

[3GP00b] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network, UTRA (BS) TDD, Radio transmission and Reception.* Technical Specification TS 25.105 Version 3.5.0, 3GPP, 2000.

[3GP00c] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network, UTRA (UE) TDD, Radio Transmission and Reception.* Technical Specification TS 25.102 Version 3.5.0, 3GPP, 2000.

[3GP00d] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network, Spreading and modulation (TDD).* Technical Specification TS 25.223 Version 3.1.1, 3GPP, Dez. 2000.

[3GP01] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group (TSG); Radio Access Network (RAN); 1.28Mcps functionality for UTRA TDD Physical Layer (Release 4).* Technical Specification TS 25.928 Version 4.0.1, 3GPP, 2001.

[Asc84] Aschoff, V.: *Geschichte der Nachrichtentechnik.* Bd. 2. Springer-Verlag, 1984.

[BBS97] Baier, P.; Blanz, J. J.; Schmalenberger, R.: *Fundamentals of Smart Antennas for Mobile Radio Applications.* Kluwer Academic Publishers, 1997.

[Bel63] Bello, P. A.: Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. CS-11, 1963, S. 360–393.

[BIG74] Ben-Israel, A.; Greville, T.: *Generalized inverses: theory and applications.* New York: Wiley–Interscience, 1974.

[BMWT00] Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.; Tröger, H.: Joint Transmission (JT), an alternative rationale for the downlink of time division CDMA using multi-element transmit antennas. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA 2000), Parsippany*, Bd. 1, 2000, S. 1–5.

[Bos98] *Fa. Bosch; Joint Predistortion: A Proposal to Allow for Low Cost UMTS TDD Mode Terminals.* Technischer Bericht, ETSI SMG2 UMTS L1 82/98, 1998.

[BPD00] Brandt-Pearce, M.; Dharap, A.: Transmitter-based multiuser interference rejection for the down-link of a wireless CDMA system in a multipath environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 18, 2000, S. 407–417.

[BQT+03] Baier, P. W.; Qiu, W.; Tröger, H.; Jötten, C. A.; Meurer, M.: Modelling and optimization of receiver oriented multi-user MIMO downlinks for frequency selective channels. *Proc. 10th International Conference on Telecommunications (ICT 2003), Tahiti*, Bd. 2, 2003, S. 1547–1554

[BS91] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Nauka, Moskau, B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, Stuttgart · Leipzig, Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt/Main, 1991.

[Cov72] Cover, T. M.: Broadcast channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 18, 1972, S. 2–14.

[EN93] Esmailzadeh, R.; Nakagawa, M.: Pre-rake diversity combination for direct sequence spread spectrum communications systems. *IEICE Transactions on Communications*, Bd. E76-B, 1993, S. 1008 –1015.

[ESN93] Esmailzadeh, R.; Sourour, E.; Nakagawa, M.: Pre-Rake diversity combing in time division duplex CDMA monile communication. *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, Genf, 1993, S. 463–467.

[FG88] Foschini, G. J.; Gans, M. J.: On limits of wireless communications in fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, Bd. 6, 1988, S. 311–335.

[Fri73] Fritsche, G.: *Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik 1*. München-Pullach: Verlag Dokumentation, 1973.

[Gal68] Gallager, R. G.: *Information Theory and Reliable Communication*. Wiley, New York, NY, 1968.

[God97a] Godara, L.: Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations. *Proc. of the IEEE*, Bd. 85, 1997, S. 1031–1060.

[God97b] Godara, L.: Applications of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam–forming and direction–of–arrival considerations. *Proc. of the IEEE*, Bd. 85, 1997, S. 1195–1245.

[GS79] Geramita, A. V.; Seberry, J.: *Orthogonal designs, quadratic forms and Hadamard matrices*. Bd. 43. New York and Basel: Marcel Decker, 1979.

[Hay91] Haykin, S.: *Adaptive filter theory*. 2. Auflage. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1991.

[Hol65] Holsinger, J. L.: Digital communication over fixed-time dispersive channels. *IEEE Ann. Comm. Conv.*, 1965, S. 731–735.

[JBMW02] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.: Cost efficient representation and signaling of channel information in MIMO systems. *Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC'02)*, Bd. 1, Vancouver, 2002, S. 175–179.

[JOYK85] Justice, J. H.; Owsley, N. L.; Yen, J. L.; Kak, A. C.: *Array Signal Processing*. Prentice Hall, 1985.

[JU00] Joham, M.; Utschick, W.: Downlink processing for mitigation of intracell interference in DS-CDMA systems. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA 2000), Parsippany*, Bd. 1, 2000, S. 15–19.

[JUN01] Joham, M.; Utschik, W.; Nossek, J. A.: On the Equivalence of Prerake and Transmit Matched Filter. *Proc. 10th Aachen Symposium on Signal Theory (ASST 2001)*, Aachen, 2001, S. 313–318.

[Kle96] Klein, A.: *Multi-user detection of CDMA signals – algorithms and their application to cellular mobile radio*. Fortschrittberichte VDI, series 10, no. 423, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1996.

[KN96] Katzela, I.; Naghshineh, S.: Channel assignment schemes for cellular mobile telecommunication systems: A comprehensive survey. *IEEE Personal Communications*, Bd. June, 1996, S. 10–31.

[LMTB00] Lu, Y.; Meurer, M.; Tröger, H.; Baier, P. W.: Downlink considerations for time-slotted CDMA. *Proc. ITG Diskussionssitzung Systeme mit intelligenten Antennen*, 2000, S. 147–155.

[Lu00] Lu, Y.: *Contributions to the application of adaptive antennas and CDMA code pooling in the TD-CDMA downlink*. Dissertation, Forschungsberichte Mobilkommunikation Band 10, Universität Kaiserslautern, 2000.

[Mar87] Marple, S., L. J.: *Digital Spectral Analysis with Applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.

[MBL+00] Meurer, M.; Baier, P. W.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.; Weber, T.: TD-CDMA downlink: Optimum transmit signal design reduces receiver complexity and enhances system performance. *Proc. 7th International Conference on Telecommunications (ICT 2000), Acapulco*, Bd. 1, 2000, S. 300–305.

[MBW+00] Meurer, M.; Baier, P.; Weber, T.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.: Joint Transmission, an advantageous downlink concept for CDMA mobile radio systems using time division duplexing. *IEE ELECTRONICS LETTERS*, Bd. 36, 2000, S. 900–901.

[MM80] Monzingo, R.; Miller, W.: *Introduction to adaptive arrays*. New York: Wiley & Sons, Inc. , 1980.

[NB01] Noll-Barreto, A.: *Signal Pre-Procesing in the Downlink of Spread-Spectrum Communications Systems*. Dissertation, Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität Dresden, 2001.

[Pap00] Papathanassiou, A.: *Adaptive Antennas for Mobile Radio Systems using Time Division CDMA and Joint Detection*. Dissertation, Forschungsberichte Mobilkommunikation, Band 6, Universität Kaiserslautern, 2000.

[Par92] Parsons, J. D.: *The Mobile Radio Propagation Channel.* Pentech Press London, 1992.

[PB82] Parsons, J. D.; Bajwa, A. S.: Wideband characterization of fading mobile radio channels. *IEEE Proc. Inst. Elec. Eng.*, Bd. 129, April, 1982, S. 95–101.

[Pro95] Proakis, J. G.: *Digital Communications.* Mc Graw-Hill, New York, 3. Auflage, 1995.

[Pät99] Pätzold, M.: *Mobilfunkkanäle; Modellierung, Analyse und Simulation.* Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH Braunschweig/Wiesbaden, 1999.

[QTMJ03] Qiu, W.; Tröger, H.; Meurer, M.; Jötten, C.: Performance Analysis of a Channel Oriented Concept for Multi-User MIMO Downlinks with Frequency Selective Channels. *Proc. IEEE 57th Vehicular Technology Conference (VTC 2003-Spring)*, Bd. 1, 2003, S. 539–543. Jeju, Korea.

[Rup93] Rupprecht, W.: *Signale und Übertragungssysteme.* Springer-Verlag, Berlin, 1993.

[Sha48] Shannon, C. E.: A mathematical theory of communication. *Bell Systems Technical Journal*, Bd. 27, 1948, S. 379–423, 623–656.

[SJ67] Stein, S.; Jones, J.: *Modern communication principles with application to digital signaling.* New York: McGraw Hill Book Company, 1967.

[Ste95] Steiner, B.: *Ein Beitrag zur Mobilfunkkanalschätzung unter besonderer Berücksichtigung synchroner CDMA-Mobilfunksysteme mit Joint Detection.* Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 10: Informatik/Kommunikationstechnik Nr. 337, 1995.

[TD-01] *China Wireless Telecommunication Standard; 3G Digital Cellular Telecommunications System; TD-SCDMA System for Mobile (TSM); General Description.* Technical Specification CWTS TSM 01.00 Version 2.0.0, China Wireless Telecommunication Standard group (CWTS), 2001.

[Tel99] Telatar, I. E.: Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Transaction on Telecommunications*, Bd. 10, 1999., S. 585–596.

[TMW00] Tröger, H.; Meurer, M.; Weber, T.: Adaptive antennas for the TD-CDMA downlink utilizing the novel concept Joint Transmission. *Proc. ITG Diskussionssitzung Antennen für mobile Systeme 2000*, Starnberg, 2000, S. 37–40.

[TMWB01] Tröger, H.; Meurer, M.; Weber, T.; Baier, P.: Performance assessment of Joint Transmission (JT) multiuser downlinks with multi-element transmit antennas. *European Transaction on Telecommunications*, Bd. 12, Sept. 2001, S. 407–415.

[TQMJ02] Tröger, H.; Qiu, W.; Meurer, M.; Jötten, C. A.: A channel oriented joint transmission scheme for MIMO multi-user downlinks. *COST 273, Proc. 1st Workshop on Opportunities of the Multidimensional Propagation Channel*, Bd. 1, 2002. 4th paper, Espoo, Finland, 29–30 May.

[TWMB01] Tröger, H.; Weber, T.; Meurer, M.; Baier, P.: A novel performance evaluation technique for Joint Transmission multiuser downlinks with multi-element transmit antennas. *Proc. COST 262 Workshop Multiuser Detection in Spread Spectrum Communications*, 2001, S. 121–125.

[VM98] Vojcic, B.; Mee, J.: Transmitter precoding in synchronous multiuser communications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 1346–1355.

[Web03] Weber, T.: *Interferenzreduktion in CDMA-Mobilfunksystemen – ein aktuelles Problem und Wege zu seiner Lösung.* to be published, 2003.

[Wir27] Wirtinger, W.: Zur formalen Theorie der funktionen von mehreren komplexen veränderlichen. *Mathematische Analen*, Bd. 97, 1927, S. 357–376.

[ZF92] Zurmühl, R.; Falk, S.: *Matrizen und ihre Anwendungen.* Band 1, 6. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1992.

Tabellarischer Lebenslauf

Name:	Hendrik Tröger
Adresse:	Gersweilerweg 41 67657 Kaiserslautern
Geburtsdatum:	7. April 1973
Familienstand:	verheiratet 2 Kinder
Staatsangehörigkeit:	deutsch
Schulausbildung:	1979 – 1982 Grundschule in Kaiserslautern 1982 – 1983 Grundschule in Stromberg 1983 – 1992 Stefan-George-Gymnasium in Bingen
Schulabschluß:	Abitur
Studium:	1992 – 2000 Studium der Elektrotechnik an der Universität Kaiserslautern
Studienabschluß:	Diplom
Berufstätigkeit:	Juli 2000 – Juni 2003 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung der Universität Kaiserslautern