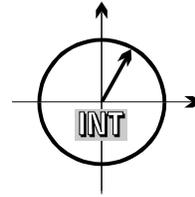


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik
der Universität Karlsruhe (T.H.)*



Wojciech Kuropatwiński-Kaiser
■ **MIMO-Demonstrator
basierend auf
GSM-Komponenten**

■ Band 14

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Universität Karlsruhe(TH), 2005

Druck: proVISION solutions, ul. Jaškowa Dolina 31
PL-80286 Gdańsk, Tel. +48 58 5208125

ISSN: 1433-3821

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der
Universität Karlsruhe (TH)**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 1 Marcel Kohl
**Simulationsmodelle für die Bewertung von Satelliten-
übertragungstrecken im 20/30 GHz Bereich**
- Band 2 Christoph Delfs
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische
Verfahren sowie vergleichende Untersuchungen zur
Klassifikation von Klaviertönen**
- Band 3 Gunnar Wetzker
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence
Spread-Spectrum Signalen**
- Band 4 Anne Wiesler
**Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunk-
systeme**
- Band 5 Karl Lütjen
**Systeme und Verfahren für strukturelle Musteranalysen
mit Produktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detektion im UMTS
- Band 7 Gunther M. A. Sessler
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multi-
user Detektor mit niedriger Komplexität**
- Band 8 Henrik Schober
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teil-
nehmergeschwindigkeiten**

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der
Universität Karlsruhe (TH)**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier
Modulares Software Defined Radio
- Band 10 Mengüç Öner
Air Interface Identification for Software Radio Systems
- Band 11 Fatih Çapar
**Dynamische Spektrumverwaltung und elektronische
Echtzeitvermarktung von Funkspektren in Hotspot-
netzen**
- Band 12 Ihan Martoyo
Frequency Domain Equalization in CDMA Detection
- Band 13 Timo Weiß
OFDM-basiertes Spectrum Pooling
- Band 14 Wojciech Kuropatwiński-Kaiser
**MIMO-Demonstrator basierend auf
GSM-Komponenten**

Vorwort des Herausgebers

Mobilkommunikation ist weiterhin ein Wachstumsmarkt. Die für den Mobilfunk am besten geeigneten Frequenzen liegen, wie man aufgrund der durch die Ausbreitungsphysik gegebenen Randbedingungen weiß, im Bereich zwischen 300 MHz und 7 GHz. Da nicht zu erwarten ist, dass dem Mobilfunk in naher Zukunft neue Frequenzen zugeteilt werden, müssen verstärkt Signalverarbeitungsalgorithmen zur Effizienzsteigerung bei der Frequenznutzung eingesetzt werden, um die Ressourcenknappheit zu überwinden.

Eine Gruppe dieser effizienzsteigernden Verfahren stellen die MIMO-Algorithmen dar. MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) bedeutet, dass der Übertragungskanal als lineares (zeitvariantes) System mit M Eingängen (Sendeantennen) und N Ausgängen (Empfangsantennen) interpretiert wird. Ausgehend von der bekannten Shannonschen Formel für die Kanalkapazität kann man nun nachrechnen, dass die Kapazität von MIMO-Kanälen das $\min(M, N)$ -fache der Kapazität eines einzelnen Kanals unter Beibehaltung der Übertragungsbandbreite bei konstant gehaltener Gesamtübertragungsleistung erreichen kann. Bewiesen werden kann diese theoretische Aussage allerdings nur unter gewissen Voraussetzungen. Zum Beispiel muss angenommen werden, dass sowohl die Kanaleingangssymbole als auch die das Übertragungsverhalten zwischen den Sendantennen und Empfangsantennen bestimmenden Kanalkoeffizienten sowie die bei der Übertragung hinzutretenden additiven Störgrößen unkorreliert sind und (komplexwertigen) Normalverteilung gehorchen.

Eine Frage, die in diesem Zusammenhang sofort auftritt, ist natürlich die nach der Realisierbarkeit des von der Theorie versprochenen Kapazitätsgewinns. Am besten lassen sich Skeptiker durch einen experimentellen Nachweis der durch den Einsatz von MIMO erreichbaren Kapazitätsgewinne überzeugen. Dazu werden Hardware-Demonstratoren benötigt. In den vergangenen Jahren wurden an verschiedenen Forschungseinrichtungen erfolgreich mehrere MIMO-Hardware-Demonstratoren gebaut und wissenschaftlich untersucht. Der im Rahmen der Untersuchungen zur vorliegenden Dissertation von Herrn Kuropatwiński-Kaiser entstandene Demonstrator unterscheidet sich von den anderen dadurch, dass zu seinem Aufbau ausschließlich auf kommerziell im GSM/EDGE-Umfeld genutzte Bauelemente zurückgegriffen wurde. Die Bandbreite des hier betrachteten MIMO-Kanals beträgt also 200 kHz. Darüber hinaus sind die Antennenarrays am Sender bzw. Empfänger so groß, dass sie in den Deckel eines Laptops integriert werden können.

Herr Kuropatwiński-Kaiser hat mit der vorliegenden Dissertation *MIMO-Demonstrator basierend auf GSM-Komponenten* folgende Beiträge zum Fortschritt von Wissenschaft und Technik geleistet:

- Die Entwicklung eines für MIMO-Systeme geeigneten Interleavingverfahrens zum Einsatz mit klassischen Kanalcodierungsalgorithmen
- Den Aufbau, die Kalibrierung und den Funktionsnachweis eines auf kommerziellen GSM/EDGE-Komponenten basierenden MIMO-Demonstrators
- Den experimentellen Nachweis, dass auch mit einem solchen Demonstrator ein großer Teil der theoretisch durch den Einsatz von MIMO zu erwartenden Effizienzsteigerung in der Mobilfunkübertragung realisierbar ist

Karlsruhe im Dezember 2005

Friedrich Jondral

MIMO-Demonstrator basierend auf GSM-Komponenten

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Wojciech Kuropatwiński-Kaiser

aus

Danzig

Tag der mündlichen Prüfung:

08.12.2005

Hauptreferent:

Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral

Korreferenten:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Kürner

Prof. Dr.-Ing. Norbert Geng

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand bei der Firma Siemens AG in München in Zusammenarbeit mit dem Institut für Nachrichtentechnik (INT) der Universität Karlsruhe (TH). Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral, dem Leiter des INT, für seine hervorragende Betreuung und die Bereitschaft, das Hauptreferat zu übernehmen. Herrn Helmut Fünfgelder, Leiter der Abteilung für die Vorfeldentwicklung für Mobiltelefone der Firma BenQ (ehem. Siemens AG), danke ich für die Bereitstellung optimaler Arbeitsbedingungen.

Ganz besonders möchte ich mich bei Herrn Frank Lillie und Herrn Prof. Dr.-Ing. Norbert Geng, die die Arbeit in München betreut haben, bedanken. Ohne ihre ausgezeichnete Unterstützung wäre die Dissertation nicht in dieser Form möglich gewesen. Herrn Prof. Dr.-Ing. Norbert Geng danke ich auch für die Übernahme des Korreferats.

Für sein Interesse an der Arbeit und für die Übernahme des Korreferats danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Kürner.

Allen Kolleginnen und Kollegen der TI9-Abteilung möchte ich meinen Dank für das angenehme Arbeitsklima aussprechen. An dieser Stelle sei auf jeden Fall die freundschaftliche Hilfe von Frau Petra Leyer, Herrn Ulli Angermüller, Herrn Siegfried Bär und Herrn Volker Wannenmacher zu erwähnen.

Mit Ihren Diplomarbeiten und Praktika haben Frau Zhou Xuehong und die Herren Bernd Schleicher sowie Markus Müller ebenfalls einen Teil zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Dafür sei ihnen herzlichst gedankt.

Großen Dank schulde ich auch Frau Jasmin Groß und Herrn Stefan Kaiser für die geduldige und sehr wertvolle Durchsicht der Manuskripte.

Janek und Manuel danke ich für ihr Verständnis bezüglich der knappen Zeit, die ich mit ihnen verbringen konnte.

Schließlich danke ich Dir Susi für deine Liebe, deine Unterstützung und dein steter Glaube an mich. Ohne deinen Rückhalt wäre diese Arbeit nie zu Stande gekommen.

Zusammenfassung

Seit etwa zwei Jahrzehnten ist eine rasante Entwicklung der mobilen Kommunikation zu beobachten. Die kontinuierlich steigende Anzahl von Personen, die am Mobilfunk teilnehmen, sowie die Einführung neuer schnurloser Systeme, wie z.B. UMTS oder WLAN, lässt die freien Bänder im Frequenzspektrum immer knapper werden. Aus diesem Grund gewinnt die Suche nach neuen Technologien, die eine bessere Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Ressourcen versprechen, immer mehr an Bedeutung. Zahlreiche Veröffentlichungen zeigen, dass Systeme, die beim Sender und/oder Empfänger mehrere Antennen verwenden, eine wichtige Rolle dabei spielen können. Diese Mehrantennensysteme machen die Ausnutzung der Komponente Raum möglich, mit Hilfe derer z.B. eine Trennung von verschiedenen Nutzern eines schnurlosen Kommunikationssystems erfolgen kann (SDMA: *Space Division Multiplex Access*). Daraus ergibt sich ein Ersparnis anderer Ressourcen, wie beispielsweise Zeit oder Frequenz. Besonders interessant sind dieser Arbeit zu Grunde liegende MIMO-Systeme, die sowohl beim Sender als auch beim Empfänger mehrere Antennen verwenden. Diese sind in der Lage, die spektrale Effizienz gegenüber dem, was in heutigen Systemen erreichbar ist, deutlich zu erhöhen. Alternativ zur Erhöhung der spektralen Effizienz kann MIMO zur Verringerung der Sendeleistung in Kommunikationssystemen eingesetzt werden.

In der vorliegenden Arbeit werden verschiedene Vorgehensweisen des Einsatzes von Mehrantennenverfahren beschrieben, wodurch der Leser einen umfassenden Überblick über diese sich schnell entwickelnden und mit Sicherheit in zukünftigen Systemen eingesetzten Methoden erhalten wird. Während die MIMO-Forschungen in bislang erschienenen Publikationen eher theoretischer Natur sind und sich hauptsächlich mit der MIMO-spezifischen Signalverarbeitung bzw. der Modellierung der MIMO-Kanäle beschäftigen, hat die vorliegende Arbeit vor allem praktische Aspekte einer MIMO-Übertragung zum Gegenstand. Dabei wird die Realisierung eines kompletten Mess-Systems präsentiert, mit dem die Performance einiger im Demonstrator implementierter MIMO-Algorithmen unter realen Bedingungen verifiziert wird. Obwohl die im Rahmen dieser Arbeit zu testenden MIMO-Verfahren ohne Kanalkennntnis am Sender arbeiten, wird durch eine einfache

Erweiterung des Demonstrators die Möglichkeit vorgestellt, auch MIMO-Techniken, die über Lang- oder Kurzzeitkanalkenntnis am Sender verfügen, zu testen. Die Lösung der beim Entstehen des Demonstrators gestellten praktischen Aufgaben, wie z.B. die Schnittstellen-Programmierung, die DSP-Implementierung notwendiger Algorithmen in Festkommarechnung oder die Auswahl und Inbetriebnahme der für den Aufbau des Demonstrators verwendeten Komponenten, gilt ebenfalls als wichtiger Bestandteil dieser Arbeit. Durch den Einsatz eines im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und aufgebauten einfachen, aber sehr flexiblen Arrays mit Dipolantennen wird der Einfluss einer Polarisations- bzw. Patterndiversität auf die Performance eines MIMO-Systems untersucht.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Einführung in Mehrantennensysteme	2
1.2	Hintergrund der Arbeit	3
1.3	Aufgabenstellung	3
1.4	Gliederung der Arbeit	5
2	Übersicht verschiedener Mehrantennenverfahren	9
2.1	Sende- und Empfangs-Diversity	9
2.2	Beamforming	13
2.3	MIMO	14
3	Theoretische Grundlagen der MIMO-Übertragungstechnik	17
3.1	Mobilfunkkanäle	17
3.1.1	Statistik von Empfangssignal-Amplitude und -Phase	18
3.1.2	Dopplerverschiebung	20
3.1.3	MIMO-Kanal	21
3.2	MIMO-Systembeschreibung mittels Kanalmatrix	23
3.3	Signal-zu-Rauschverhältnis bei MIMO	24
3.4	Bestimmung der MIMO-Kapazität	25
4	Beschreibung einiger MIMO Sende- und Empfangsarchitekturen	31
4.1	BLAST	31
4.1.1	Maximum-Likelihood-Empfänger	33
4.1.2	Zero Forcing-Empfänger	33
4.1.3	MMSE-Empfänger	34
4.1.4	Successive Interference Cancellation-Empfänger	35
4.2	Einsatz der klassischen Kanalcodierung bei MIMO	36
4.2.1	Architektur des implementierten Encoders	38
4.2.2	Entwurfsaspekte eines Interleavers für MIMO-Systeme	38
4.3	MIMO-Systeme mit Kanalkennntnis am Sender	40
4.3.1	Diagonalisierung der Kanalmatrix	41
4.3.2	Räumliches Water Filling	42
4.3.3	Adaptive Modulation und Codierung	44

4.3.4	Power-Bit Loading	45
5	Aufbau des MIMO-Demonstrators	49
5.1	Parameter des Demonstrators	50
5.2	Antennenarrays	51
5.2.1	Antennenmessungen in echofreier Kammer	54
5.3	MIMO-Sender	57
5.3.1	Basisbandverarbeitung der Sendesignale	58
5.3.2	Mixed-Signal-Bereich und Tiefpass-Filter	58
5.3.3	RF-Teile	59
5.3.4	MIMO-Sender Performance-Messungen	60
5.4	Rahmen- und Burststruktur für die Datenübertragung	62
5.5	MIMO-Empfänger	64
5.5.1	RF- und Mixed-Signal-Komponente	65
5.5.2	Basisbandempfangsprozessierung	65
6	DSP-Implementierung ausgewählter Empfangsalgorithmen	69
6.1	DC-Offset Kompensation	71
6.2	Synchronisation des Abtastzeitpunktes	72
6.3	Schätzung der Kanalmatrix	72
6.4	Berechnung des mittleren SNR	73
6.5	Matrizen-Operationen für die implementierten Detektoren	75
6.6	Detektion der Nutzdaten	77
7	Simulationsergebnisse und Messungen am MIMO-Demonstrator	79
7.1	Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Empfangsalgorithmen	79
7.1.1	Verbesserung der Bitfehlerrate durch Kanalcodierung	83
7.2	BER-Messungen am MIMO-Demonstrator	84
7.3	Analyse der gemessenen MIMO-Kanäle	97
7.3.1	Rang der MIMO-Kanalmatrizen	97
7.3.2	Kapazität der MIMO-Kanäle	99
7.4	Schlussfolgerung und Ausblick	105
	Abkürzungen, Notation und Formelzeichen	107

Literaturverzeichnis

113

Lebenslauf

121

1 Einleitung

In der heutigen Kommunikation steigt der Bedarf an neuen Diensten, wie z.B. Video-Übertragungen oder Online-Spielen, immer mehr. Hierfür ist der Austausch großer Datenmengen nötig. Besonders in der schnurlosen Kommunikation, in der das Frequenzspektrum dicht belegt ist und nur begrenzt zur Verfügung steht, stellt dieser Bedarf eine große Herausforderung für die Netzbetreiber und Endgerätehersteller dar. Sie stehen vor der Aufgabe, eine größere Menge an Daten ohne zusätzlichen Bandbreitebedarf zu übertragen, woraus sich letztendlich eine höhere Kapazität eines Kommunikationssystems ergeben soll.

Die Kapazitätsgrenze einer einzelnen Verbindung zwischen Sender und Empfänger wurde von Shannon abhängig vom empfangenen Signal-zu-Rauschverhältnis (SNR) und von der verwendeten Bandbreite (B) formuliert. Die maximale Kapazität eines *Single Input Single Output* (SISO) Übertragungskanal, bei dem jeweils nur eine Antenne auf der Sender- und Empfängerseite verwendet und durch additives weißes Rauschen gestört wird, ist mit folgender Gleichung definiert [45]:

$$C = B \cdot \text{ld}(1 + SNR) \quad (1.1)$$

Demgegenüber bezieht sich die System-Kapazität auf den summierten Datendurchsatz aller Nutzer in einer Zelle, wenn das gesamte System in Betrieb ist (d.h. inklusive der negativen Effekte und Interferenzen, die von den benachbarten Zellen kommen). Im Regelfall kann die Shannon-Grenze nicht erreicht werden.

Um diesen Anforderungen nach höheren Datenraten ohne zusätzlichen Bandbreitenbedarf gerecht zu werden, wird versucht, sowohl bei den existierenden als auch bei den zukünftigen schnurlosen Kommunikationssystemen eine höhere spektrale Effizienz zu erreichen. Diese ist als die Kapazität, die auf die verwendete Bandbreite normiert wurde, definiert (gemessen in Bit pro Sekunde pro Hertz (bps/Hz) für eine einzelne Verbindung oder in Bit pro Sekunde pro Hertz pro Zelle (bps/Hz/cell) für das gesamte System).

Zu den Möglichkeiten, diese Bandbreiteneffizienz zu erhöhen, gehören u.a. verbesserte Verfahren der Modulation und Codierung (z.B. OFDM, Turbo Codes, Trellis-Coded Modulation, Joint Source-Channel Coding), verbes-

serte Signalverarbeitung (z.B. Joint Detection, Turbo Equalization) oder verbessertes Ressourcen-Management. Die daraus resultierende Erhöhung der Bandbreiteneffizienz wird jedoch relativ gering ausfallen, denn mit Hilfe der genannten Verfahren ist es lediglich möglich, sich der Shannon-Grenze zu nähern. Um die System-Kapazität deutlich zu steigern, müsste man eine weitere Dimension in Betracht ziehen.

Während Zeit, Frequenz und Code untrennbar miteinander verknüpft sind, wodurch die darauf basierenden Verfahren allesamt gleichen Beschränkungen unterliegen, stellt die Dimension Raum, deren Nutzung durch den Einsatz mehrerer Antennen erfolgt, eine neue Möglichkeit der Kapazitätserweiterung dar. Die klassische Shannon-Grenze wird in diesem Fall durch eine neue "Shannon"-Kapazität für Mehrantennensysteme ersetzt, die um einige Größenordnungen höher liegen kann.

1.1 Einführung in Mehrantennensysteme

Zu den sehr erfolgversprechenden Verfahren, die mehrere Antennen bei Sender und/oder Empfänger voraussetzen, gehören als Spezialfälle MISO (*Multiple Input Single Output*), SIMO (*Single Input Multiple Output*) und vor allem auch MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) [41].

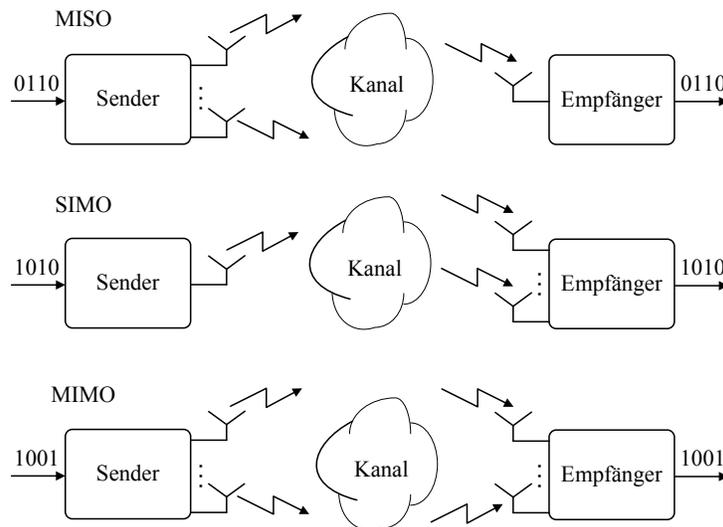


Abb. 1.1 Übersicht verschiedener Mehrantennensysteme

Während SIMO und MISO mit nur einem Antennenelement beim Sender bzw. Empfänger auskommen (siehe Abb. 1.1), benötigt MIMO sowohl beim Sender als auch Empfänger mehrere Antennenelemente (d.h. beidseitig Antennenarrays). Trotz des größeren Aufwands, der aus der Verwendung mehrerer Antennenelemente und Transceiver-Zweige beim Sender und Empfänger resultiert, sind MIMO-Verfahren sehr interessant, da diese theoretisch eine enorme Erhöhung der Bandbreiteneffizienz (in bps/Hz) ermöglichen [28, 29, 55, 62]. Für ein genügend hohes SNR und eine stark streuende Ausbreitungs Umgebung (*rich scattering*) verhält sich die Bandbreiteneffizienz proportional zur Anzahl der Sendeantennen (sofern mindestens ebenso viele Empfangsantennen verwendet werden) [29].

1.2 Hintergrund der Arbeit

Basierend auf den Pionierarbeiten zu MIMO [28, 29, 62] wurden in der Vergangenheit sowohl theoretische Kapazitätsbetrachtungen als auch Send- und Empfangsalgorithmen für MIMO intensiv untersucht, siehe z.B. [7, 8, 17, 27, 30, 42, 43, 65]. Neben diesen meist rein theoretischen bzw. auf (mehr oder weniger realistischen) Simulationen und Modellen basierenden Betrachtungen gibt es bislang nur wenige Publikationen über praktisch aufgebaute MIMO-Systeme, anhand derer sich die theoretischen Vorhersagen untermauern ließen (siehe z.B. [13, 36, 60]).

Es ist daher noch nicht unmittelbar möglich, den realen Gewinn an Bandbreiteneffizienz durch den Einsatz von MIMO einerseits und den hierfür notwendigen Zusatzaufwand bei Sender und Empfänger andererseits zu ermitteln. Letztlich ist aber das Verhältnis von Zusatzkosten und zusätzlichem Datendurchsatz ausschlaggebend dafür, ob MIMO ökonomisch sinnvoll ist. Es ist daher sehr interessant, durch den Aufbau eines MIMO-Systems die sich unter realistischen Randbedingungen (d.h. reale Umgebung, reale Antennen inklusive z.B. *mutual coupling*, zeitvariante Kanäle, beliebige Array-Geometrie und -Orientierung) ergebenden Datendurchsätze und den hierfür erforderlichen Aufwand bzw. die Kosten für analoge Hardware (Antennen und Transceiver) und Basisbandprozessierung zu ermitteln, insbesondere für ein mobiles Terminal.

1.3 Aufgabenstellung

Ziel der Arbeit ist der Aufbau eines MIMO-Labor-Hardware-Demonstrators sowie die Untersuchung verschiedener MIMO-Übertragungstechniken. Hierfür

sollen für eine Auswahl der für den Einsatz im Demonstrator vorgesehenen Verfahren Performance-Simulationen durchgeführt werden. Neben der Echtzeitimplementierung verschiedener MIMO-Algorithmen soll mit dem Demonstrator die Aufnahme realer MIMO-Kanäle für die Bewertung typischer Szenarien einer Indoor-Umgebung bzw. unterschiedlicher Antennenarrays möglich werden. Um den Aufwand hierfür möglichst gering zu halten, sollen soweit als möglich bereits vorhandene Komponenten verwendet werden, insbesondere für die analoge Signalverarbeitung (z.B. GSM/EDGE-Transceiver). Untersucht werden soll der gesamte Aufbau des Sende- und Empfangssystems mit mehreren separaten Pfaden. Weiterhin soll ein Sende- und Empfangsantennenarray entwickelt und aufgebaut werden. Die Antennennpolarisation und der Antennenabstand in den Arrays sollen flexibel einstellbar sein. Es wird davon ausgegangen, dass die Performance eines 8PSK-tauglichen EDGE-Empfangspfades auch für die in einem vollständig adaptiven MIMO-System benötigten unterschiedlichen Modulationsarten (d.h. für die adaptive Modulation mit z.B. BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM) ausreichend ist.

Ziel beim Empfänger ist es, ein Set von Basisbandsignalen in der Weise zu filtern und zu digitalisieren, dass anschließend die digitale Signalverarbeitung erfolgen kann. Als Prozessor wird der speziell für batteriebetriebene, mobile Terminals entwickelte Typ der Firma Analog Devices „BlackFin“ vorgeschlagen, um den Anspruch an die notwendigen Algorithmen, auf zukünftige mobile Terminals portierbar zu sein, zu unterstreichen.

Das Hauptaugenmerk der Arbeit liegt auf der Basisband-Signalverarbeitung und hier wiederum vor allem auf der empfangsseitigen Verarbeitung für den Downlink (d.h. im mobilen Terminal), da zukünftige mobile Applikationen voraussichtlich hauptsächlich im Downlink einen wesentlich erhöhten Datendurchsatz erfordern. Soweit nicht abweichend vermerkt, beschränkt sich die weitere Darstellung auf den hier besonders relevanten MIMO-Downlink.

Die sende- und empfangsseitige Basisband-Signalverarbeitung hängt wesentlich von der Art des eingesetzten MIMO-Verfahrens ab. So geht z.B. V-BLAST (*Vertical Bell Labs Layered Space Time*) [28, 30, 36] davon aus, dass der Sender keinerlei Informationen über den Kanal besitzt und daher gleichzeitig verschiedene Datenströme über die Sendeantennen abstrahlt. Durch den Einsatz von linearen (z.B. MMSE) oder nichtlinearen Algorithmen (z.B. *Successive Interference Cancellation* SIC) werden die beim Empfänger ankommenden Datenströme wieder getrennt. Für nicht zeitdispersive (*flat fading*) bzw. frequenzselektive Kanäle finden sich nähere Details z.B. in [4, 7, 9, 11, 20, 30, 36, 53, 75]. Die genaue Beschreibung des V-BLAST Algorithmus

folgt in Kapitel 4.1. V-BLAST erfordert sendeseitig keine besondere Signalverarbeitung und kann für die Empfangsprozessierung bei einem MIMO-System mit sendeseitiger Kenntnis der Langzeit-MIMO-Kanaleigenschaften als Basis gewählt werden. Da außerdem im Rahmen der 3GPP Standardisierung (*3rd Generation Partnership Project*) die Firma Lucent einen auf V-BLAST basierenden MIMO-Vorschlag eingereicht hat, ist es sinnvoll, die für V-BLAST notwendige Prozessierung in der Implementierung zu berücksichtigen.

Praktische Aspekte, die noch nicht erwähnt worden sind, aber für deren Untersuchung der MIMO-Demonstrator ebenfalls herangezogen werden soll, sind z.B. der Einfluss der Korrelationen zwischen den MIMO-Subkanälen (durch variable Antennenengeometrie bzw. variablen Antennenabstand bei Sender und Empfänger) [17, 68] oder der Einfluss von Kanalschätzfehlern [56]. Sofern mit GSM/EDGE-Transceivern gearbeitet wird, kann in Indoor-Umgebung näherungsweise von einem nicht frequenzselektiven Kanal ausgegangen werden, da die Signalbandbreite von ca. 200 kHz in der Regel sehr viel kleiner ist als die Kohärenzbandbreite. Eine Implementierung der zuvor genannten Algorithmen genügt daher für diesen Fall.

1.4 Gliederung der Arbeit

Nach einer Einführung in die Mehrantennensysteme und der Spezifizierung der Aufgabenstellung im ersten Kapitel wird in Kapitel 2 detailliert auf die unterschiedlichen Verfahren eingegangen, in denen beim Sender und/oder Empfänger mehrere Antennen verwendet werden. Im Speziellen werden Send- und Empfangs-Diversity sowie Beamforming-Methoden als Beispiele für MISO bzw. SIMO-Techniken erläutert. Dabei stellt das dargelegte Alamouti-Verfahren ein klassisches Beispiel der Sende-Diversity dar. Zum Abschluss des Kapitels wird das MIMO-Prinzip genauer erklärt, das eine gleichzeitige Übertragung mehrerer Datenströme innerhalb desselben Frequenzkanals sowie unter Verwendung gleicher Codes ermöglicht.

Im dritten Kapitel werden die Grundlagen, auf denen diese Arbeit basiert, vorgestellt. Das Kapitel beginnt mit der Beschreibung der Eigenschaften eines Mobilfunkkanals, der bei einer schnurlosen Kommunikation in einer stark streuenden Umgebung existiert. Dieser wird bei den im Rahmen dieser Arbeit vorgenommenen Auswertungen realer Kanäle als Referenz verwendet. Anschließend wird das Thema der Dopplerverschiebung bzw. Kohärenzzeit behandelt, das bei einem mobilen System ebenfalls berücksichtigt werden

muss. Dem folgt die Beschreibung eines MIMO-Kanals für ein frequenzflaches Fading, die Definition des SNR in einem MIMO-System und die Bestimmung der MIMO-Kapazität, die als Bewertungsmaß der unterschiedlichen Übertragungs-Szenarien verwendet wird.

Kapitel 4 gewährt einen tieferen Einblick in verschiedene MIMO Sende- und Empfangsarchitekturen. Eine Auswahl daraus wurde in dem im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Demonstrator implementiert. Zu Beginn wird auf die bei BLAST einsetzbaren Empfangsalgorithmen bzw. Detektoren eingegangen. Im Anschluss daran werden Möglichkeiten zur Verbesserung der Bitfehlerrate einer MIMO-Übertragung durch den Einsatz der klassischen Kanalcodierung aufgezeigt. Abschließend werden MIMO-Systeme, die über Kanalkennntnis am Sender verfügen, untersucht.

Der Aufbau des MIMO-Demonstrators wird in Kapitel 5 näher erläutert. Nach der Zusammenfassung der wichtigsten System-Parameter erfolgt eine detaillierte Beschreibung seiner Komponenten. Beginnend mit den sowohl beim Sender als auch beim Empfänger verwendeten Antennenarrays werden die Bauteile des Senders beschrieben. Hierbei werden diese Komponenten des Senders in drei Gruppen, d.h. Basisbandverarbeitungs-, Mixed-Signal- und RF-Gruppe, unterteilt. Für den aufgebauten MIMO-Demonstrator wird in diesem Kapitel eine spezielle an die Demonstrator-Eigenschaften angepasste Rahmen- und Burststruktur für die Datenübertragung definiert. Ähnlich wie beim Sender folgt die Beschreibung der Bauteile des Empfängers, gegliedert in RF-, Mixed-Signal- sowie Basisband-Komponenten.

Um die Echtzeitprozessierung zu ermöglichen, wurde ein Festkomma-DSP beim Empfänger des Demonstrators eingesetzt, in welchem die Empfangsalgorithmen implementiert wurden. Dies wird in Kapitel 6 erläutert. Dabei werden speziell die Aspekte der Signalverarbeitung bei der Festkomma-Rechnung behandelt.

Im siebten Kapitel erfolgt die Analyse und Bewertung der erzielten Simulations- und Messergebnisse. Mit Hilfe der durchgeführten Simulationen werden die Performance-Unterschiede der implementierten MIMO-Empfänger für die im Demonstrator einsetzbaren Modulationsarten untersucht. Weiterhin wird die Verbesserung der Bitfehlerrate einer MIMO-Übertragung durch den Einsatz eines Verfahrens der klassischen Kanalcodierung analysiert. Auf Grund der mit Hilfe des MIMO-Demonstrators durchgeführten Messungen werden zum Einen die dort implementierten MIMO-Empfangsalgorithmen unter realen Bedingungen verifiziert (z.B. beim Einsatz unterschiedli-

cher Antennenarrays). Zum Anderen wird eine Charakterisierung der typischen Szenarien einer Indoor-Umgebung realisiert.

2 Übersicht verschiedener Mehrantennenverfahren

Im ersten Kapitel wurde angedeutet, dass der Einsatz mehrerer Antennen in der Kommunikationstechnik eine deutliche Verbesserung der schnurlosen Verbindung im Sinne der Bandbreiteneffizienz liefern kann, sofern bestimmte Voraussetzungen erfüllt sind. Die Mehrantennensysteme können aber auch lediglich zur Verbesserung der Verbindungsqualität dienen, wie das in SIMO- oder MISO-Systemen oft der Fall ist. Durch geschickte Kombination von empfangenen bzw. gesendeten Signalen wird das SNR am Empfänger maximiert. Dies resultiert in kleineren Bit-Fehler-Raten (BER) während der Übertragung oder ermöglicht die Verwendung von höherstufigen Modulationsverfahren. In solchen Systemen, die nur eine Antenne auf der Sender- bzw. Empfängerseite verwenden, ist es allerdings nicht möglich, mehrere unabhängige Datenströme zur gleichen Zeit und im gleichen Frequenzkanal zu übertragen. Im Gegensatz dazu bietet MIMO für ein genügend hohes SNR und eine stark streuende Ausbreitungs Umgebung (*rich scattering*) eine enorme Erhöhung der Bandbreiteneffizienz (in bps/Hz), indem mehrere unabhängige Datenströme sowohl gleichzeitig als auch im selben Frequenzkanal übertragen werden. Die gängigsten Techniken, die in SIMO- bzw. MISO-Systemen eingesetzt werden, sind Sende- bzw. Empfangs-Diversity und *Beamforming*. In den folgenden Abschnitten werden diese Techniken sowie die Eigenschaften eines MIMO-Systems genauer beschrieben.

2.1 Sende- und Empfangs-Diversity

Die Sende- bzw. Empfangs-Diversity-Techniken werden hauptsächlich zur Qualitätsverbesserung einer Verbindung verwendet, indem die negativen Effekte der Empfangspegelbrüche, auch *fast fading* genannt, reduziert werden (siehe Kapitel 3.1). Diese Methoden sind bereits in heutigen Kommunikationssystemen wie GSM oder UMTS weit verbreitet und werden vor allem in den Basisstationen eingesetzt. Die Applikationen auf der Seite des mobilen Terminals werden jedoch ebenfalls in Erwägung gezogen. Sende- bzw.

Empfangs-Diversity nutzt die zufällige Natur einer Übertragung auf dem Radiokanal, indem sie unabhängige (oder zumindest stark unkorrelierte) Signalfade für die Kommunikation findet [63]. Die einfachste Form einer Empfangs-Diversity stellt das so genannte *selection combining* (SC) Verfahren dar, bei dem aus allen Signalen, die an den verschiedenen Empfangsantennen ankommen, das Signal mit dem größten SNR ausgesucht und zur weiteren Verarbeitung herangezogen wird. Dieses Verfahren ist relativ einfach zu implementieren. Hinsichtlich des Diversitätsgewinns stellt es allerdings nicht die optimale Lösung dar, da es nur die Information des Empfangszweiges mit dem besten SNR ausnutzt. Bessere Ergebnisse können mit dem Einsatz des sog. *maximal ratio combining* (MRC) erreicht werden. Hier werden alle empfangenen Signale entsprechend gewichtet, wodurch das SNR am Empfänger optimiert werden kann (vgl. [46, 63]). Der Implementierungsaufwand für dieses Konzept ist allerdings deutlich größer als für das SC-Verfahren.

Ergänzend dazu stellt STBC (*space time block coding*) eine einfache Möglichkeit der Sende-Diversity dar, die bereits in UMTS *Release 99* unter dem Namen *space time transmit diversity* (STTD) standardisiert wurde. Für den Fall von zwei Sende- und einer (oder mehrerer) Empfangsantenne(n) hat Alamouti ein Verfahren vorgeschlagen [5], das heutzutage als klassisches Beispiel für Sende-Diversity verwendet und im Folgenden kurz vorgestellt wird.

In Abb. 2.1 ist ein Prinzipblockschaltbild der Sende-Diversity mit STBC nach Alamouti dargestellt (hier für eine Empfangsantenne). Die komplexen Datensymbole \underline{x} werden jeweils paarweise verarbeitet, wobei zwei zeitlich aufeinander folgende Datensymbole jeweils in zwei Signale umgesetzt werden, die über die Antennen 0 und 1 gesendet werden. Die Symbolrate ändert sich daher gegenüber dem System mit nur einer Antenne nicht.

Aus Abb. 2.1 folgt, dass zum Zeitpunkt k das Symbol $\underline{x}(k)$ von der Antenne 0 und das Symbol $\underline{x}(k+1)$ von der Antenne 1 übertragen werden. Zum Zeitpunkt $k+1$ werden dann entsprechend $-\underline{x}^*(k+1)$ und $\underline{x}^*(k)$ von den Antennen 0 und 1 gesendet. Dabei bezeichnet der Stern den konjugiert komplexen Wert. Es wird zusätzlich angenommen, dass der Kanal zu diesen zwei aufeinander folgenden Zeitpunkten k und $k+1$ als konstant betrachtet werden kann. Wie im Folgenden gezeigt wird, liegt der Vorteil des Alamouti-Verfahrens darin, dass die Detektion der gesendeten Datensymbole mit Hilfe einer einfachen Matrix-Multiplikation realisiert werden kann.

Mit den komplexen Koeffizienten \underline{h}_0 bzw. \underline{h}_1 wird der Kanal zwischen Antenne 0 bzw. Antenne 1 und der Empfangsantenne beschrieben.

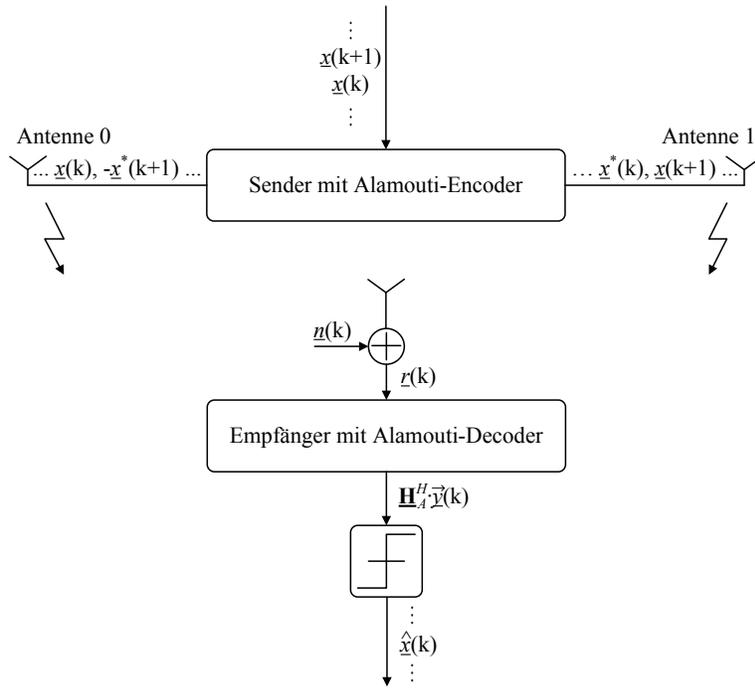


Abb. 2.1 Sende-Diversity mit STBC nach Alamouti

Damit lassen sich die am Empfänger ankommenden Symbole $\underline{r}(k)$ und $\underline{r}(k+1)$ wie folgt angeben:

$$\begin{aligned} \underline{r}(k) &= \underline{h}_0 \cdot \underline{x}(k) + \underline{h}_1 \cdot \underline{x}(k+1) + \underline{n}(k) \\ \underline{r}(k+1) &= -\underline{h}_0 \cdot \underline{x}^*(k+1) + \underline{h}_1 \cdot \underline{x}^*(k) + \underline{n}(k+1) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Dabei bezeichnen $\underline{n}(k)$ und $\underline{n}(k+1)$ die Abtastwerte des Rauschens. Definiert man einen Vektor $\underline{\vec{y}}(k)$:

$$\underline{\vec{y}}(k) = \begin{bmatrix} \underline{y}(k) \\ \underline{y}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{r}(k) \\ \underline{r}^*(k+1) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

und eine Matrix \mathbf{H}_A

$$\mathbf{H}_A = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

so kann das Übertragungsverhalten durch

$$\vec{y}(k) = \mathbf{H}_A \cdot \vec{x}(k) + \vec{n}(k) \quad (2.4)$$

beschrieben werden. Der Vektor $\vec{x}(k)$ setzt sich aus den zeitlich aufeinander folgenden Symbolen $x(k)$ sowie $x(k+1)$ und der Vektor $\vec{n}(k)$ aus $n(k)$ sowie $n^*(k+1)$ zusammen. Man erkennt, dass das folgende Matrizen-Produkt

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_A^H \cdot \mathbf{H}_A &= \begin{bmatrix} h_0^* & h_1 \\ h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |h_0|^2 + |h_1|^2 & 0 \\ 0 & |h_0|^2 + |h_1|^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5)$$

eine Diagonalmatrix darstellt. Dabei bezeichnet \mathbf{H}_A^H die konjugiert komplex Transponierte der \mathbf{H}_A Matrix. Die übertragenen Symbole können daher durch eine Matrix-Vektor-Multiplikation

$$\mathbf{H}_A^H \cdot \vec{y}(k) = (|h_0|^2 + |h_1|^2) \cdot \vec{x}(k) + \mathbf{H}_A^H \cdot \vec{n}(k) \quad (2.6)$$

zurückgewonnen werden. Voraussetzung hierfür ist, dass die Kanalkoeffizienten am Empfänger bekannt sind.

Der Signalvektor $\vec{x}(k)$ wird also mit einer Konstanten multipliziert, die sich aus den Beträgen der Kanalkoeffizienten ergibt. Da die Beträge der Kanalkoeffizienten in obiger Beziehung addiert werden, erfolgt die Verknüpfung der Symbole auf konstruktive Weise. Das Rauschen wird inkohärent verknüpft und dadurch deutlich weniger verstärkt als das Nutzsignal. Auf diese Weise lässt sich ein deutlicher Diversitätsgewinn erzielen.

Wie bereits erwähnt, liegt das Hauptaugenmerk der Sende- und Empfangs-Diversity-Methoden auf der Qualitätsverbesserung einer einzelnen Verbindung, was nicht unbedingt zur Optimierung des gesamten Systems führen muss. Zum Beispiel wird bei der STTD-Methode die Sendeleistung in alle

Richtungen abgestrahlt, was zu zusätzlichen Interferenzen bei den anderen Teilnehmern führen kann.

Ein weiteres wichtiges Merkmal, das sowohl bei der Beschreibung der Diversity- als auch der in Kapitel 2.2 beschriebenen Beamforming-Methoden zu erwähnen ist, ist der Antennenabstand innerhalb eines Antennenarrays. Während sich dieser Abstand beim Beamforming in einer Größenordnung von einer halben Wellenlänge bewegt, ist er im Falle der Diversity-Techniken stark von der Sender- und Empfängerumgebung abhängig. Dennoch bleibt er für eine typische Umgebung einer schnurlosen Verbindung ebenfalls in der Größenordnung einer halben Wellenlänge beim mobilen Teilnehmer.

Besonders bei der Integration eines Antennenarrays in ein mobiles Terminal, in dem der vorhandene Platz sehr begrenzt ist, ist der so gewählte Abstand oft immer noch zu groß. In diesem Fall ist es auch möglich, den Diversity-Gewinn durch unterschiedliche Polarisierungen der Antennenelemente im Antennenarray zu erreichen. Diese platzsparende Form der räumlichen Diversity, die oft Polarisations-Diversity genannt wird, stellt eine effektive Alternative zu klassischen Diversity-Methoden dar, bei denen die Arrays aus in ausreichendem Abstand voneinander angeordneten Antennen bestehen.

2.2 Beamforming

Neben den räumlichen Diversity-Methoden existieren auch andere Möglichkeiten, den negativen Effekten des *fast fading* entgegenzuwirken, wie z.B. Zeit-Diversity durch Codierung und Interleaving oder Frequenz-Diversity durch Entzerrer oder Rake-Empfänger, bei denen Sende- bzw. Empfangs-Diversity keinen signifikanten Gewinn für eine Verbindung mehr bringt. In solchen Fällen wäre es von Vorteil, die gesamte Sendeleistung gezielt in Richtung des Empfängers abzustrahlen. Bei dieser als Sende-Beamforming bezeichneten Technik werden die Signale der einzelnen Elemente eines Antennenarrays in Phase und Amplitude so kombiniert, dass eine Keule in Richtung des Empfängers entsteht (siehe Abb. 2.2). Die Sendeleistung in Richtung der anderen Teilnehmer wird dagegen idealerweise minimiert. Der Hauptvorteil dieser Methode ist die deutliche Verringerung der Interferenzen bei den anderen mobilen Teilnehmern, was zu Leistungs- und Durchsatzsteigerung des gesamten Systems führt. Im Gegensatz zu herkömmlichen Methoden der Ressourcen-Aufteilung, in denen die Nutzer mittels Frequenz, wie in *frequency division multiple access* (FDMA), Zeit, wie in *time division multiple access* (TDMA), oder Code, wie in *code division multiple access* (CDMA), unterschieden werden, kann in diesem Fall die Trennung einzelner

Nutzer nur im Raum erfolgen, wie in *space division multiple access* (SDMA), was selbstverständlich eine Kapazitätssteigerung des gesamten Systems zur Folge hat. Zusätzlich oder alternativ zum Sende-Beamforming kann auch das Empfangs-Beamforming eingesetzt werden, um das Empfangssignal unter Berücksichtigung der Übertragungsbedingungen in Empfangsrichtung zu optimieren.

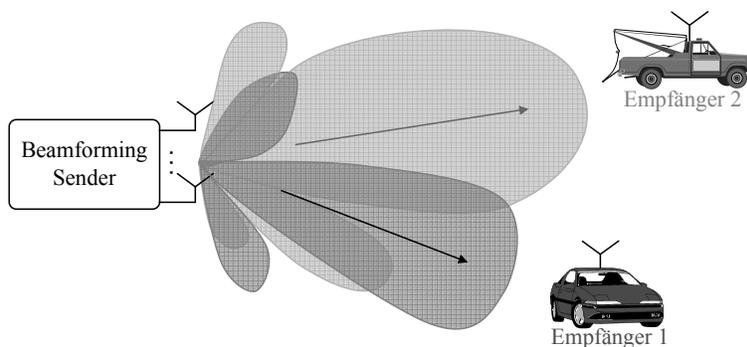


Abb. 2.2 Beispiel für MISO (hier Beamforming für SDMA)

Die spezifischen Signalprozessierungs-Algorithmen beim Beamforming, auf die an dieser Stelle nicht näher eingegangen wird, können aus [49] oder [51] entnommen werden.

2.3 MIMO

Die bisher beschriebenen Mehrantennenverfahren hatten zum Ziel, entweder die negativen Effekte des *fast fading* oder die Interferenzen bei den anderen Nutzern zu minimieren. Die Idee des MIMO-Verfahrens, auch räumliches Multiplexing genannt (siehe Abb. 2.3), ist, den Mehrpfad-Interferenzen, die zu Pegelabfällen führen, nicht entgegenzuwirken, sondern sie gezielt zur gleichzeitigen Übertragung mehrerer unabhängiger Datenströme innerhalb desselben Frequenzkanals und unter Verwendung gleicher Codes auszunutzen. Aus diesem Ansatz resultierte ein großes Interesse an räumlichen Multiplexing-Architekturen, von denen *Bell Laboratories Space-Time* (BLAST), ein Vorschlag der Firma Lucent Bell Labs, zu den wohl bekanntesten gehört. Hier werden die unabhängigen Datenströme gleichmäßig auf alle Elemente des Antennenarrays verteilt und auf einem physikalischen Kanal gesendet. Aufgrund der Wellenausbreitung auf diesem Kanal wird jedoch an jeder

Empfangsantenne eine Überlagerung dieser Datenströme ankommen. Wenn der Ausbreitungskanal eine starke Streuung (*rich scattering*) verursacht, d.h., wenn die aus unterschiedlichen Elementen des Antennenarrays gesendeten Signale über unkorrelierte Pfade übertragen werden, ist es beim Empfänger möglich, diese Überlagerung der Datenströme wieder rückgängig zu machen und die gesendeten Symbole zu detektieren.

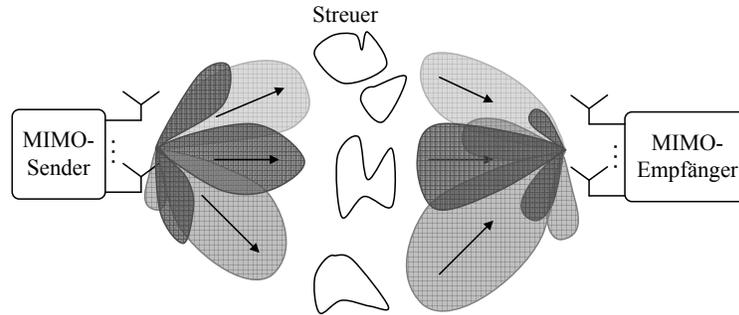


Abb. 2.3 Beispiel für MIMO (hier räumliches Multiplexing)

Mittlerweile wurden auch andere, fortgeschrittene Verfahren entwickelt, die die Kanalinformation am Sender ausnutzen. Durch geeignete Gewichtung der Antennen lenken diese Techniken die gleichzeitig gesendeten Symbole in bestimmte Richtungen, wodurch der Durchsatz weiter verbessert und der Empfang vereinfacht werden kann. Wie beim BLAST wird der Datenstrom aufgeteilt. Jeder so erhaltene Bitstrom wird codiert und auf ein passendes Konstellationsdiagramm (z.B. BPSK, QPSK) moduliert. Die Wertigkeit der digitalen Modulation (d.h. die Datenrate) jedes Datenstroms hängt dabei von der Qualität des räumlichen Kanals ab, über welchen die abgebildeten Symbole übertragen werden. Beim Empfänger werden die gesendeten komplexen Symbole wieder getrennt, demoduliert und dekodiert. Eine genauere Beschreibung der hier nur im Ansatz vorgestellten Verfahren folgt in Kapitel 4.

Neben der Erhöhung der Datenrate durch räumliches Multiplexing lässt sich mit Hilfe der MIMO-Technik auch die Zuverlässigkeit der Übertragung verbessern. Dadurch kann die Bitfehlerrate bei vorgegebener Sendeleistung oder die Sendeleistung bei vorgegebener Bitfehlerrate reduziert werden z.B. MIMO-Diversity (TX/RX).

Aus dieser Einführung in die MIMO-Technik wird ersichtlich, dass das räum-

liche Multiplexing eine gleichzeitige Übertragung mehrerer Datenströme innerhalb des gleichen Frequenzkanals sowie unter Verwendung gleicher Codes ermöglicht, was in der Vergangenheit nicht realisierbar schien. Im Gegensatz zu den anderen Technologien eröffnet MIMO eine völlig neue Dimension, den Datendurchsatz deutlich zu erhöhen.

3 Theoretische Grundlagen der MIMO-Übertragungstechnik

Nach der Einführung in die MIMO-Kommunikationstechnik finden sich im vorliegenden Kapitel die theoretischen Grundlagen, auf welchen diese Arbeit basiert.

3.1 Mobilfunkkanäle

Bei der schnurlosen Kommunikation tritt das Phänomen der Mehrwegeausbreitung auf, das durch Reflektion und Streuung der elektromagnetischen Wellen verursacht wird (z.B. an verschiedenen Gegenständen im Raum oder an Gebäuden).

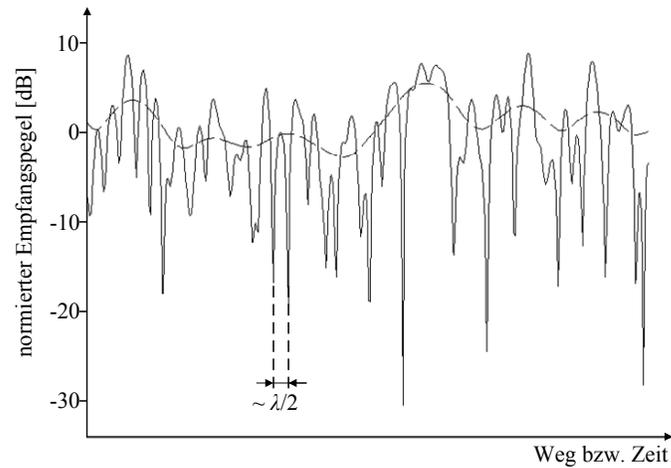


Abb. 3.1 Signal Fading

Dadurch durchlaufen die Wellen eine große Anzahl von Ausbreitungspfaden und erreichen den Empfänger mit zufälligen Amplituden, Phasen und Laufzeitverzögerungen, wobei in dieser Arbeit, wie in der Einleitung erwähnt wurde, die Laufzeitverzögerungen wegen der Indoor-Umgebung und der relativ kleinen Signalbandbreite von ca. 200 kHz vernachlässigt werden können, d.h., wenn nicht anders vermerkt, beziehen sich die weiteren Betrachtungen auf das nicht frequenzselektive Fading (*flat fading*). Die einzelnen Wellen können sich entweder konstruktiv oder destruktiv überlagern, je nachdem wie groß die relative Phasendifferenz zwischen ihnen ist. Dies führt zum so genannten *fast fading* (*small scale fading*), da sich die Einbrüche durch minimale Bewegung des mobilen Teilnehmers oder durch geringe Variation der Umgebung verändern. Zwei baugleiche Empfänger, die nur ein kurzes Stück voneinander entfernt sind, können so bereits Pegelunterschiede von 20 dB und mehr anzeigen. Abb. 3.1 zeigt einen typischen Pegelverlauf auf einer Empfangsantenne bei schnurloser Kommunikation. Die mittlere Entfernung zwischen den Pegel einbrüchen liegt etwa bei der Hälfte der Sendewellenlänge ($\lambda/2$). Aus dem Pegelverlauf in Abb. 3.1 lässt sich ein lokaler Mittelwert berechnen, der über kurze Distanzen konstant bleibt. Die langsamen Schwankungen dieses Mittelwertes, auch *slow fading* (*large scale fading*) genannt, werden nicht durch den Effekt der Mehrwegeausbreitung verursacht, sondern im Wesentlichen durch Abschattungseffekte [25].

3.1.1 Statistik von Empfangssignal-Amplitude und -Phase

Für den Fall einer stark streuenden Umgebung, bei der die einzelnen Ausbreitungspfade unabhängig voneinander bleiben, lässt sich die Statistik der Signalamplitude an einer Empfangsantenne sehr gut mit der Rayleigh-Verteilung approximieren. Dieser mittelwertfreie, komplexe, gauss'sche Prozess kann durch Gleichung 3.1 ausgedrückt werden (vgl. [25], [46] und [61]).

$$f_A(A) = \frac{A}{\sigma_s^2} e^{-\frac{A^2}{2\sigma_s^2}} \quad (3.1)$$

Dabei stellt A die Amplitude des komplexen Signals und σ_s^2 die Varianz des Real- bzw. Imaginärteils desselben dar. Der Mittelwert $E\{A\}$, der quadratische Mittelwert $E\{A^2\}$ und die Varianz σ_A^2 dieser Rayleigh-Verteilung

betragen entsprechend:

$$E\{A\} = \int_0^{\infty} A f_A(A) dA = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_s \quad (3.2)$$

$$E\{A^2\} = \int_0^{\infty} A^2 f_A(A) dA = 2\sigma_s^2 \quad (3.3)$$

$$\text{Var}\{A\} = \sigma_A^2 = E\{A^2\} - E^2\{A\} = (2 - \frac{\pi}{2})\sigma_s^2 \quad (3.4)$$

Die Phase des empfangenen Signals wird unabhängig von der Signalamplitude beeinflusst und ist in dem Intervall $[-\pi, \pi)$ gleichverteilt.

Besteht zwischen Sender und Empfänger eine direkte Sichtverbindung, besitzt der dem empfangenen Signal zu Grunde liegende gauss'sche Zufallsprozess die Mittelwerte M_1 und M_2 , entsprechend für den Real- und Imaginärteil des komplexen Prozesses. In diesem Fall kann die Statistik der Signalamplitude an einer Empfangsantenne sehr gut mit folgender Rice-Verteilung beschrieben werden (vgl. [25], [46] und [61]):

$$f_A(A) = \frac{A}{\sigma_s^2} e^{-\frac{A^2 + A_{LOS}^2}{2\sigma_s^2}} I_0\left(\frac{A \cdot A_{LOS}}{\sigma_s^2}\right) \quad (3.5)$$

I_0 ist dabei die modifizierte Besselfunktion erster Art, nullter Ordnung [46] und $A_{LOS} = \sqrt{M_1^2 + M_2^2}$ die Amplitude der direkten Signalkomponente bei einer *line of sight* Verbindung (LOS). Daraus lässt sich der Rice-Faktor K als Leistungsverhältnis von direkten und Rayleigh-verteilten Signalkomponenten wie folgt angeben:

$$K = \frac{E\{A_{LOS}^2\}}{2\sigma_s^2} \quad (3.6)$$

Die Verteilung der Phase bei einem Rice-Prozess hängt von der Größe des Parameters K ab. Mit größer werdendem Rice-Faktor K ändert sich die Phase in zunehmend engeren Grenzen [46].

3.1.2 Dopplerverschiebung

Bewegt sich ein mobiler Teilnehmer mit der Geschwindigkeit v_0 , wird bei nur einem Ausbreitungspfad die Mittenfrequenz f_c eines Bandpasssignals um die Dopplereffrequenz

$$f_D = \frac{v_0}{c_0} \cdot f_c \cdot \cos\alpha \quad (3.7)$$

verschoben (vgl. [46]). Hierbei ist c_0 die Lichtgeschwindigkeit und α der Winkel zwischen der Einfall- und Bewegungsrichtung. Die maximale Dopplerverschiebung

$$f_{Dmax} = \frac{v_0}{c_0} \cdot f_c \quad (3.8)$$

ergibt sich für $\alpha = 0$, was bedeutet, dass der mobile Teilnehmer direkt auf den Sender zufährt, oder betragsmäßig, für $\alpha = \pi$, sich direkt von ihm entfernt.

Im Regelfall setzt sich das Empfangssignal aus mehreren Signalkomponenten zusammen, die unterschiedliche Ausbreitungspfade durchlaufen. Diese Signalkomponenten weisen somit verschiedene Dopplerverschiebungen auf. Daraus lässt sich ein Leistungsdichtespektrum, auch Dopplerspektrum genannt, berechnen. Dieses Spektrum kann je nach Leistung und Verteilung der Einfallswinkel unterschiedliche Formen annehmen. Unter der Voraussetzung, dass alle Wellen mit der Elevation Null aus allen Richtungen gleichwahrscheinlich einfallen und die Empfangsantenne eine Rundumcharakteristik aufweist, lässt sich ein Jakes-Spektrum zur Modellierung eines Dopplerspektrums durch

$$\Phi_C(f) = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{1-(f/f_{Dmax})^2}} & : -f_{Dmax} < f < f_{Dmax} \\ 0 & : sonst \end{cases} \quad (3.9)$$

analytisch angeben [44].

Eine zeitäquivalente Beschreibung der Dopplerverschiebung lässt sich mit der Kohärenz-Zeit T_C darstellen. Nach einer der Kohärenz-Zeit entsprechenden Dauer kann man davon ausgehen, dass der geänderte Kanal nur wenig mit dem ursprünglichen Kanal korreliert. Eine Faustregel für die Relation

zwischen der maximalen Dopplerverschiebung und der Kohärenz-Zeit T_C lautet [63]:

$$T_C = \frac{0.423}{f_{Dmax}} \quad (3.10)$$

In praktischen Anwendungen kann man annehmen, dass der Mobilfunkkanal konstant ist, solange die Zeit 10% der Kohärenz-Zeit nicht überschreitet. Für den Fall des im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten MIMO-Demonstrators ergibt sich, wenn man die maximale Geschwindigkeit des mobilen Teilnehmers in Indoor-Umgebung mit 3 km/h und die Trägerfrequenz, auf der der MIMO-Demonstrator arbeitet, mit 1810 MHz einsetzt, eine maximale Zeit von 8.4 ms, nach der, um eine genaue Kanalführung zu gewährleisten, eine neue Kanalschätzung beim Empfänger durchgeführt werden muss.

In Kapitel 5.4 wird die im MIMO-Demonstrator eingesetzte Rahmen-Übertragungs-Struktur vorgestellt. Die verwendete Rahmen-Dauer beträgt ca. 6 ms. In Anbetracht der obigen Überlegungen kann während dieser Zeit ein stationärer Übertragungskanal angenommen werden. Eine neue Kanalschätzung muss jedoch in jedem Rahmen erfolgen.

3.1.3 MIMO-Kanal

Aus den bisherigen Betrachtungen wurde ersichtlich, dass der Einsatz mehrerer Antennen bei Sender und Empfänger ein räumliches Multiplexing ermöglicht. Der hier zwischen M Sende- und N Empfangsantennen existierende Radio-Kanal wird gewöhnlicherweise als MIMO-Kanal bezeichnet [59]. In Abb. 3.2 ist ein MIMO-Kanal für $M = 4$ Sende- und $N = 4$ Empfangsantennen dargestellt, was der Antennenanzahl im hier diskutierten MIMO-Demonstrator entspricht.

Für ein nicht frequenzselektives Fading lassen sich die komplexen Übertragungskoeffizienten \underline{h} zwischen allen M Sende- und N Empfangsantennen in der Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ zusammenfassen.

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \underline{h}_{11} & \cdots & \underline{h}_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{h}_{N1} & \cdots & \underline{h}_{NM} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Dabei steht \underline{h}_{nm} für einen komplexen Übertragungskoeffizienten zwischen der m -ten Sende- und der n -ten Empfangsantenne. Die Dimension der $\underline{\mathbf{H}}$ Matrix beträgt $N \times M$. Das Produkt $M \cdot N$ stellt die obere Grenze der MIMO-

Kanal-Diversity-Ordnung dar.

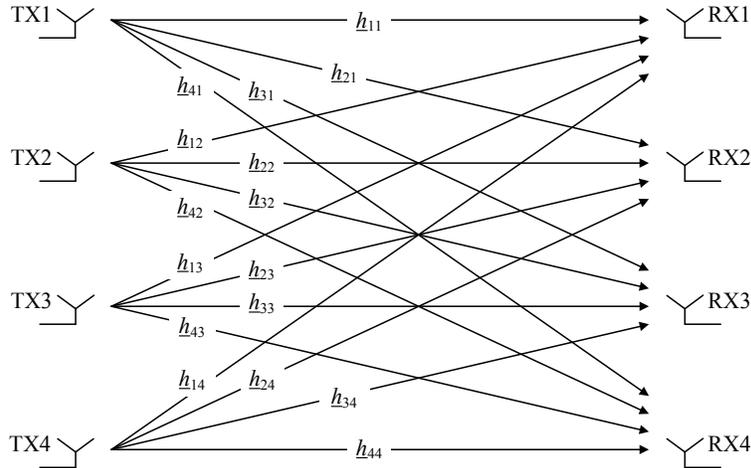


Abb. 3.2 Schematische Darstellung eines MIMO-Kanals (TX: *Transmitter*, RX: *Receiver*)

Bei den in Kapitel 7 diskutierten BER- und Kapazitäts-Ergebnissen wird stets jener Fall als Referenzfall verwendet, in dem alle Matrixelemente h_{nm} unkorreliert sind und durch die in Kapitel 3.1.1 dargelegte mittelwertfreie 2D Normal-Verteilung beschrieben werden können. Diese Voraussetzungen sind in der Regel höchstens für stark streuende Ausbreitungsbedingungen erfüllt, bei denen insbesondere keine direkte Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger besteht [34]. Auf solchen MIMO-Kanälen ist die maximale Anzahl von unabhängigen Datenströmen, die gleichzeitig übertragen werden können, durch $\min(M, N)$ limitiert. Die statistischen Eigenschaften der in einer realen Umgebung gemessenen MIMO-Kanäle können allerdings stark vom Referenzfall abweichen. Die Gründe dafür sind u.a. zu geringe Antennenabstände, eine schwach streuende Ausbreitungs Umgebung, die zu einem räumlich korrelierten Fading führt, die Rice-Verteilung der Empfangssignalamplitude, die aus der direkten Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger resultiert, oder unterschiedliche Antennengewinne, die z.B. auf Grund verschiedener Antennenpolarisationen entstehen. Diese Auswirkungen wurden in [12, 26, 35, 58] modelliert. Es wurde gezeigt, dass sie einen signifikanten Einfluss auf die Performance eines MIMO-Systems haben. Durch die in dieser Arbeit durchgeführten realen Messungen sollen diese theoretischen Untersuchungen verifiziert werden.

3.2 MIMO-Systembeschreibung mittels Kanalmatrix

In Abb. 3.3 ist die Prinzipskizze eines MIMO-Systems dargestellt. Die Prozessierung auf Sendeseite und Empfangsseite hängt außer von der Modulation und Kanalcodierung vor allem von dem Verfahren ab, durch welches der MIMO-Kanal ausgenutzt wird (z.B. Sende- bzw. Empfangs-Diversity, Beamforming, räumliches Multiplexing, BLAST). Somit stellt sie einen Kompromiss zwischen dem Diversity-Gewinn und der Anzahl der unabhängigen Datenströme dar, die auf einem MIMO-Kanal übertragen werden können [8, 34, 76].

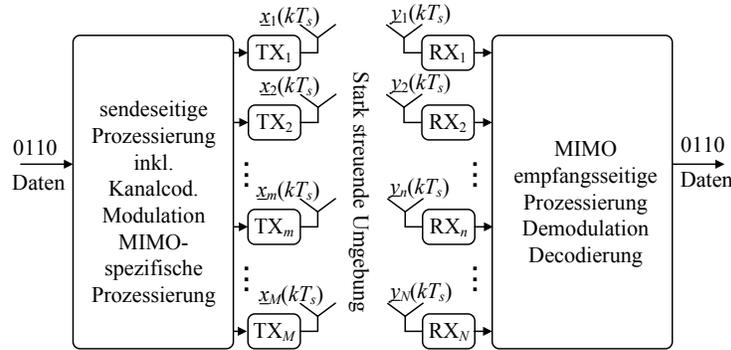


Abb. 3.3 Prinzipskizze eines MIMO-Systems

Dieses MIMO-System lässt sich für einen nicht frequenzselektiven Kanal sehr einfach durch die Multiplikation des zu einem gewissen Zeitpunkt kT_S (T_S = Symboldauer) gesendeten Vektors $\underline{\vec{x}} = \underline{\vec{x}}(kT_S)$ mit der Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ beschreiben.

$$\begin{aligned} \underline{\vec{y}} &= \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \\ &= \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\vec{x}} + \underline{\vec{n}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Der Vektor \vec{n} wird hier als räumlich unkorreliertes Rauschen angenommen (d.h. das Rauschen der N Empfangszweige variiert unabhängig voneinander). Da sich der Kanal bei räumlich korreliertem Rauschen durch ein räumliches „Pre-Whitening“-Filter in einen effektiven Kanal mit räumlich unkorreliertem Rauschen transformieren lässt, wird zur Vereinfachung nur dieser Spezialfall betrachtet. Bei der Gleichung 3.12 wurde zusätzlich vorausgesetzt, dass die Kombination von Sende- und Empfangs-Filter die Nyquist-Bedingung für keine Intersymbolinterferenz erfüllt (z.B. *root raised cosine* Sende- und Empfangs-Filter).

Für einen adäquaten Vergleich wird dabei in der Literatur (wie auch im Folgenden) stets davon ausgegangen, dass die Gesamtsendeleistung ($P_T = \|\vec{x}\|^2$) von der Anzahl der Sendeantennen unabhängig ist.

3.3 Signal-zu-Rauschverhältnis bei MIMO

Ausgehend von der Gleichung 3.12 und unter der Annahme, dass alle Koeffizienten h_{nm} der Kanalmatrix mittelwertfrei, 2D Normal-verteilt und unabhängig voneinander sind, lässt sich das mittlere SNR am Ausgang jeder Empfangsantenne wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{\mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M h_{nm} x_m \right|^2 \right\}}{\mathbb{E} \left\{ |n_n|^2 \right\}} = \frac{\sum_{m=1}^M \mathbb{E} \left\{ |h_{nm}|^2 \right\} \frac{P_T}{M}}{\sigma^2} \\ &= \frac{P_T}{\sigma^2} \mathbb{E} \left\{ |h_{nm}|^2 \right\} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Dabei bezeichnet σ^2 die Rauschvarianz an jeder Empfangsantenne. Unter Verwendung der Frobenius-Norm für die Kanalmatrix

$$\|\mathbf{H}\|_F = \sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{nm}|^2} \quad (3.14)$$

lässt sich das mittlere SNR wie folgt beschreiben:

$$SNR = \frac{P_T}{\sigma^2} \frac{\mathbb{E} \left\{ \|\underline{\mathbf{H}}\|_F^2 \right\}}{MN} \quad (3.15)$$

Daraus ergibt sich, dass das mittlere SNR unabhängig von der Empfangsantenne bleibt.

Basierend auf diesem Ergebnis und auf den Informationen, die in der Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ enthalten sind, ist man in der Lage, die Kapazität im Sinne von Shannon anzugeben.

3.4 Bestimmung der MIMO-Kapazität

Für die Bestimmung der Kanalkapazität bei MIMO wurde ein nicht frequenzselektives Fading und eine einzelne Verbindung zwischen Sender und Empfänger vorausgesetzt (d.h. die *multi user*, *intra cell* und *inter cell* Interferenzen wurden nicht berücksichtigt). Auf dieser Basis wurde die maximale normierte Kapazität eines MIMO-Kanals in [8, 27, 28, 29, 54, 69] analysiert, die folgendermaßen beschrieben werden kann:

$$\frac{C_{max}}{\text{bps/Hz}} = \max_{\underline{\mathbf{R}}_x} \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I}_{N \times N} + SNR \frac{\underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{R}}_x \underline{\mathbf{H}}^H}{\mathbb{E} \left\{ \|\underline{\mathbf{H}}\|_F^2 \right\} / MN} \right) \right\} \quad (3.16)$$

Dabei bezeichnet $\mathbf{I}_{N \times N}$ die Einheitsmatrix mit N Zeilen und N Spalten, $\underline{\mathbf{H}}^H$ die konjugiert komplex Transponierte der Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ und $\underline{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{P_T} \mathbb{E} \left\{ \vec{x} \vec{x}^H \right\}$ entspricht der normierten Kovarianzmatrix der gauss-verteilten Sendevektoren \vec{x} . Die Maximierung erfolgt dabei für alle möglichen Kovarianzmatrizen, die die Bedingung $\text{Tr}(\underline{\mathbf{R}}_x) = 1$ erfüllen.

Diese maximale normierte Kanalkapazität wird lediglich dann erreicht, wenn der Sender zu jedem Zeitpunkt vollständige Kenntnis über die MIMO-Kanaleigenschaften besitzt (siehe Beschreibung der Diagonalisierung der Kanalmatrix und des „Power-Bit Loadings“ in Kapitel 4.3). Verfügt andererseits der Sender über keine Kanalinformation, ist räumliches Multiplexing zur Vervielfachung der Datenrate eigentlich nur dadurch erreichbar, dass über die Sendeantennen voneinander unabhängige Datenströme gleicher mittlerer Leistung gesendet werden (d.h. $\underline{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{M} \cdot \mathbf{I}_{M \times M}$). Für diesen Fall ist die

normierte Kanalkapazität durch

$$\frac{C}{\text{bps/Hz}} = \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I}_{N \times N} + \frac{SNR}{M} \frac{\mathbf{H}\mathbf{H}^H}{\mathbb{E}\{\|\mathbf{H}\|_F^2\}/MN} \right) \right\} \quad (3.17)$$

gegeben (vgl. [29, 30, 36, 69, 74]) und kann wie folgt zerlegt werden:

$$\frac{C}{\text{bps/Hz}} = \sum_{q=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{M} \frac{\lambda_q}{\mathbb{E}\{\|\mathbf{H}\|_F^2\}/MN} \right) \quad (3.18)$$

Dabei bezeichnet r den Rang der \mathbf{H} Matrix und λ_q ($q = 1, 2, \dots, r$) die positiven Eigenwerte von $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$. Die in Gleichung 3.18 dargestellte spektrale Effizienz eines MIMO-Kanals wird durch die Kapazitätssumme von r SISO-Kanälen ausgedrückt. Die Sendeleistung jedes SISO-Kanals ist gleich P_T/M und der Spannungsübertragungsfaktor entspricht $\sqrt{\lambda_q}$ ($q = 1, 2, \dots, r$). Die Datenübertragung erfolgt in diesem Fall über parallele Kanäle, so genannte räumliche Mode, was zu einem deutlichen Gewinn gegenüber dem SISO-Fall führen kann. Wird zum Beispiel bei einem solchen MIMO-System die Sendeleistung um 3 dB gesteigert, so erhöht sich die normierte Kanalkapazität C um r bps/Hz (dies gilt für ein genügend hohes SNR). Die gleiche Erhöhung der Sendeleistung in herkömmlichen SISO-Kanälen ergibt lediglich eine Verbesserung der spektralen Effizienz um 1 bps/Hz.

Aus den obigen Gleichungen folgt, dass die normierte MIMO-Kanalkapazität stark mit einer größer werdenden Anzahl von Antennen ansteigt. Dieser Umstand legt es nahe, so viele Antennen auf der Sende- und Empfangsseite einzusetzen, wie aus Platzgründen möglich ist. In [16, 17, 18, 68] wurde jedoch gezeigt, dass die Antennen-Anzahl limitiert ist. Kleine Antennenabstände können zu Antennen-Kopplungen führen, welche starke Korrelationen zwischen den Elementen einer Kanalmatrix \mathbf{H} verursachen. Mit steigender Anzahl der Antennen vergrößert sich auch der Signalprozessierungsaufwand, welcher durch die Leistung der heutigen Recheneinheiten begrenzt ist.

Die Anzahl von Sende- und Empfangsantennen in dem im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten MIMO-Demonstrator wurde auf jeweils vier festgelegt. Damit ist es möglich, diese in ein mobiles Terminal mit relativ geringem Platzbedarf einzubauen. Außerdem lässt sich ein deutlicher Multiplex-Gewinn realisieren und der Prozessierungsaufwand hält sich in überschaubaren Grenzen. In den folgenden Abbildungen werden die Kapazitäts-Kurven für diese Antennenanzahl mit anderen Antennenanzahlen verglichen.

Abb. 3.4 zeigt die kumulative Wahrscheinlichkeit (CDF: *cumulative distribution function*) für die normierte Kanalkapazität (in bps/Hz) für nicht frequenzselektives Fading sowie für den Fall, dass alle Matrixelemente \underline{h}_{nm} unkorreliert sind und durch eine mittelwertfreie 2D Normal-Verteilung mit identischer Varianz beschrieben werden können (siehe Kapitel 3.1.1). Die simulierten Ergebnisse sind für den SISO-, SIMO- und MIMO-Fall dargestellt.

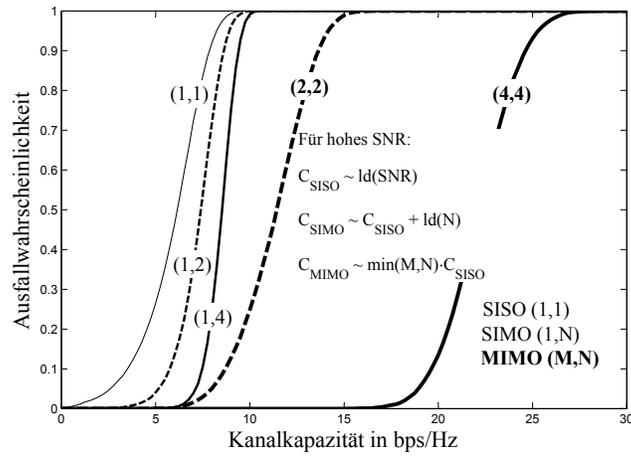


Abb. 3.4 Kumulative Wahrscheinlichkeit der normierten Kanalkapazität für einen frequenzflachen, stark streuenden Rayleigh-Kanal ohne Kanalinformation am Sender und für ein mittleres SNR von 20dB

Jedoch kann die erreichbare maximale normierte MIMO-Kanalkapazität im Fall einer ungenügenden räumlichen Trennung der Sende- und/oder Empfangsantennen bzw. eines nicht Rayleigh-Fadings deutlich kleiner werden. In Abb. 3.5 – Abb. 3.6 sind daher auch die Simulationsergebnisse eines Rice-Kanals mit unterschiedlichen Rice-Faktoren K zu sehen. Interessant ist, dass sich die Ausfallwahrscheinlichkeit der normierten MIMO-Kanalkapazität (d.h. die Wahrscheinlichkeit, dass die Kapazität unter einen bestimmten Wert fällt) mit zunehmendem K -Faktor vergrößert. Für die normierte SISO bzw. SIMO-Kanalkapazität kann man den umgekehrten Verlauf der normierten Kanalkapazität erkennen. Das lässt sich dadurch erklären, dass für das Rice-Fading die Anzahl von unkorrelierten räumlichen Moden abnimmt. Daraus folgt, dass das Rayleigh-Fading für eine MIMO-Übertragung den idealen und

für eine Übertragung im klassischen Sinne den ungünstigsten Fall darstellt.

Diese Ergebnisse zeigen, dass die durch MIMO erreichbare Kapazitätsverbesserung stark von den Kanaleigenschaften abhängt. Gerade in der Indoor-Umgebung, in der der MIMO-Demonstrator eingesetzt wird und in der viele Streuelemente existieren, kann man erwarten, dass sich für die Anwendung von MIMO geeignete Kanäle ergeben und dass ein großer Gewinn gegenüber dem SISO-Fall durch den Einsatz mehrerer Antennen auf der Send- und Empfangsseite erzielt wird. Wie bereits erwähnt, werden die in Kapitel 7 dargelegten Ergebnisse realer MIMO-Kanal-Messungen diese Erwartung belegen.

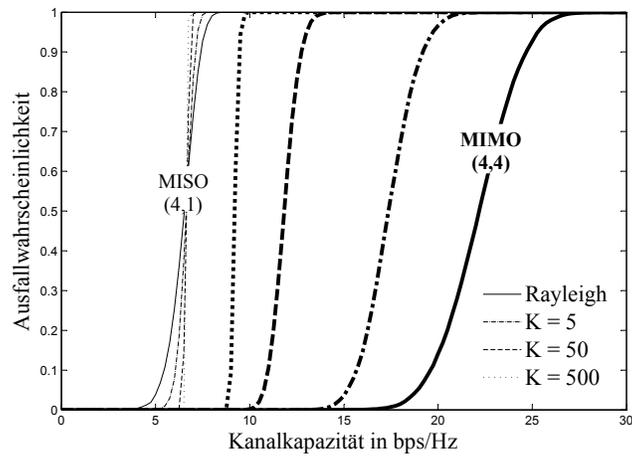


Abb. 3.5 Kumulative Wahrscheinlichkeit der normierten Kanalkapazität für einen frequenzflachen Rice-Kanal mit unterschiedlichen K -Faktoren ohne Kanalinformation am Sender, ein mittleres SNR von 20dB und einen MIMO- sowie MISO-Fall

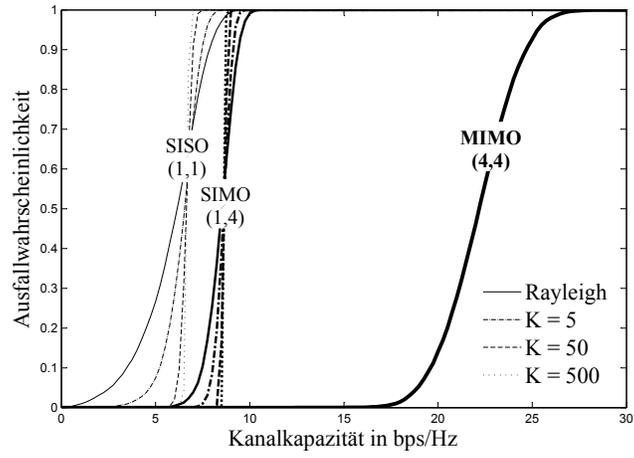


Abb. 3.6 Entspricht Abb. 3.5, jedoch für einen SIMO- und SISO-Fall

4 Beschreibung einiger MIMO Sende- und Empfangs- architekturen

Abschnitt 3.4 hat sich mit den theoretischen Kapazitätsgrenzen von MIMO-Systemen befasst. Im folgenden Kapitel werden einige Detektionsalgorithmen vorgestellt, die die Realisierung eines signifikanten Teils dieser theoretischen MIMO-Kapazität ermöglichen.

4.1 BLAST

In [28] hat Foschini erstmalig eine Architektur vorgeschlagen, die heute als *Diagonal Bell-Labs Layered Space-Time Architecture* (D-BLAST) bekannt ist. Diese Architektur verwendet ein Codierungsverfahren, welches die im Sender erzeugten Code-Wörter in Raum und Zeit in der Art verteilt, dass die einzelnen Datenströme gleichermaßen von den aktuellen Kanalbedingungen beeinflusst werden. In diesem Verfahren verändert sich die Verteilung aller Datenströme auf die Sendeantennen periodisch. Dadurch wird in den meisten Fällen vermieden, dass ein bestimmter Datenstrom stets von hohen Bitfehlerraten, die sich durch schlechte Kanalbedingungen ergeben, betroffen ist. Für ein unabhängiges Rayleigh-Fading ist es hier möglich, 90% der in Kapitel 3.4 beschriebenen MIMO-Kapazität zu erreichen [28]. Wegen der großen Komplexität ist die Echtzeit-Implementierung dieses Verfahrens mit den heute zugänglichen Recheneinheiten schwer zu realisieren, weshalb an dieser Stelle nicht weiter auf die Einzelheiten dieser Methode eingegangen wird.

V-BLAST stellt eine vereinfachte Version der BLAST-Architektur dar, die keine Codierung zwischen den einzelnen Sendeantennen vorsieht. Wie bereits in Kapitel 2.3 angedeutet, wird hier der gesamte Bitstrom gleichmäßig auf die unabhängigen Bitströme verteilt, deren Anzahl jener der Sendeantennen M entspricht (siehe Abb. 4.1). Dabei muss die Anzahl der Empfangsantennen N größer oder gleich der Anzahl der Sendeantennen M sein. Im anderen

Fall (d.h. $M > N$) wäre eine gleichzeitige Übertragung von M unabhängigen Datenströmen im selben Frequenzkanal ohne Verwendung der Datenstrom-spezifischen Code-Signaturen unmöglich, da hier für die Lösung des linearen Gleichungssystems aus (3.12) mehr Unbekannte als unabhängige Gleichungen zur Verfügung stehen würden.

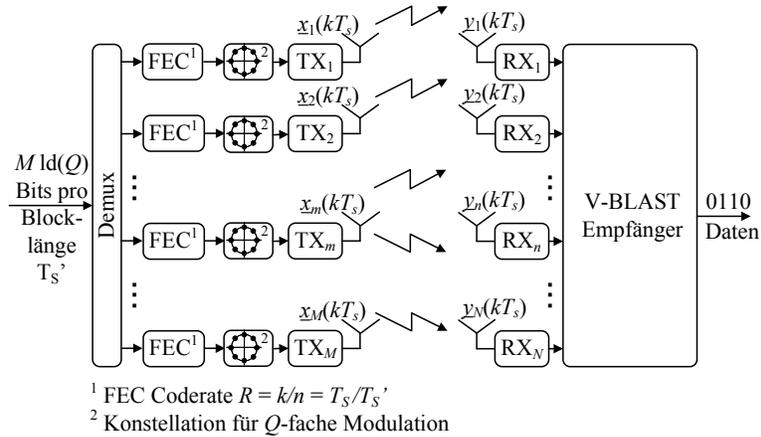


Abb. 4.1 Vertical Bell-Labs Layered Space-Time (V-BLAST) Sender und „black box“ für V-BLAST-Empfänger

Nach der Verteilung der Bits auf die Sendeantennen ist es möglich, die Daten mit klassischen Verfahren der Kanalcodierung (FEC: *forward error correction*) zu versehen. Anschließend werden die Bits auf die Modulationssymbole (z.B. BPSK, QPSK, 16QAM) abgebildet. Diese werden nach der Impulsformung und Umsetzung auf eine RF-Frequenz von den einzelnen Antennen mit gleicher mittlerer Leistung (P_T/M) gesendet. Die Kanalcodierung kann auch vor der Verteilung der Bits bzw. Modulationssymbole auf die Sendeantennen erfolgen (siehe Kapitel 4.2). Nachteil dieser vereinfachten V-BLAST Architektur ist die Verkleinerung der erreichbaren Kanalkapazität, die im Falle von D-BLAST um ca. 40% höher liegt [30].

An dieser Stelle soll noch einmal betont werden, dass die BLAST-Architekturen weder Frequenz (wie im FDM) noch Zeit (wie im TDM) oder Code (wie im CDM) verwenden, um die von verschiedenen Antennen gesendeten Datenströme zu separieren. Stattdessen wird der stark streuende Ausbreitungskanal für das räumliche Multiplexing ausgenutzt. In den Abschnitten 4.1.1 – 4.1.4 werden einige in V-BLAST einsetzbare Detektor- bzw. V-BLAST-

Empfänger-Strukturen vorgestellt, die in der Lage sind, eine am Empfänger ankommende Überlagerung der gesendeten Datenströme wieder zu trennen. Dabei werden auch Aspekte der Performance- und Implementierungskomplexität betrachtet.

4.1.1 Maximum-Likelihood-Empfänger

Der *maximum-likelihood* (ML)-Empfänger ist ein Spezialfall des *maximum-a-posteriori* (MAP) Detektors [61], in dem die Sendewahrscheinlichkeiten aller möglichen Vektoren \underline{x} gleich sind. Für ein nicht frequenzselektives Fading errechnet dieser ML-Empfänger den Abstand des empfangenen Vektors \underline{y} zu den Konstellationspunkten, die aus der Multiplikation aller möglichen Sendevektoren mit der Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ entstanden sind, und sucht den kleinsten aus. Daraus ergibt sich ein optimaler Detektor bezüglich der BER, dessen Schätzwert mit folgender Gleichung beschrieben wird:

$$\hat{\underline{x}} = \arg \min_{\underline{x}} \|\underline{y} - \underline{\mathbf{H}}\underline{x}\|^2 \quad (4.1)$$

Wenn man mit \mathcal{A} den Umfang des Alphabets einer digitalen Modulation bezeichnet, dann muss die Suche über \mathcal{A}^M Sendevektoren durchgeführt werden. Daraus folgt, dass der Rechenaufwand, der für den ML-Empfänger notwendig ist, exponentiell mit der Anzahl der Sendeantennen steigt. Dennoch zeigen die aktuellen Untersuchungen der so genannten *sphere decoding* Techniken eine Rechenaufwandreduktion bezüglich des ML-Empfängers (vgl. [24, 38, 39, 71]). Im Fall eines MIMO-Systems mit gleicher Anzahl von Sende- und Empfangsantennen ($M = N$) ist die Diversity-Ordnung eines solchen Detektors gleich M .

4.1.2 Zero Forcing-Empfänger

Um die hohe Komplexität des ML-Empfängers weiter zu verringern, greift man in der Praxis oft auf suboptimale Methoden zurück, die einen linearen Matrix Filter $\underline{\mathbf{G}}$ zur Wiederherstellung der gesendeten Datenströme verwenden (siehe Abb. 4.2).

Eine dieser Methoden ist der *zero forcing* (ZF)-Empfänger, dessen Detektionsmatrix der Moore-Penrose Inversen [40], auch Pseudoinverse genannt, entspricht:

$$\underline{\mathbf{G}}_{ZF} = \underline{\mathbf{H}}^\dagger = (\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}})^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \quad (4.2)$$

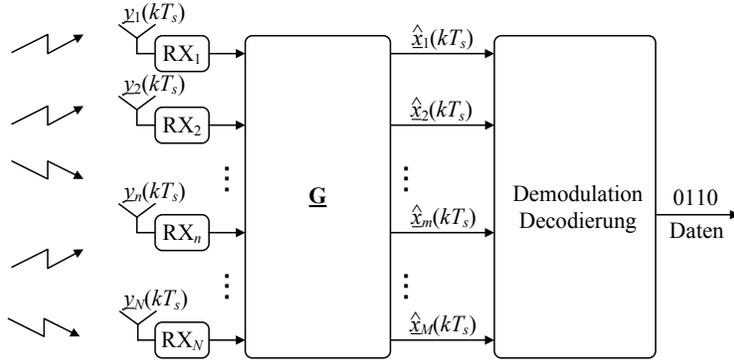


Abb. 4.2 Lineare V-BLAST-Empfänger-Struktur

Die Multiplikation der Detektionsmatrix \mathbf{G}_{ZF} mit dem empfangenen Vektor \vec{y} (siehe Gleichung 3.12) liefert eine Schätzung des gesendeten Vektors \vec{x} :

$$\hat{\vec{x}} = \mathbf{G}_{ZF} \cdot \vec{y} = \vec{x} + \mathbf{H}^\dagger \vec{n} \quad (4.3)$$

Demnach schafft es dieser ZF-Empfänger bei existierender Moore-Penrose Inverser \mathbf{H}^\dagger der Kanalmatrix \mathbf{H} , die Signalinterferenzen vollständig zu beseitigen.

Aus Gleichung 4.3 und Abb. 4.2 folgt, dass der ZF-Empfänger die Detektion der gesendeten Vektoren \vec{x} durch die Detektion M skalarer Datenströme ersetzt, wodurch die Empfängerkomplexität deutlich reduziert wird. Diese Vorgehensweise führt jedoch bei kleinen Singulärwerten der Kanalmatrix \mathbf{H} zu einer erheblichen Rauschverstärkung, welche sich, verglichen mit dem optimalen ML-Empfänger, in der Regel in einem hohen Performance-Verlust äußert. Für diesen Empfänger beträgt die Diversity-Ordnung aller M Datenströme $N - M + 1$ (vgl. [37, 73]).

4.1.3 MMSE-Empfänger

Der *minimum mean-square error* (MMSE)-Empfänger minimiert den mittleren quadratischen Fehler basierend auf der Signalinterferenz und dem Rauschen und findet somit einen Kompromiss zwischen vollständiger Beseitigung der Signalinterferenz und der Rauschverstärkung. Seine Matrix \mathbf{G} wird mit

folgender Gleichung angegeben:

$$\underline{\mathbf{G}}_{MMSE} = \left(\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}} + \frac{\sigma^2}{P_T/M} \mathbf{I}_{M \times M} \right)^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \quad (4.4)$$

Für niedrige $SNRs$ ($SNR \ll 1$) nähert sich der MMSE-Empfänger dem *matched filter* (MF)-Empfänger:

$$\underline{\mathbf{G}}_{MF} = \frac{P_T}{M} N_0^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \quad \text{mit} \quad N_0 = \sigma^2 \quad (4.5)$$

und liefert auf Grund nicht vorhandener Rauschverstärkung bessere Ergebnisse als der ZF-Empfänger. Für ein großes SNR ($SNR \gg 1$) ergibt sich

$$\underline{\mathbf{G}}_{MMSE} = \underline{\mathbf{G}}_{ZF} \quad (4.6)$$

Für diesen SNR -Bereich und für den Fall $N \geq M$ beträgt die Diversity-Ordnung jedes Datenstroms $N - M + 1$. Der Rechenaufwand der ZF- und MMSE-Empfänger ist vergleichbar. Es ist offensichtlich, dass sowohl der ZF- als auch der MMSE-Empfänger nur dann in der Lage sind, die gesendeten Datenströme zu separieren, wenn die Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ einen vollen Rang besitzt. Dies kann nur bei einem stark streuenden Kanal sowie ausreichend großer Trennung der Sende- und Empfangsantennen erfüllt werden und ist beim praktischen Aufbau eines MIMO-Demonstrators zu beachten.

4.1.4 Successive Interference Cancellation-Empfänger

Eine weitere Verbesserung bezüglich der Bitfehlerrate kann mit dem Einsatz von nicht linearen Techniken, wie z.B. *successive interference cancellation* (SIC), erreicht werden. Am Anfang dieses Algorithmus wird ein Symbol des gesendeten Vektors $\underline{\vec{x}}$ mittels der ZF- oder MMSE-Methode detektiert. Dabei werden die anderen Komponenten des Sendevektors als Interferenzen betrachtet. Das detektierte Symbol wird anschließend vom empfangenen Signalvektor $\underline{\vec{y}}$ subtrahiert. Daraus ergibt sich ein modifizierter Empfangsvektor mit einer geringeren Anzahl von Signalinterferenzen. Dieses Vorgehen wird so lange wiederholt, bis alle Komponenten des Sendevektors $\underline{\vec{x}}$ detektiert wurden. Die Wahl des zu detektierenden Symbols erfolgt anhand des empfangenen SNR in der Weise, dass das Symbol mit dem größten SNR am Empfänger zuerst detektiert wird. Abb. 4.3 verdeutlicht die Funktionsweise des SIC-Empfängers.

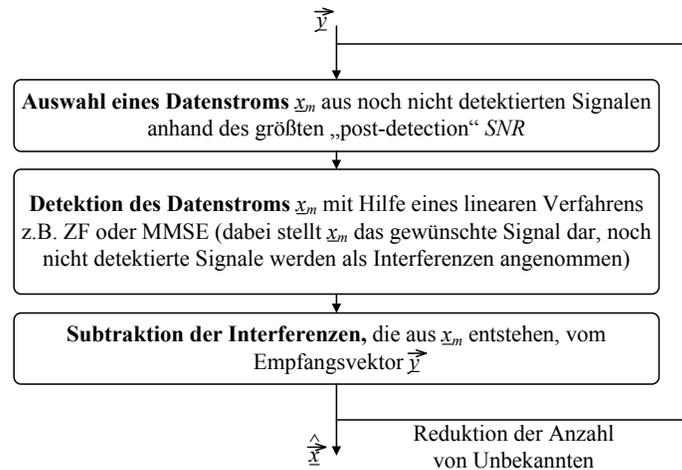


Abb. 4.3 Grundidee eines SIC-Empfängers

Da die Anzahl von Unbekannten nach jeder SIC-Detektionsstufe kleiner wird, steigt die Diversity-Ordnung dieses Empfängers von Iteration zu Iteration [29, 52]. In der Praxis jedoch ist die effektive Diversity-Ordnung auf Grund der Fehlerfortpflanzung oft auf den Wert 1 limitiert. Dies lässt sich dadurch erklären, dass das BER-Verhalten am stärksten von dem zuerst am Empfänger detektierten Datenstrom beeinflusst wird. Dieser besitzt jedoch auch die kleinste Diversity-Ordnung. Verglichen mit ZF oder MMSE steigt die Komplexität des SIC-Empfängers linear mit der Anzahl der Sendeantennen.

4.2 Einsatz der klassischen Kanalcodierung bei MIMO

In einem MIMO-System lassen sich, wie bereits in Kapitel 4.1 erwähnt wurde, unterschiedliche Verfahren der klassischen Kanalcodierung einsetzen, um die Bitfehlerrate der Übertragung zu reduzieren. Dabei existieren vorwiegend zwei Möglichkeiten für den Einsatz der Kanalcodierung in einem MIMO-System.

Zum einen ist es möglich, die unabhängigen Datenströme der einzelnen Sendeantennen separat zu codieren. Nach der Codierung werden die Daten wie im klassischen Fall der Kanalcodierung interleaved (siehe Abb. 4.4).

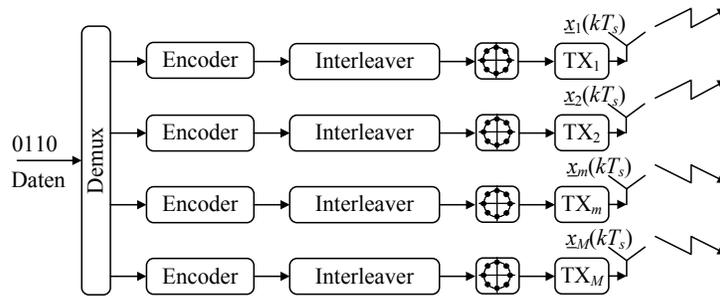


Abb. 4.4 Blockschaltbild eines V-BLAST-Senders mit separater Kanalcodierung jedes unabhängigen Datenstroms

Für ein genügend hohes SNR ist dieses Verfahren hauptsächlich bei einem SIC-Empfänger von Vorteil, da durch die Kanalcodierung die Anzahl der Fehler in den einzelnen SIC-Detektionsstufen und dadurch die Fehlerfortpflanzung reduziert wird. Man muss hierbei einen gestiegenen Rechenaufwand des SIC-Algorithmus in Kauf nehmen, da für jeden unabhängigen Datenstrom separate Decoder implementiert werden müssen.

Zum anderen kann man den ankommenden Datenstrom vor der Verteilung auf die Sendeantennen codieren und interleaven (siehe Abb. 4.5).

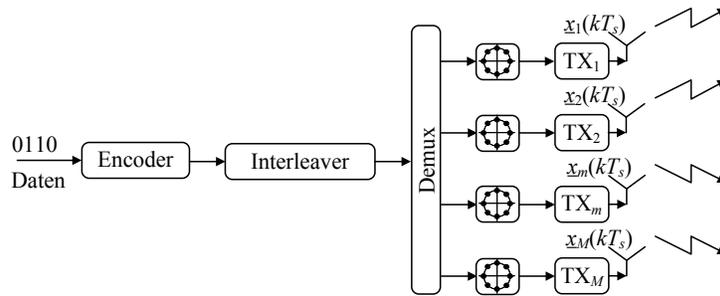


Abb. 4.5 Blockschaltbild eines V-BLAST Senders mit gemeinsamer Kanalcodierung des ankommenden Datenstroms

In diesem Fall ist es lediglich notwendig, einen Codec (Encoder und Decoder) sowie einen Interleaver zu implementieren, womit der Rechenaufwand bei

einem SIC-Algorithmus, im Vergleich zum vorherigen Verfahren, reduziert wird. Dies ist besonders wichtig für reale Systeme, in denen die Recheneinheit (z.B. DSP) zahlreiche Aufgaben bewältigen muss.

Um die Verbesserung der Übertragung durch den Einsatz der Kanalcodierung zu untersuchen, wurden im Rahmen dieser Arbeit Simulationen durchgeführt, in denen ein äußerer Encoder und Interleaver gemäß Abb. 4.5 eingesetzt wurden. Die Simulationsergebnisse sind in Kapitel 7.1.1 dargestellt. In den beiden folgenden Abschnitten werden die Architektur des hier eingesetzten Encoders sowie die Entwurfsaspekte eines dazugehörigen Interleavers beschrieben.

4.2.1 Architektur des implementierten Encoders

Da dieser MIMO-Demonstrator zum Teil auf der Basis des GSM-Systems aufbaut, wurde als äußerer Encoder ein aus GSM stammender Faltungscoder eingesetzt. Die Generatorpolynome dieses Faltungscoders sind in Abb. 4.6 in Form einer Schieberegister-Beschreibung [32] zu sehen.

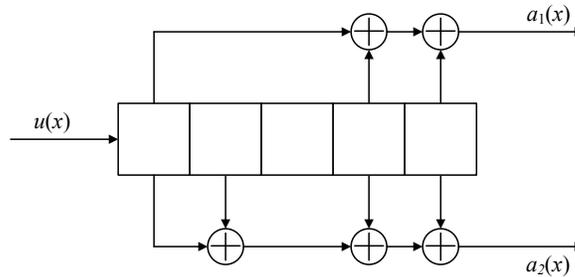


Abb. 4.6 Schieberegister-Beschreibung des simulierten Faltungscoders

4.2.2 Entwurfsaspekte eines Interleavers für MIMO-Systeme

Der Entwurf eines Interleavers für MIMO-Systeme mit der in Abb. 4.5 dargestellten Struktur ist von besonderer Bedeutung. Er wurde im Rahmen dieser Arbeit ausführlich untersucht, woraus sich eine optimierte Struktur eines Interleavers für solche MIMO-Systeme ergeben hat.

Die bis dato in zahlreichen Veröffentlichungen [6, 21, 22, 23, 31] beschriebenen Interleaver versuchen, die Index-Abstände der codierten Bits am Aus-

gang des Interleavers zu maximieren. In einem MIMO-System ist jedoch nicht nur der möglichst große Abstand zwischen den Indices nach dem Interleaver wichtig, sondern auch, dass die am Ausgang des Encoders benachbarten Bits nicht von derselben Antenne gesendet werden. Es ist durchaus möglich, dass die von einzelnen Antennen gesendeten Daten qualitativ unterschiedlichen Übertragungsverhältnissen (z.B. durch Abschattung) unterliegen. Dadurch können nach dem Deinterleaver Blockfehler entstehen, die ein Faltungsdecoder möglicherweise nicht korrigieren kann.

Die im Folgenden vorgeschlagene optimierte Struktur eines Interleavers für MIMO-Systeme sieht nun vor, dass, ausgehend von der Struktur in Abb. 4.5, der Gesamtdatenstrom derart interleaved wird, dass benachbarte Bits sicher auf unterschiedliche Antennen verteilt werden. Dadurch werden nach dem Deinterleaver die meisten Blockfehler in Einzelfehler umgewandelt, die dann von einem Faltungsdecoder besser korrigiert werden können. Dieser Interleaver berücksichtigt somit eine weitere Dimension, d.h. die Anzahl der unabhängigen Datenströme in einem MIMO-System. Klassische Interleaver berücksichtigen hingegen nur die zeitliche Komponente. Für die MIMO-Systeme, denen die Kanalinformation am Sender zur Verfügung steht (siehe Kapitel 4.3), ist es notwendig, die Modulationsart jedes unabhängigen Datenstroms in die Interleaver-Struktur mit einzubeziehen. Als Beispiel wird im Folgenden eine formale Beschreibung des neuartigen Interleavers vorgenommen (hier für Systeme ohne Kanalinformation am Sender).

Der Input des Interleavers ist ein Bitstrom der Länge N_{Int} . Zuerst werden den Input-Bits die Indices von 1 bis N_{Int} zugeteilt. Die Interleaver-Indices I für die m -te Antenne werden wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned}
 I(m, b + (k - 1) \cdot NoBu) &= StIdx(k) + (m - 1) \\
 &\cdot \left[\text{fix} \left(\frac{s - 1}{M} \right) \cdot M + BL + 1 \right] \\
 &+ s \cdot M \cdot (b - 1), \text{ mod } N_{Int}
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

$$m = 1 \dots M,$$

$$b = 1 \dots NoBu,$$

$$k = 1 \dots StValLen,$$

$$\begin{aligned}
s &= \text{fix} \left(\frac{IntLenPar}{NoBu} \right) \cdot NoBu + 1, \\
IntLenPar &= \frac{NoBpA}{NoBu}, \\
NoBpA &= \frac{N_{Int}}{M}, \\
StIndx &= StVal(1 + (q - 1) \cdot StShift, \text{mod } StValLen), \\
q &= 1 \dots StValLen, \\
StVal &= 1, 1 + NoBu \cdot M, 1 + 2 \cdot NoBu \cdot M, \\
&1 + 3 \cdot NoBu \cdot M, \dots, \leq N_{Int}
\end{aligned}$$

Dabei bezeichnet $StShift$ ein ganzzahliges Index-Increment, M die Anzahl der Sendeantennen, $NoBu$ die Anzahl der Bursts (unter einem Burst versteht man hier eine Anzahl von Bits, die zu einem Block zusammengefasst werden können, z.B. Bits, für die der Kanalzustand, in dem sie übertragen werden, als statisch betrachtet werden kann), $StValLen$ die Länge des Vektors $StVal$ und BL die Burst-Länge. $StShift$ muss so gewählt werden, dass er zum einen möglichst nah an G liegt (siehe Gleichung 4.8) und zum anderen der größte gemeinsame Teiler von $StShift$ und $StValLen$ gleich 1 ist.

$$G = \frac{\sqrt{5} - 1}{2} \cdot \left[\text{fix} \left(\frac{s - 1}{M} \right) \cdot M + 1 \right] \quad (4.8)$$

Die $\text{fix}(x)$ -Funktion rundet x zur einer Ganzzahl in Richtung Null.

4.3 MIMO-Systeme mit Kanalkennntnis am Sender

Steht bei einem MIMO-System zu jedem Zeitpunkt die volle Kanalkennntnis am Sender zur Verfügung, lässt sich der MIMO-Kanal in orthogonale räumliche Kanäle, die so genannten Eigenmoden, zerlegen. Die Anzahl dieser Eigenmoden ist durch den Rang der Kanalmatrix \mathbf{H} bestimmt und stellt somit die Maximalzahl der voneinander unabhängigen Datenströme, die sich über einen MIMO-Kanal gleichzeitig und im selben Frequenzkanal übertra-

gen lassen, dar. Für einen Rang $\text{rank}[\underline{\mathbf{H}}] = 1$, wie dies z.B. näherungsweise bei räumlich sehr eng benachbarten Sendeantennen, sehr eng benachbarten Empfangsantennen oder einem reinen LOS-Kanal auftritt, lässt sich das sich daraus ergebende lineare Gleichungssystem für die M Unbekannten \underline{x}_m nicht eindeutig lösen, da die N Gleichungen alle linear abhängig sind [34].

Mit der Diagonalisierung der Kanalmatrix (d.h. der Umwandlung des MIMO-Kanals in orthogonale räumliche Kanäle) lässt sich die Anzahl der unabhängigen Datenströme an die Kanalbedingungen anpassen. Mit Hilfe des so genannten „Power-Bit Loading“ ist es möglich, die Modulationsart sowie die Leistung der aus der Diagonalisierung erhaltenen Eigenmoden optimal einzustellen (siehe Kapitel 4.3.4) und das Maximum der MIMO-Kanalkapazität nach Gleichung 3.16 zu erreichen.

4.3.1 Diagonalisierung der Kanalmatrix

Eine Methode zur Diagonalisierung der Kanalmatrix stellt die Singulärwertzerlegung (SVD: *singular value decomposition*) dar [8]:

$$\underline{\mathbf{H}} = \underline{\mathbf{U}} \cdot \underline{\mathbf{D}} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H = \sum_{q=1}^r \sigma_q \underline{\vec{u}}_q \underline{\vec{v}}_q^H \quad (4.9)$$

Dabei bezeichnen $\underline{\mathbf{U}}_{N \times N} = [\underline{\vec{u}}_1 \underline{\vec{u}}_2 \dots \underline{\vec{u}}_N]$ bzw. $\underline{\mathbf{V}}_{M \times M} = [\underline{\vec{v}}_1 \underline{\vec{v}}_2 \dots \underline{\vec{v}}_M]$ die linken bzw. rechten Singulärvektoren der $\underline{\mathbf{H}}$ Matrix, $\underline{\mathbf{D}}_{N \times M}$ die diagonale Matrix mit den Singulärwerten σ_q , r den Rang der Kanalmatrix und $\underline{\mathbf{V}}^H$ die konjugiert komplex Transponierte der $\underline{\mathbf{V}}$ Matrix.

Die $\underline{\mathbf{U}}$ und $\underline{\mathbf{V}}$ Matrizen sind unitär, womit Folgendes gilt:

$$\underline{\mathbf{U}}^H \underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{U}} \underline{\mathbf{U}}^H = \underline{\mathbf{I}}_{N \times N} \quad \text{und} \quad \underline{\mathbf{V}}^H \underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{V}} \underline{\mathbf{V}}^H = \underline{\mathbf{I}}_{M \times M} \quad (4.10)$$

Die Singulärwerte σ_q ($q = 1, 2, \dots, r$) repräsentieren die Übertragungsfaktoren der r räumlichen Kanäle. Die zugehörigen Leistungsübertragungsfaktoren (σ_q^2) sind gleich den Eigenwerten (λ_q) der Eigenwertzerlegung der $\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}}$ Matrix. Dabei ist zu beachten, dass die Zahl nicht verschwindender Eigenwerte, wie bereits bei den Singulärwerten, aus dem Rang der Matrix $\underline{\mathbf{H}}$ folgt

und dadurch notwendigerweise kleiner oder gleich $p = \min(M, N)$ sein muss [34].

$$\begin{aligned} (\lambda_1 = \sigma_1^2) &\geq \dots \geq (\lambda_r = \sigma_r^2) > (\lambda_{r+1} = \sigma_{r+1}^2) \\ &= \dots = \lambda_p = \lambda_M = 0 \quad \text{und} \quad r \leq p = \min(M, N) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Mit Hilfe der $\underline{\mathbf{V}}$ Matrix lässt sich der Sendevektor $\underline{\vec{x}}$ wie folgt konstruieren:

$$\underline{\vec{x}} = \underline{\mathbf{V}} \cdot \underline{\vec{s}} \quad (4.12)$$

Dabei enthält der $\underline{\vec{s}}$ Vektor die zu sendenden Modulationssymbole, die in diesem Fall auf die räumlichen Eigenmoden abgebildet werden. Der Empfangsvektor ist laut Gleichung (3.12) gleich $\underline{\vec{y}} = \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\vec{x}} + \underline{\vec{n}}$, wobei die Komponenten des $\underline{\vec{n}}$ Vektors ein wie zuvor unabhängiges, mittelwertfreies, komplexes, gauss'sches Rauschen mit Varianz σ^2 darstellen. Der Empfänger verwendet die konjugiert komplex Transponierte der $\underline{\mathbf{U}}$ Matrix, um die Schätzung $\hat{\underline{\vec{s}}}$ des gesendeten Symbolvektors zu bilden:

$$\hat{\underline{\vec{s}}} = \underline{\mathbf{U}}^H \cdot \underline{\vec{y}} = \underline{\mathbf{D}} \cdot \underline{\vec{s}} + \tilde{\underline{\vec{n}}} \quad \text{mit} \quad \tilde{\underline{\vec{n}}} = \underline{\mathbf{U}}^H \cdot \underline{\vec{n}} \quad (4.13)$$

Daraus folgt, dass $\hat{\underline{s}}_q$ ($q = 1 \dots r$) ein verrauschter Schätzwert des gesendeten Symbols \underline{s}_q ist. Das SNR eines q -ten Eigenmodes ist zu seinem Eigenwert λ_q geradezu proportional.

In praktischen Fällen ist die Anzahl der unabhängigen Datenströme oft kleiner als der Rang der Kanalmatrix. Eine Übertragung über einen bestimmten Eigenmode ist nur dann sinnvoll, wenn der dazugehörige Singulärwert einen gewissen Wert überschreitet, da für kleine Singulärwerte das empfangsseitig stets auftretende Rauschen (plus Interferenz) eine Detektion erheblich erschwert bzw. unmöglich macht [34]. Die Entscheidung, über welche der $p = \min(M, N)$ Eigenmoden Symbole welcher Leistung übertragen werden sollen, ergibt sich aus dem so genannten „räumlichen Water Filling“ [19, 27, 62, 67, 70], das sich analog zum bekannten „Water Filling“ für frequenzselektive Kanäle [61] ableiten lässt.

4.3.2 Räumliches Water Filling

Das „räumliche Water Filling“ hat zum Ziel, die Kanalkapazität aus der Gleichung 3.16 unter der Nebenbedingung, dass die Gesamtsendeleistung

konstant gehalten wird, zu maximieren. Aus der Lösung dieses Problems ergibt sich die normierte Kanalkapazität (siehe z.B. [19, 27, 67, 69]):

$$\frac{C_{WF}}{\text{bps/Hz}} = \sum_{q=1}^r \log_2 \left[A \cdot \frac{\lambda_q}{\sigma^2} \right]^+ \quad (4.14)$$

Dabei ist die Variable A in der Weise zu wählen, dass Folgendes erfüllt ist:

$$P_q = \left[A - \frac{\sigma^2}{\lambda_q} \right]^+ = \left[A - \frac{\sigma^2}{\sigma_q^2} \right]^+ \quad \text{und} \quad \sum_{q=1}^r P_q = P_T \quad (4.15)$$

Das indizierte Pluszeichen in obigen Gleichungen bedeutet, dass nur die Komponenten, die einen positiven Wert besitzen, berücksichtigt werden, d.h.:

$$[\dots]^+ = \begin{cases} [\dots] & \text{falls } [\dots] > 0 \\ 0 & \text{falls } [\dots] \leq 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

Aus Abb. 4.7 wird ersichtlich, dass eine Situation, in der einem Eigenmode trotz positivem aber kleinem Eigenwert λ_q keine Sendeleistung zugewiesen wird, durchaus auftreten kann. Die Verteilung der Sendeleistung auf die stärkeren Eigenmoden ist in diesem Fall sinnvoller, da sich dadurch z.B. eine höhere Modulationsart (QPSK oder 16QAM) auf den besseren Moden einsetzen lässt, anstatt mit BPSK auf dem schwachen Mode zu übertragen. Daraus ergibt sich die Anzahl der tatsächlich verwendeten orthogonalen Kanäle p_{nv} , die oft kleiner als der Rang der Kanalmatrix r ist.

Das „räumliche Water Filling“ bringt bezüglich der Kanalkapazität erst dann den erwarteten Gewinn, wenn gleichzeitig eine adaptive Modulation und Codierung auf die orthogonalen räumlichen Kanäle mit geregelter Sendeleistung eingesetzt werden.

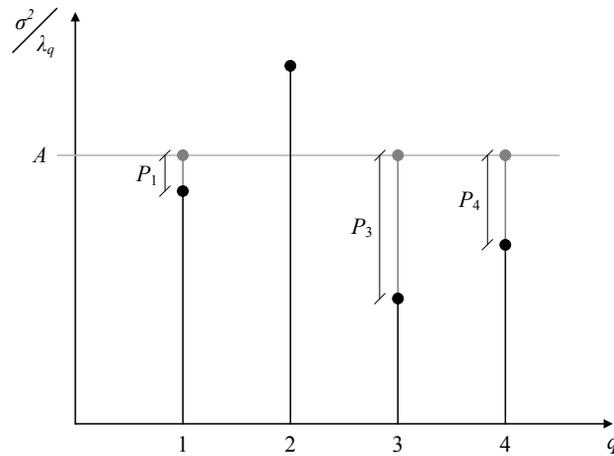


Abb. 4.7 Beispiel einer Sendeleistungsverteilung auf die Eigenmoden mittels „räumlichem Water Filling“-Algorithmus

4.3.3 Adaptive Modulation und Codierung

Die Grundidee hinter diesem Verfahren ist eine dynamische Anpassung der Modulations- und Codierungsart an die momentanen Kanalbedingungen. In praktischen Implementierungen werden die Wertigkeiten der Modulation und die Codierungsarten quantisiert und in Gruppen, den so genannten *modulation and coding schemes* (MCS) Levels, zusammengefasst. Diese MCS Levels sind durch unterschiedliche Datenraten und Stufen der Robustheit (minimales *SNR*, das notwendig ist, um ein MCS Level einzuschalten) charakterisiert [14] und können abhängig von den gerade auf dem Kanal herrschenden Bedingungen aktiviert bzw. deaktiviert werden. Die Entscheidung, welche MCS verwendet werden soll, kann auf Grund der in Abb. 4.8 dargestellten Treppenkurve getroffen werden [15].

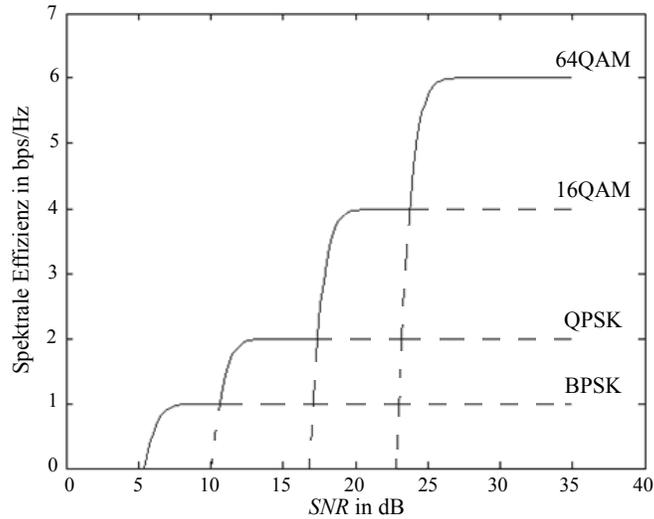


Abb. 4.8 Treppenkurve für die Wahl eines MCS (hier speziell uncodiert)

4.3.4 Power-Bit Loading

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass durch die Singulärwertzerlegung der Kanalmatrix \mathbf{H} die sendeseitigen Gewichtsvektoren \vec{v}_q bestimmt werden können, durch welche sich gezielt die orthogonalen räumlichen Eigenmoden des MIMO-Kanals anregen lassen. Mit den zugehörigen Eigenwerten λ_q (bzw. Singulärwerten σ_q^2) ist es mittels des „räumlichen Water Filling“-Algorithmus möglich, die optimalen Sendeleistungen P_q zu ermitteln, mit Hilfe derer voneinander unabhängige Sendesymbole über diese Eigenmoden übertragen werden. Bei den mit einer nicht verschwindenden Leistung versehenen Eigenmoden stellt die adaptive Modulation und Codierung die optimalen Übertragungsparameter dynamisch ein. Eine solche Verbindung der optimalen Sendeleistungsverteilung mit einer adaptiven Modulation und Codierung wird in der Literatur auch als „Power-Bit Loading“ bezeichnet. Daraus ergibt sich ein optimales MIMO-System, dessen Sender in Abb. 4.9 dargestellt ist [34].

Der optimale Empfänger folgt unmittelbar aus Gleichung 4.13, einer nachgeschalteten Detektion für jeden Datenstrom (d.h. voneinander unabhängiges Demapping und Decodierung für jeden Eigenmode) und abschließendes Mul-

tiplexen der detektierten Bitströme in einen einzigen Bitstrom.

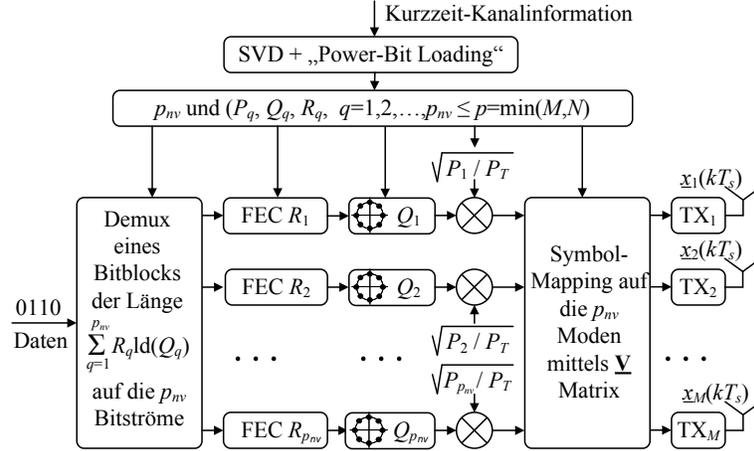


Abb. 4.9 Prinzipblockschaltbild eines adaptiven MIMO-Senders, welches voraussetzt, dass der Sender zu jeder Zeit den aktuellen Kanal ideal kennt und die Kanalkapazität durch „Power-Bit Loading“ stets optimal ausnutzt. Die Variable $p_{nv} \leq p = \min(M, N)$ kennzeichnet die Anzahl der gemäß des „räumlichen Water Filling“-Algorithmus mit einer nicht verschwindenden Leistung versehenen Eigenmoden, Q_q beschreibt die Wertigkeit der Modulation des q -ten Eigenmodes, R_q ist die Coderate der Kanalcodierung auf dem q -ten Eigenmode.

Für vollständig unkorrelierte und Rayleigh-verteilte Komponenten der Kanalmatrix \mathbf{H} besitzt dieses System ähnliche Eigenschaften wie ein V-BLAST System. Zum anderen ergibt sich z.B. bei einer starken Direktkomponente zwischen Sender und Empfänger ein optimales Sende- plus Empfangs-Beamforming. An dieser Stelle soll nochmals betont werden, dass die Aktualisierung der Information über die Kanaleigenschaften eine genaue Kanalrückführung gewährleisten muss, damit die in Abb. 4.9 dargestellte Architektur funktionieren kann (siehe Beschreibung der Kohärenz-Zeit in Kapitel 3.1.2). Des Weiteren spielt die Qualität der erworbenen Kanalinformation eine entscheidende Rolle bei der Wahl einer Modulations- und Codierungsart.

Der Erwerb der vollständigen Kanalinformation in *time division duplex* Systemen (TDD) [33] lässt sich wegen der möglichen Reziprozität des Kanals zumindest für sich langsam verändernde Kanäle relativ einfach realisieren.

Für *frequency division duplex* Systeme (FDD) [33] muss dagegen ein expliziter Rückkopplungs-Kanal implementiert werden, da Downlink und Uplink jeweils andere Frequenzen verwenden. Für schnell veränderliche Kanäle kann die Realisierung eines solchen Rückkopplungs-Kanals wegen der in der Praxis stark begrenzten Rückkopplungs-Datenrate sehr schwierig, wenn nicht sogar unmöglich werden.

Die Performance eines MIMO-Systems lässt sich in diesem Fall durch den Einsatz eines „Long-Term Feedbacks“ verbessern. Hier werden dem Sender anstatt der vollständigen Kanalinformation nur bestimmte Parameter des MIMO-Kanals mitgeteilt, wie z.B. der Rice-Faktor oder die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_n$, d.h. die Korrelation von Rauschen-plus-Interferenz der N Empfangsantennen. Im Gegensatz zum Rauschen $\underline{\mathbf{n}}$ oder der Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ selbst verändern sich diese Parameter viel langsamer (im Sekundenbereich), wodurch die Rückkopplungs-Datenrate deutlich reduziert werden kann (vgl. [34, 50, 54]). Dabei muss allerdings eine Qualitätsverschlechterung der Übertragung bezüglich eines MIMO-Systems, das sich an die aktuellen Kanalbedingungen völlig anpasst, in Kauf genommen werden.

5 Aufbau des MIMO-Demonstrators

Aus dem letzten Kapitel folgt, dass sich MIMO-Systeme hauptsächlich in zwei Kategorien einteilen lassen.

Demnach existieren MIMO-Systeme, die ohne Kanalkennntnis am Sender arbeiten (z.B. V-BLAST). Diese sind durch eine überschaubare Architektur gekennzeichnet. Der Rechenaufwand ist dabei von der Komplexität der implementierten Algorithmen abhängig und kann an die Möglichkeiten der eingebauten Recheneinheiten angepasst werden. Solche Systeme eignen sich besonders gut für den Einsatz im Indoor-Bereich, in welchem oft von einer stark streuenden Umgebung ausgegangen werden kann. Trotz der fehlenden Rückkopplung der Kanalinformation, deren Integration oft mit signifikanten Realisierungsproblemen verbunden ist, lässt sich in diesem Fall nahezu das volle Potenzial des MIMO ausnutzen.

Die andere Gruppe bilden MIMO-Systeme mit Kanalkennntnis am Sender. Für den Fall, dass der Sender zu jedem Zeitpunkt über vollständige Kanal-kennntnis verfügt, lässt sich ein optimales MIMO-System realisieren. Dazu ist allerdings ein schneller Rückkopplungskanal notwendig, dessen Einsatz, wie im vorherigen Kapitel erläutert wurde, oft problematisch oder sogar unmöglich sein kann.

Eine Verringerung des Realisierungsaufwands wird durch ein MIMO-System mit Langzeit-Kanalkennntnis am Sender erreicht. Dieses benötigt ebenfalls einen Rückkopplungs-Kanal, der jedoch weniger Informationen übertragen muss, da in diesem Fall dem Sender nur bestimmte, sich langsam verändernde Parameter des Kanals mitgeteilt werden (siehe Kapitel 4.3.4).

Zunächst wurde bei dem im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten MIMO-Demonstrator eine V-BLAST ähnliche Architektur implementiert. Da die Arbeitsumgebung des Demonstrators hauptsächlich aus Büroräumen besteht, kann bereits mit einer solchen Architektur ein deutlicher Multiplex-Gewinn erreicht werden. Wie in Kapitel 1 erwähnt, ist es außerdem möglich, eine V-BLAST-Architektur als Basis für ein MIMO-System mit Langzeit-Kanalkennntnis am Sender einzusetzen. Um auch eine MIMO-Prozessierung mit Kurzzeit-Kanalkennntnis am Sender zu ermöglichen, wurden beim Aufbau

des Demonstrators auch die Prozessierungsschritte für diesen Fall berücksichtigt.

Im vorliegenden Kapitel ist ein Konzept sowie eine Beschreibung der wichtigsten Parameter und Bauteile des MIMO-Demonstrators zu finden. In Kapitel 5.4 wird eine für diesen Demonstrator definierte Rahmen- und Burststruktur zur Übertragung der Nutzdaten vorgestellt.

5.1 Parameter des Demonstrators

Damit ein deutlicher Multiplex-Gewinn realisiert werden kann, wurden beim MIMO-Demonstrator, wie bereits in Kapitel 3.4 erwähnt, jeweils vier Sende- und Empfangsantennen eingebaut.

Als Systembandbreite wurden 200 kHz gewählt. Damit war es möglich, die vorhandenen GSM/EDGE-Komponenten beim Aufbau des Demonstrators einzusetzen.

Der Schwerpunkt der ersten Realisierung des in dieser Arbeit aufgebauten MIMO-Demonstrators liegt in einer rein räumlichen Prozessierung für eine Indoor-Umgebung. Die zur Verfügung stehenden Modulationsverfahren sind BPSK, QPSK und 16QAM. Zur Impulsformung wurde ein RRC (*root raised cosine*) Filter [47] mit einem *roll-off* Faktor $\rho = 0,28$ verwendet. Dieser Faktor stellt einen geeigneten Kompromiss zwischen der Signalbandbreite und der Länge des digitalen RRC-Filters dar. Die sich daraus ergebende Übertragungsrate auf einem Antennenkanal beträgt 156,25 kSymbols/s ($200 \text{ kHz}/(1 + \rho)$).

Die maximal erreichbare Datenrate bei Verwendung eines in Kapitel 5.4 definierten Bursts, der 40% der zur Verfügung stehenden Dauer eines Rahmens belegt (davon ca. 35% für die Trainingssequenzen- und ca. 65% für die Datenübertragung), liegt in der Größenordnung von 650 kbps.

Zwei wichtige Punkte, die diesen Demonstrator von anderen zur Zeit verfügbaren MIMO-Demonstratoren unterscheiden, sind zum einen die geringe Größe und zum anderen der kostensparende Aufbau. In Tabelle 5.1 sind noch einmal die wichtigsten Parameter des in dieser Arbeit aufgebauten MIMO-Demonstrators zusammengefasst.

Tab. 5.1 Parameter des MIMO-Demonstrators

Anzahl der Sendeantennen	4
Anzahl der Empfangsantennen	4
Unterstützte Modulationsarten	BPSK, QPSK, 16QAM
Kanalbandbreite	200 kHz
Impulsformung	RRC mit $\rho = 0,28$
Datenrate an jeder Sendeantenne	156,25 kSymbols/s
Trägerfrequenz	1810 MHz
Antennenkonfiguration	Einstellbarer Antennenabstand und einstellbare Antennenpolarisation

5.2 Antennenarrays

In Abb. 5.1 sind zwei Antennenarten dargestellt, die im hier beschriebenen MIMO-Demonstrator eingesetzt wurden.

In Abb. 5.1(a) ist eine Dipolantenne mit 50Ω Eingangswiderstand und in Abb. 5.1(b) eine so genannte „Inverted-F“-Antenne zu sehen. Die beiden Antennentypen wurden an das GSM 1800-Frequenzband angepasst, da die ausgewählte System-Trägerfrequenz bei 1810 MHz liegt. Die sich daraus ergebende Wellenlänge in der Luft λ beträgt $\sim 16\text{cm}$.

Da eine Dipolantenne keine ausgeprägte Richtungscharakteristik aufweist, können damit Messungen der MIMO-Kanäle durchgeführt werden, mit Hilfe derer die MIMO-Eigenschaften eines Raumes bzw. eines Antennenarrays bestimmt werden.

Alternativ zur Dipolantenne kann eine Monopolantenne genutzt werden, die ebenfalls eine gute Rundum-Charakteristik besitzt. Ein Nachteil dieses Antennentyps ist jedoch, dass eine im Vergleich zur Dipolantenne große Massfläche benötigt wird, was die Flexibilität beim Aufbau eines Antennenarrays einschränkt.

Mit einer Dipolantenne dagegen lässt sich in einem Array sehr einfach der Einfluss sowohl des Antennenabstandes als auch der Antennenpolarisation auf die Performance eines MIMO-Demonstrators untersuchen.

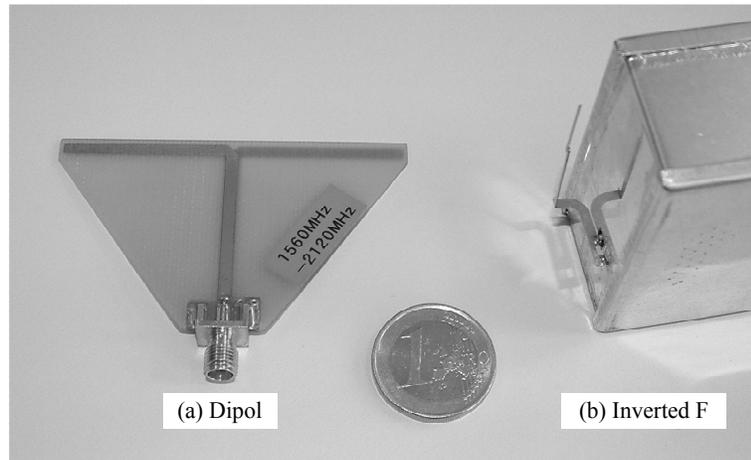


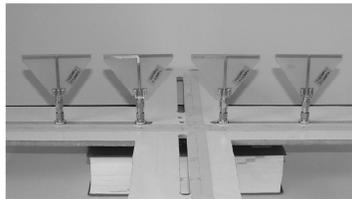
Abb. 5.1 Fotografien der aufgebauten Antennen

Die im Rahmen dieser Arbeit getesteten Anordnungen mit Dipolantennen sind in Abb. 5.2 dargestellt. Diese wurden beim Sender wie auch beim Empfänger eingesetzt.

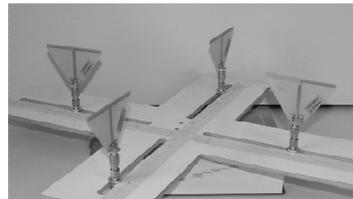
Bei der Beurteilung der Messergebnisse in Kapitel 7.2 und 7.3 wird jeweils die gerade getestete Antennenanordnung beim Sender und beim Empfänger angegeben.

Infolge des relativ großen Platzbedarfs lassen sich mehrere Dipolantennen nur schwer in ein mobiles Handheld-Terminal integrieren. Um eine platzsparende Form der Antennenanordnung zu zeigen und zu testen, wurde zudem ein Array aus „Inverted-F“-Antennen aufgebaut. Für die Gewährleistung einer möglichst hohen Entkopplung zwischen den Antennen wurden diese mit unterschiedlichen Polarisationen und an verschiedenen Seiten des mobilen Dummy-Terminals fest eingebaut (siehe Abb. 5.3).

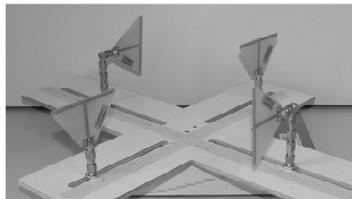
Auf eine ausführliche Charakterisierung der „Inverted-F“-Antennen wird hier bewusst verzichtet, da ihre Untersuchung nicht Ziel dieser Arbeit ist und sie lediglich zur Präsentation des möglichen Integrationspotenzials eines Antennenarrays dienen. Bezüglich einer detaillierten Beschreibung dieses Antennentyps sei auf [72] verwiesen.



(a) ULA (*uniform linear array*),
H polarisiert, minimaler
Antennenabstand $\sim \lambda/2$



(b) quadratische Anordnung,
H polarisiert, minimaler
Antennenabstand $\sim \lambda$



(c) quadratische Anordnung,
H und V polarisiert, minimaler
Antennenabstand $\sim \lambda$



(d) quadratische Anordnung,
H und V polarisiert, minimaler
Antennenabstand $\sim \lambda/4$

Abb. 5.2 Getestete Anordnungen mit Dipolantennen

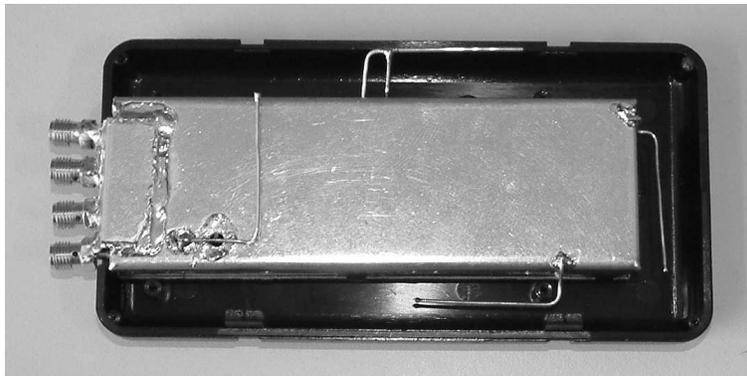


Abb. 5.3 Array mit „Inverted-F“-Antennen und minimalem Antennenabstand von $\lambda/4$

5.2.1 Antennenmessungen in echofreier Kammer

Beim Einsatz von Dipolantennen ist die Frage nach dem Einfluss der Kopplungen zwischen den Elementen eines Arrays auf eine Antennencharakteristik eines einzelnen Dipols dieses Arrays von besonderer Bedeutung. Die im Demonstrator integrierten Dipolantennen wurden, um dies zu untersuchen, in einer echofreien Kammer vermessen.

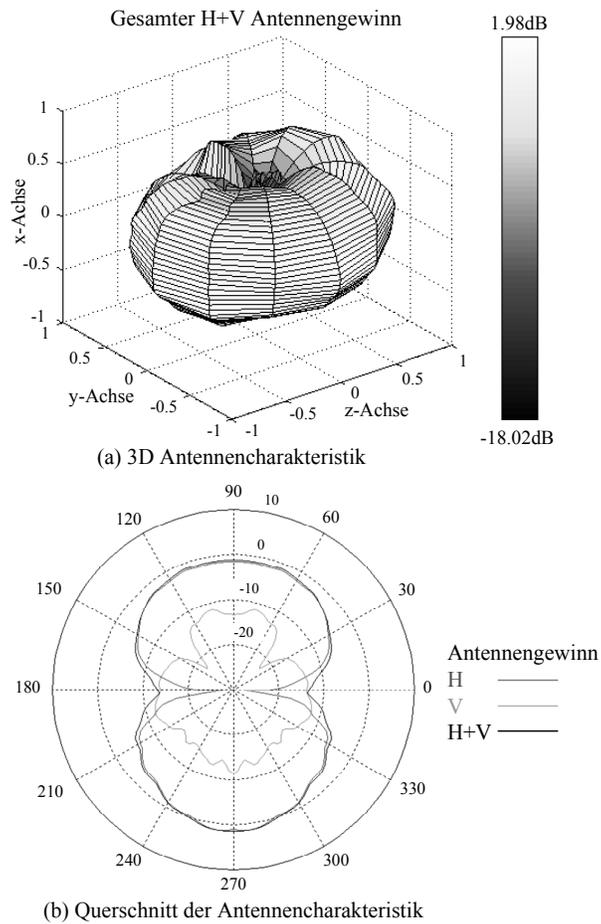


Abb. 5.4 Dipolantennencharakteristik gemessen in echofreier Kammer

Ausgewählte Ergebnisse sind in diesem Kapitel dargestellt. Zu Beginn wurde eine Messung eines einzelnen für den Demonstrator aufgebauten Antennenelements durchgeführt, um seine Rundum-Dipolcharakteristik zu verifizieren. In Abb. 5.4 ist die gemessene dreidimensionale Antennencharakteristik sowie ein Querschnitt derselben zu sehen (hier in der x-z Ebene). Dabei liegt der Dipol in Abb. 5.4(a) parallel zur x-Achse. Wie zu erwarten, besitzt diese Antenne eine typische Dipolcharakteristik in Form einer rotierten Acht und wird für weitere Messungen als Referenz verwendet. Des Weiteren wurden die Anordnungen aus Abb. 5.5 vermessen, um die Veränderung der Charakteristik einer Antenne durch ihren Einbau in ein Array zu untersuchen. Bei den Messungen wurde jeweils eine Antenne eines Arrays mit dem Signal gespeist und alle anderen Antennen desselben Arrays mit $50\ \Omega$ abgeschlossen.

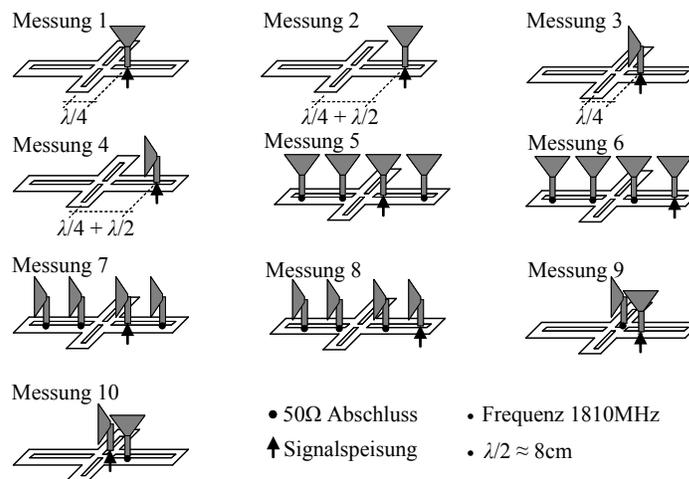
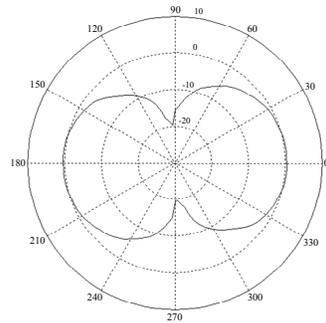


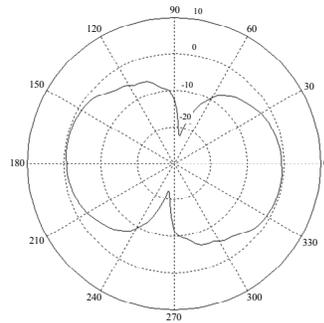
Abb. 5.5 Prinzipskizzen verschiedener Antennenanordnungen, die in einer echofreien Kammer vermessen wurden

In Abb. 5.6 werden Messung 2 (Abb. 5.6(a)) mit Messung 6 (Abb. 5.6(b)) sowie Messung 3 (Abb. 5.6(c)) mit Messung 7 (Abb. 5.6(d)) verglichen. Trotz des Einsatzes mehrerer Antennen ist eine richtungsunabhängige Dipolcharakteristik in beiden Fällen weiterhin gut zu erkennen. Die Verringerung des Antennengewinns in Abb. 5.6(d) ist auf die Antennenabschattung in der vermessenen Antennenkonfiguration zurückzuführen (siehe Messung 7 in Abb. 5.5).

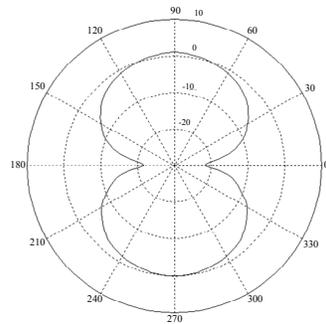
Die weiteren Antennenarrays weisen ebenfalls einen geringen Einfluss auf



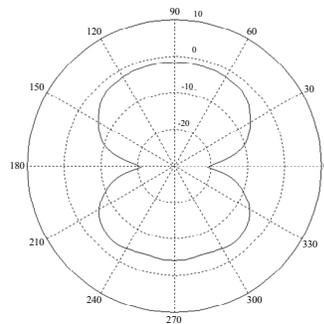
(a) Gesamter H+V Antennengewinn aus Messung 2



(b) Gesamter H+V Antennengewinn aus Messung 6



(c) Gesamter H+V Antennengewinn aus Messung 3



(d) Gesamter H+V Antennengewinn aus Messung 7

Abb. 5.6 Vergleich einiger in echofreier Kammer gemessener Antennencharakteristika für die aus Abb. 5.5 ausgewählten Antennenanordnungen

die Dipolcharakteristiken der gemessenen Antennen auf und werden aus diesem Grund hier nicht weiter aufgeführt. Daraus folgt, dass alle in Abb. 5.2 dargestellten Antennenanordnungen im Falle einer stark streuenden Umgebung für eine MIMO-Übertragung gut geeignet sind. Es ist zu erwarten, dass die Anordnungen mit größeren Abständen zwischen den Antennen und mit unterschiedlich polarisierten Elementen bessere Ergebnisse bezüglich der Kanalkapazität liefern werden, da sich die Korrelation zwischen Sende- bzw. Empfangssignalen mit wachsendem Abstand oder durch unterschiedliche Polarisation verringert. Die in Kapitel 7 präsentierten Ergebnisse werden diese Aussage verifizieren.

5.3 MIMO-Sender

Prinzipiell setzt sich der Sender des im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten MIMO-Demonstrators aus mehreren in Abb. 5.7 dargestellten Blöcken zusammen.

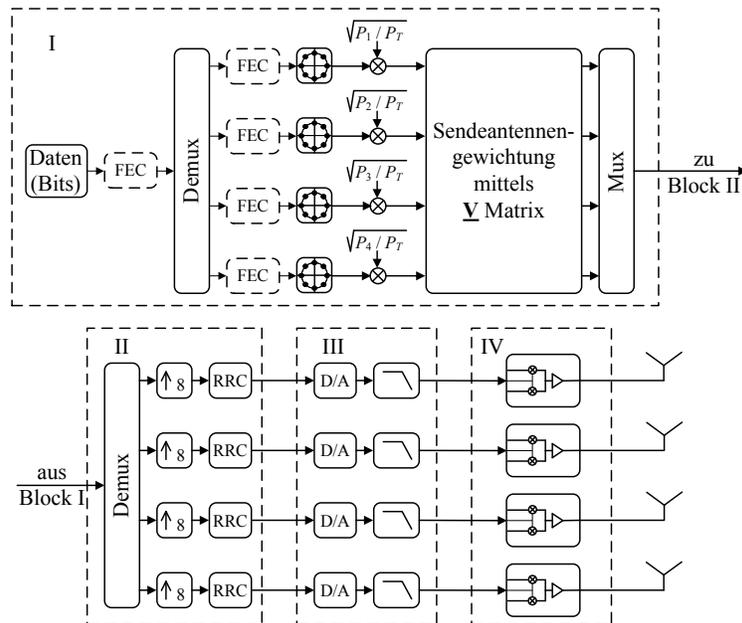


Abb. 5.7 Sender-Architektur des MIMO-Demonstrators

Diese lassen sich in drei Gruppen aufteilen. In den Blöcken I und II findet eine digitale Basisbandverarbeitung der Sendesignale statt. Die in Block III dargestellten D/A-Wandler mit den dazugehörigen Filtern repräsentieren die zweite Gruppe, in der die Mixed-Signal-Aufgaben ausgeführt werden. Die dritte Gruppe ist in Block IV, in den die RF-Teile integriert wurden, zu sehen. Im folgenden Kapitel werden die drei Gruppen genauer beschrieben. In Kapitel 5.3.4 werden die Performance-Messungen des aufgebauten Senders präsentiert.

5.3.1 Basisbandverarbeitung der Sendesignale

Die in den Blöcken I und II dargestellte Basisbandverarbeitung der Sendesignale findet im PC und FPGA statt. Alternativ zum PC kann auch ein DSP eingesetzt werden. Bei dem hier vorgestellten Demonstrator werden im PC die unabhängigen Bitströme auf die Modulationssymbole abgebildet. Die für diese Prozessierung angewandte Software lässt sich ohne größeren Aufwand um die Codierung, die Leistungsanpassung der unabhängigen Datenströme oder die Sendeantennengewichtung erweitern.

Eine solche Signalverarbeitung liefert die im Symboltakt ($1/T_S$) abgetasteten IQ-Basisbandsignale, die mit Hilfe einer I/O-Einsteckkarte (PCI-DIO-32HS der Firma National Instruments) an Block II übertragen werden. Dabei unterstützt die ausgewählte Karte die Datenraten bis zu 20 MSamples/s.

In Block II finden die Überabtastung und Impulsformung der Basisbandsignale statt. Diese werden in einem FPGA (Stratix der Firma Altera) realisiert. Wie bereits erwähnt, beträgt die Antennenanzahl im hier implementierten MIMO-Sender $M = 4$. Demzufolge existieren zwischen PC und FPGA acht reale Kanäle ($M = 4$ Sendeantennen mit jeweils I und Q Signalen). Daraus ergibt sich eine Übertragungsrate auf der PC/FPGA-Schnittstelle von 1,25 MSamples/s.

Der im FPGA verwendete Überabtastungsfaktor wird auf den Wert 8 gesetzt, um einerseits die Anforderungen an die analogen Rekonstruktionsfilter gering zu halten (weit auseinander liegende spektrale Replika) und andererseits die Länge des Impulsformer-FIR-Filters möglichst zu minimieren. Der Grund für den Ausschluss der Überabtastung und Impulsformung von Block I liegt im Vorhandensein der optimierten FIR-Strukturen im FPGA, die eine Impulsformung deutlich beschleunigen.

Die auf diese Weise vorbereiteten Signale werden zu Block III übertragen.

5.3.2 Mixed-Signal-Bereich und Tiefpass-Filter

In Block III sind die Digital/Analog (D/A)-Wandler mit analogen Rekonstruktionsfiltern auf einer Platine integriert. Beim Demonstrator werden die für die Prozessierung von I und Q Daten in der Nachrichtentechnik optimierten D/A-Wandler mit maximaler Auflösung von 14 Bits eingesetzt (AD9767 der Firma Analog Devices). Da die Anzahl der Ausgangspins auf dem FPGA-Board begrenzt ist, werden die D/A-Wandler in einem so genannten Interleaving-Modus betrieben. Dabei werden die digitalen IQ-Werte abwechselnd zum Wandler geschickt (I1, Q1, I2, Q2, ...). Dadurch reduziert sich die Anzahl der realen Kanäle von acht auf vier, folglich muss die Übertragungsgeschwindigkeit verdoppelt werden. In diesem Fall beträgt die

Datenrate auf jedem zur Sendeantenne führenden Kanal 2,5 MSamples/s. Der Ausgang des Wandlers liefert die Basisbandsignale mit symmetrischer Leitungsführung ($I(t)$, $I'(t)$, $Q(t)$, $Q'(t)$). Die in Abb. 5.7 dargestellten analogen Tiefpass-Filter, auch Rekonstruktionsfilter genannt, dienen zur Unterdrückung von spektralen Replika, die aus dem digitalen Bereich kommen. Als Filter-Typ wurde ein Butterworth-Filter vierter Ordnung mit 175 kHz Grenzfrequenz gewählt. Die genauen Informationen bezüglich der Breite des Durchlassbereichs, der Flankensteilheit, Sperrbereichdämpfung und Gruppenlaufzeit des Filters sind in [66] im Detail beschrieben.

5.3.3 RF-Teile

Die gefilterten analogen Basisbandsignale werden an Block IV übergeben, in dem vier auf einer Platine integrierte RF-Transmitter (RF2483 der Firma RF Micro Devices) die Umsetzung auf die Trägerfrequenz durchführen. Da diese RF-Transmitter für einen Frequenzbereich zwischen 700 – 2200 MHz entwickelt wurden, eignen sie sich besonders gut für die dieser Arbeit zu Grunde liegenden GSM/EDGE-Anwendungen. Dabei ist es möglich, die gesamte Sendeleistung P_T des Demonstrators zwischen -6 und 12 dBm einzustellen. Beim Einsatz des Demonstrators wird die Sendeleistung P_T auf 0 dBm gesetzt.

Bei der Integration der vier RF-Transmitter wurde darauf geachtet, dass die Leitungen zwischen Lokaloszillator und Mischer sowie die Antennenleitungen ungefähr gleich lang bleiben, da Unterschiede in der Leitungslänge zu einer Phasenverzerrung des Sendesignals führen würden. Eine genaue Anpassung der Leitungslängen ist allerdings nicht notwendig, da die dadurch entstehenden Signalverzerrungen beim Empfänger geschätzt und ausgerechnet werden können. Die so erzeugten RF-Signale werden mittels der in Kapitel 5.2 beschriebenen Antennenarrays versendet.

Abb. 5.8 ist eine Fotografie des aufgebauten MIMO-Senders. Die hier abgebildeten und beschrifteten Komponenten wurden in den vorangehenden Abschnitten beschrieben.

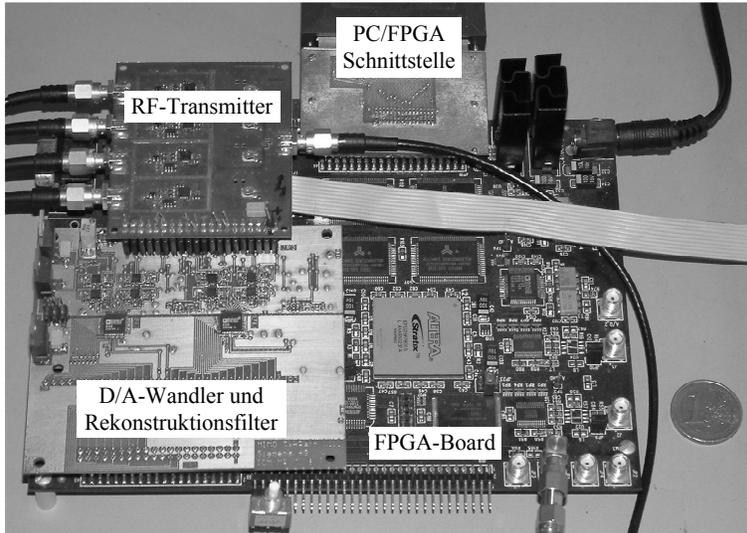


Abb. 5.8 Fotografie des aufgebauten MIMO-Senders

5.3.4 MIMO-Sender Performance-Messungen

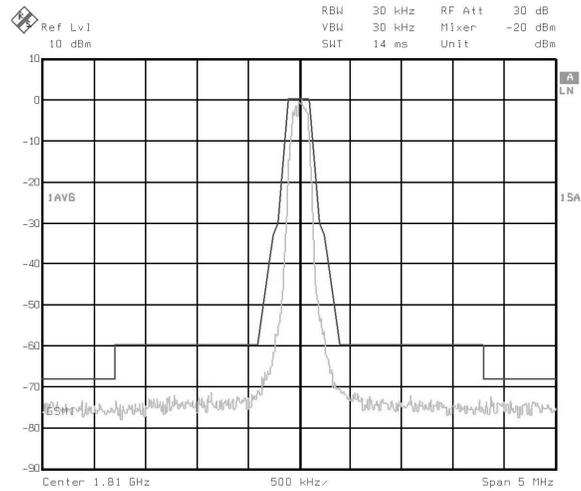
Die Funktionsweise des MIMO-Senders wurde mit einem Generator getestet, der pseudozufällige Bits erzeugt. Als Modulationsart wurde 16QAM eingesetzt. Da diese die komplexeste der vorgesehenen Modulationen darstellt, lassen sich die erhaltenen Ergebnisse für die anderen im Demonstrator verwendeten Modulationsarten ableiten.

Während der Messung wurden die Ausgänge der RF-Transmitter nacheinander mit einem Analysator verbunden. Dieser ermöglicht sowohl die Messung des Leistungsdichtespektrums als auch die des EVM (*Error Vector Magnitude*) der eingesetzten Modulation des zugehörigen Signals. Dabei wird der EVM gemäß folgender Gleichung definiert:

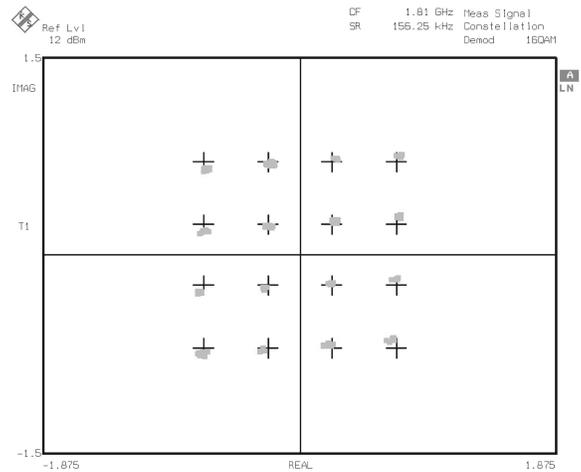
$$\text{EVM} = \sqrt{\frac{I_{err}^2 + Q_{err}^2}{I_{id}^2 + Q_{id}^2}} \cdot 100\% \quad (5.1)$$

I_{err} und Q_{err} bezeichnen die Komponenten eines Fehlervektors, der den zu einem bestimmten Zeitpunkt gemessenen IQ-Wert mit dem für die vorgesehene Modulationsart idealen Konstellationspunkt (I_{id} , Q_{id}) verbindet.

Repräsentativ für alle Sendesignale sind in Abb. 5.9 die für einen Ausgang des RF-Transmitters erhaltenen Ergebnisse dargestellt.



(a) Leistungsdichtespektrum



(b) Konstellationsdiagramm

Abb. 5.9 Gemessenes Leistungsdichtespektrum und Konstellationsdiagramm eines mit 16QAM modulierten Sendesignals

Zusätzlich zum Leistungsdichtespektrum des Sendesignals ist in Abb. 5.9(a) die GSM-Spektrummaske eingezeichnet. Es ist gut zu erkennen, dass die aus dem digitalen Bereich kommenden Replika ausreichend unterdrückt wurden und somit die GSM-Vorgabe eingehalten wird. Der gemessene mittlere EVM des mit 16QAM modulierten Signals beträgt 4% und entspricht den in [66] simulierten Werten für das ausgewählte Rekonstruktionsfilter.

Es wurde somit gezeigt, dass die Verzerrung der Signale durch diesen MIMO-Sender einen geringen Einfluss auf die Performance des gesamten Demonstrators besitzt.

5.4 Rahmen- und Burststruktur für die Datenübertragung

Die Datenübertragung im hier diskutierten MIMO-Demonstrator wurde in mehrere so genannte Rahmen aufgeteilt. Die in jedem Rahmen versendeten Daten werden in einem speziell für diesen Demonstrator definierten Burst organisiert. Aus der vorgegebenen Kanalbandbreite von 200 kHz und dem eingesetzten roll-off Faktor $\rho = 0,28$ ergibt sich die Dauer eines im Demonstrator erzeugten BPSK-, QPSK- oder 16QAM-Symbols von $6,4 \mu\text{s}$. Die Dauer eines Rahmens beträgt $6,55 \text{ ms}$, davon sind $2,62 \text{ ms}$ für die Trainingssequenzen- und Datenübertragung vorgesehen.

Die detaillierte Burststruktur ist in Abb. 5.10(b) dargestellt.

Zu Beginn jedes Bursts werden von der ersten Antenne 10 Startbits (10 SB codiert als BPSK-Symbole) übertragen. Diese Symbole erzeugen einen konstanten Pegel, der zur Erkennung des Burstanfangs am Empfänger dient. Danach werden von jeder Sendeantenne die von jeweils zwei Tailbits (T) umrandeten und mit BPSK modulierten Trainingssequenzen (TS) der Länge 26 im Zeitmultiplex versendet. Damit wird gewährleistet, dass ein am Empfänger geschätzter Koeffizient \hat{h}_{nm} der Kanalmatrix (siehe Gleichung 3.12) nicht von der Schätzung anderer Kanalkoeffizienten beeinflusst wird.

Die Trainingssequenzen werden beim Empfänger als Referenz für die Kanalschätzung und Bitsynchronisation herangezogen [44]. Die im Demonstrator verwendeten GSM-Trainingssequenzen sind in Tabelle 5.2 aufgelistet [1].

Offensichtlich lässt sich eine solche Verteilung der Trainingssequenzen im hier definierten Burst für die zeitliche Komponente noch weiter optimieren. Beispielsweise könnte eine gleichzeitige Übertragung der Trainingssequenzen die Effizienz der MIMO-Verbindung steigern. Hierzu müssten allerdings spezielle Bitfolgen gewählt und auf ihre Korrelationseigenschaften untersucht werden. Dies wird jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

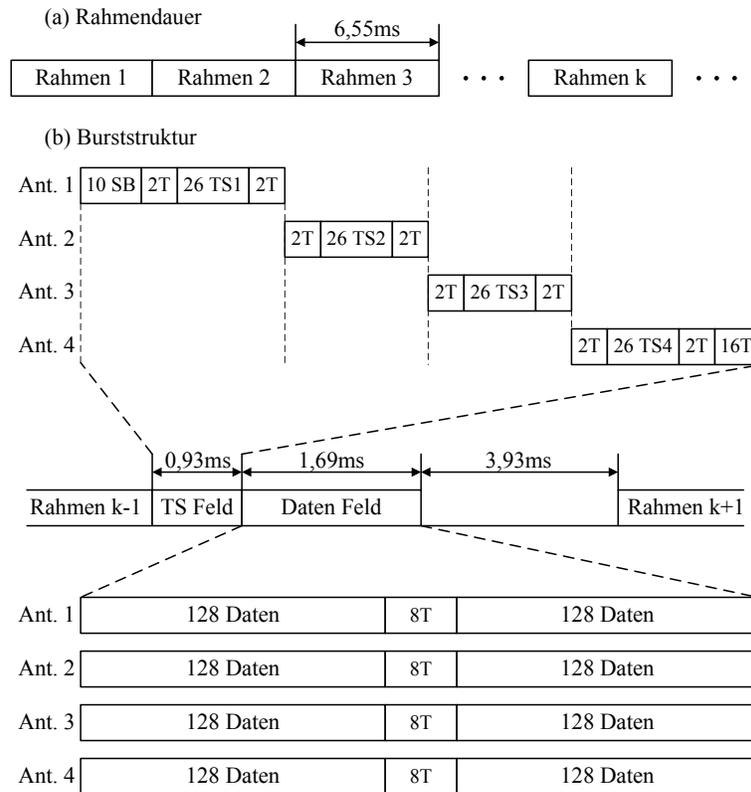


Abb. 5.10 Timing und Struktur des im Demonstrator eingesetzten Rahmens und Bursts

Für die im Rahmen dieser Arbeit vorgesehenen Aufgaben, die mit Hilfe des aufgebauten MIMO-Demonstrators durchgeführt werden, ist dies aber nicht notwendig, da es seine Implementierung erschweren würde, ohne einen Gewinn bezüglich der Qualität der MIMO-Kanalschätzung zu erbringen. Mit der hier vorgeschlagenen Burststruktur wird dagegen eine einfache und möglichst genaue Schätzung des MIMO-Kanals gewährt.

Die Datenaufnahme beim Empfänger findet in Blöcken mit einer fest eingestellten Länge von 2176 komplexen Abtastwerten statt (136 Symbole, $N = 4$ Empfangsantennen, vierfacher Überabtastungsfaktor).

Tab. 5.2 Darstellung der im Demonstrator verwendeten und differentiell codierten GSM-Trainingssequenzen

Bit	B0 bis B25
TS1	0 0 1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1 1 0 1 1 1 0 0
TS2	0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0
TS3	0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 0 0 1
TS4	0 1 1 0 0 1 0 0 0 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1

Da diese Blöcke nacheinander empfangen werden (d.h. zuerst der Block mit den Trainingssequenzen, gefolgt vom Block mit der ersten Hälfte der Nutzdaten und schließlich der Block mit der zweiten Hälfte der Nutzdaten), werden an die vierte Trainingssequenz weitere 16 Tailbits angehängt. Damit wird gewährleistet, dass in dem Block, der die Trainingssequenzen beinhaltet, keine Nutzdaten aufgenommen werden. Es folgen die beiden Hälften der Nutzdaten mit jeweils 128 Symbolen, getrennt durch 8 Tailbits. Ein Burst besitzt folglich eine Länge von 410 Symbolen und wird, wie bereits erwähnt, in 2,62 ms übertragen. Die Anzahl an Nutzbits pro Burst variiert in Abhängigkeit von den gerade auf jedem Datenstrom verwendeten Modulationsverfahren. Nach der zweiten Hälfte der Nutzdaten werden für die Zeit von 3,93 ms keine Daten übertragen. Dieser Bereich ist für die Prozessierung der empfangenen Daten vorgesehen.

5.5 MIMO-Empfänger

Ähnlich wie beim Sender lässt sich der Empfänger des MIMO-Demonstrators in mehrere in Abb. 5.11 dargestellte Blöcke unterteilen. Block I beinhaltet die RF- und Mixed-Signal-Teile. Die gesamte Basisbandempfangsprozessierung wurde in den Blöcken II und III realisiert. Im folgenden Abschnitt werden diese Teile genauer beschrieben.

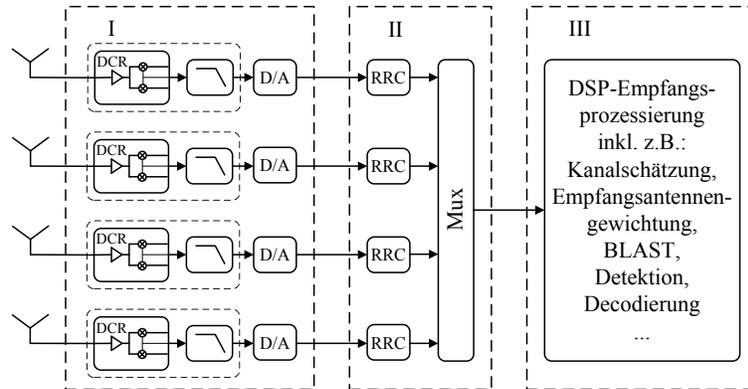


Abb. 5.11 Empfänger-Architektur des MIMO-Demonstrators

5.5.1 RF- und Mixed-Signal-Komponente

Die vom MIMO-Sender versendeten Signale werden mit Hilfe der in Kapitel 5.2 beschriebenen Antennenarrays empfangen und an die Eingänge der vier parallel arbeitenden RF-Empfänger, die bereits bei einigen von Siemens entwickelten GSM-Geräten eingesetzt wurden, übertragen. Jeder RF-Empfänger (Othello One der Firma Analog Devices) ist zusammen mit einem Signalverstärker und Antialiasing-Filter in einem Chip integriert und liefert die an den Empfangsantennen ankommenden und in das Basisband heruntergemischten verstärkten und vorgefilterten analogen Signale.

Dabei erfolgt die Umsetzung des RF-Signals in das Basisband auf Basis eines DCR-Prinzips (DCR: *direct conversion receiver*), d.h. ohne Verwendung einer zusätzlichen Zwischen-Frequenz (IF: *intermediate frequency*). Daraus folgt, dass an den Eingängen der A/D-Wandler (AD9238 der Firma Analog Devices) verstärkte und vorgefilterte Basisbandsignale vorliegen, die dann mit einer maximalen Auflösung von 12 Bits digitalisiert werden. Die Abtastrate beträgt 625 kHz und entspricht der vierfachen Symbolrate auf einem Antennenkanal.

5.5.2 Basisbandempfangsprozessierung

Die überabgetasteten Daten werden zu Block II weitergeleitet, in dem eine Matched-Filterung mit einem RRC-Filter durchgeführt wird. Der *roll-off*

Faktor beträgt entsprechend des Wertes im Sender $\rho = 0,28$. Realisiert wird diese Filterung wie schon beim Sender in einem FPGA (Stratix der Firma Altera).

Derart vorbereitete Signale werden über eine synchrone Schnittstelle zum DSP (Block III) übertragen. Die genaue Beschreibung des Übertragungsmechanismus auf der FPGA/DSP-Schnittstelle ist in [57] aufgeführt.

In dem hier beschriebenen Demonstrator wurde ein ADSP-BF535 der Firma Analog Devices als digitaler Signalprozessor verwendet. Da in diesem Prozessor ein Großteil der MIMO-Empfangsprozessierung stattfindet, wird im Folgenden auf dessen Eigenschaften, die bei der Echtzeit-Implementierung aller in Kapitel 6 beschriebenen MIMO-Empfangsalgorithmen Anwendung fanden, näher eingegangen.

Eigenschaften des digitalen Signalprozessors

In Abb. 5.12 ist die Kernarchitektur des ADSP-BF535-Prozessors, der mit 300 MHz Taktfrequenz arbeitet, dargestellt.

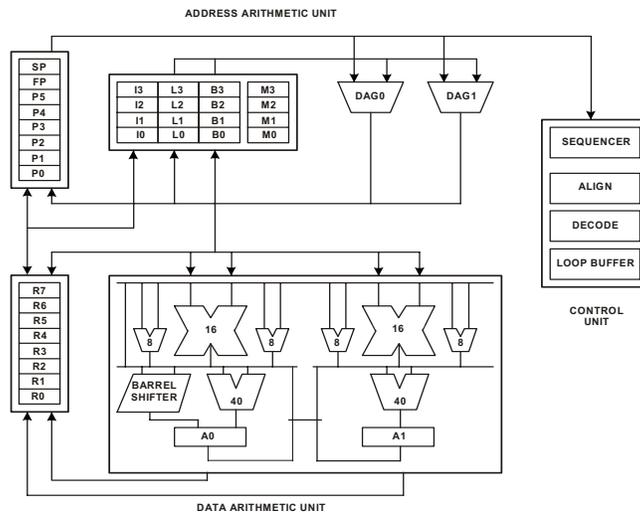


Abb. 5.12 Kernarchitektur des ADSP-BF535 [2]

Es handelt sich dabei um einen 16-Bit-Festkomma DSP mit jeweils einem 32-Bit breiten Adress- und Datenbus. Die für die Implementierung der MIMO-Empfangsalgorithmen besonders interessanten Teile des Prozessorkerns sind:

zwei MAC-Einheiten (*multiply/accumulate*), zwei 40-Bit breite arithmetische Logikeinheiten (ALU: *arithmetic logic unit*), ein 40-Bit breites Schieberegister und eine Gruppe von Daten- und Adressregistern. Eine solche Prozessorarchitektur ermöglicht den Einsatz paralleler Instruktionen, wodurch sich die Verarbeitung vieler implementierter Algorithmen deutlich beschleunigen lässt. Diese Recheneinheiten können 8-, 16- und 32-Bit breite und in einem Datenregister abgelegte Daten verarbeiten.

In einer ALU lassen sich für ein 16- oder 32-Bit breites Datenwort alle arithmetischen und logischen Standardoperationen ausführen.

Jede der beiden MAC-Einheiten kann eine 16×16 -Bit-Multiplikation ausführen, deren Ergebnis entweder in einem 40-Bit breiten Akkumulator summiert oder in einem Datenregister abgelegt werden kann. Daraus folgt, dass die Akkumulatoren (A0 und A1) jeweils eine um 8 Bit erweiterte Genauigkeit besitzen, die z.B. für Rechenoperationen mit Überläufen ausgenutzt werden kann.

Die in einem 40-Bit breiten Schieberegister abgelegten Daten können geschoben, rotiert oder normalisiert werden.

Für die zu verarbeitenden Daten stehen acht jeweils 32-Bit breite Register zur Verfügung (R0 bis R7). Für die Speicheradressierung werden unterschiedliche Register eingesetzt, die sowohl eine lineare als auch eine zirkulare Adressierung unterstützen. Die zirkulare Adressierung eignet sich besonders gut zur Implementierung eines Filterungsvorgangs. Zusätzlich sind noch zwei Register für *stack pointer* (SP) und *frame pointer* (FP) vorgesehen.

Damit sind die wichtigsten Eigenschaften des im Demonstrator eingesetzten digitalen Signalprozessors beschrieben, mit deren Hilfe die gesamte nachfolgend erläuterte DSP-Empfangsprozessierung implementiert wurde. Weitere Informationen zur Architektur des ADSP-BF535-Prozessors und zu den im DSP verfügbaren Funktionen sind in [2] und [3] zu finden.

Die Performance des hier beschriebenen MIMO-Demonstrator-Empfängers wird mit Hilfe der in Kapitel 7.2 dargestellten BER-Ergebnisse bewertet. Abschließend zu diesem Kapitel ist in Abb. 5.13 eine Fotografie des aufgebauten MIMO-Empfängers aufgeführt.

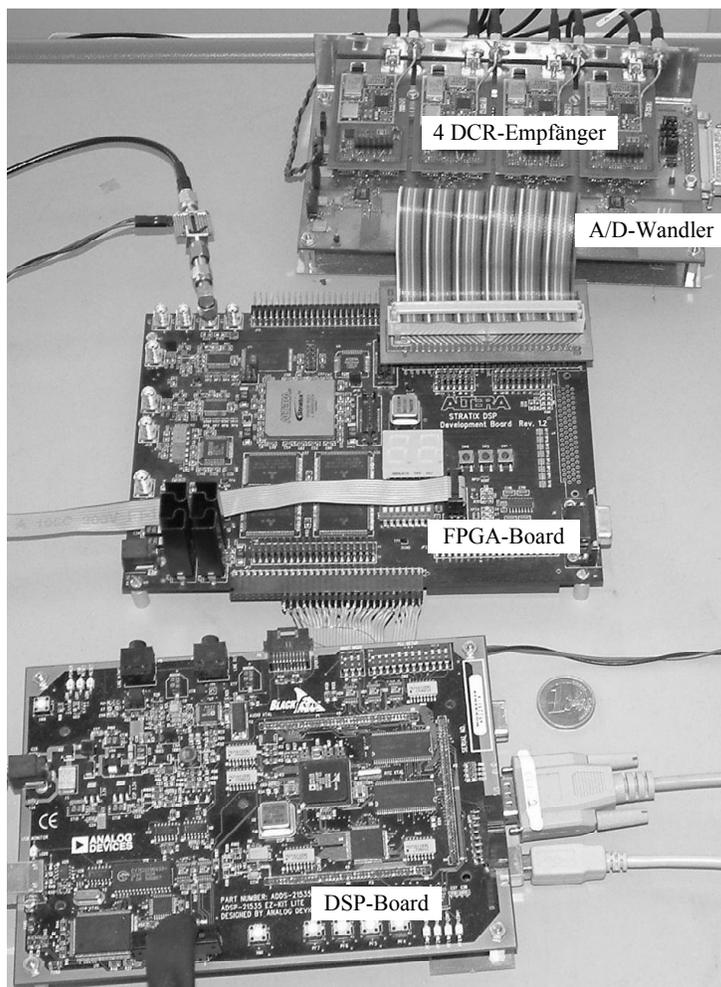


Abb. 5.13 Fotografie des aufgebauten MIMO-Empfängers

6 DSP-Implementierung ausgewählter Empfangsalgorithmen

Im vorliegenden Kapitel wird die im zuvor beschriebenen DSP implementierte Empfangsprozessierung näher betrachtet. Dabei besteht die Hauptaufgabe des DSP darin, die gesendeten Bits aus den an jeder Empfangsantenne ankommenden, ins Basisband heruntergemischten und digitalisierten Signalen zu rekonstruieren. Diesen Empfangssignalen werden in den Funkteilen der *Direct Conversion*-Empfänger zusätzlich noch Rauschen überlagert und mit den Empfangsfiltern weiter verzerrt. Mit dem aktuellen Stand des MIMO-Demonstrators ist es möglich, eine uncodierte, V-BLAST-ähnliche Übertragung durchzuführen und zu testen. Dabei kann man zwischen ZF- und MMSE-Empfänger wählen. Zusätzlich lässt sich ein SIC-Empfänger einschalten (siehe Kapitel 4.1). Bei den weiteren Betrachtungen wird stets davon ausgegangen, dass die Sendeleistung jeder der M -Sendeantennen auf 1 normiert wurde ($P_T = M$).

Zur Programmierung des ADSP-525BF stehen Compiler für die Programmiersprache C und den Assembler zur Verfügung. Um die Verarbeitungsgeschwindigkeit zu maximieren, wurden die meisten Funktionen der Empfangsprozessierung in Assembler geschrieben. Dagegen wurde die gesamte Ablaufsteuerung auf Grund der besseren Übersichtlichkeit in C programmiert.

Wie in Kapitel 5.4 erwähnt, wird der in Abb. 6.1 dargestellte Ablauf der Empfangsprozessierung durch einen Schwellwert-Detektor, der auf den am Anfang des Bursts gesendeten konstanten Pegel reagiert, gestartet. Dabei wird im FPGA aus den in jedem $32\mu\text{s}$ langen Zeitintervall empfangenen Abtastwerten die Signalleistung bestimmt. Sobald diese Leistung einen vorgegebenen Schwellenwert überschreitet, beginnt die Verarbeitung der Empfangssignale aus dem gerade detektierten Burst. Nach der RRC-Filterung werden die Abtastwerte in drei Blöcken vom FPGA zum DSP übertragen. Im ersten Block befinden sich die Daten des Trainingssequenz-Feldes (TS-Feldes), in den weiteren Blöcken die empfangenen Nutzdaten. Jeder Datenblock besteht aus 2176 vierfach überabgetasteten, komplexen Signalen. Um die nachfolgende Prozessierung im DSP zu vereinfachen, werden die Daten von den Empfangsantennen im FPGA gepuffert und in jedem Block nacheinander

übertragen (beginnend mit allen Daten der ersten Empfangsantenne, gefolgt von den Daten der zweiten Antenne, usw.). An dieser Stelle wird nochmals betont, dass die Nutzdaten in der Luft gleichzeitig und innerhalb desselben Frequenzkanals vom Sender zum Empfänger übertragen werden.

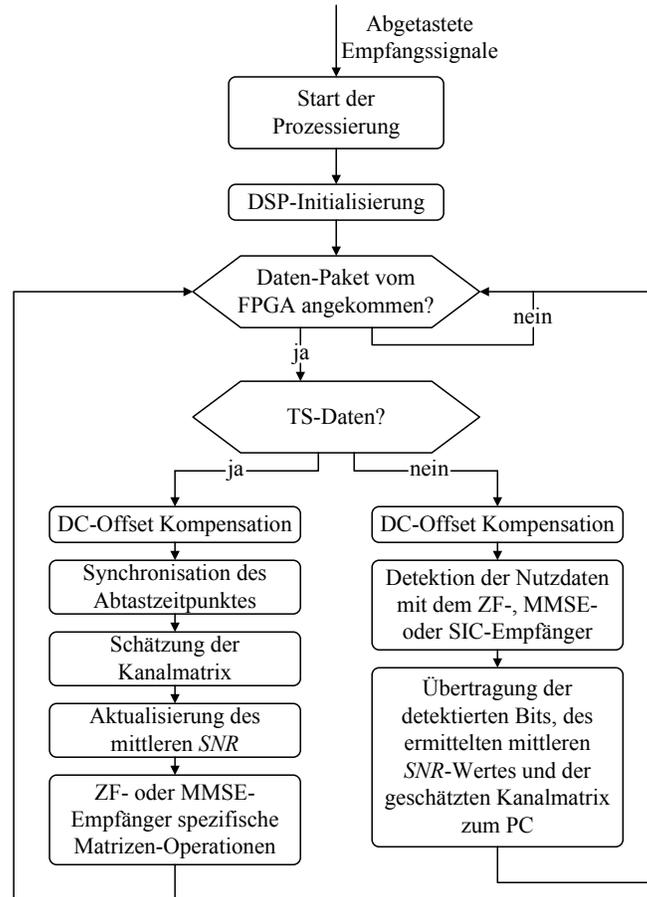


Abb. 6.1 Ablauf der Empfangsprozessierung im eingesetzten DSP

Da die Darstellung der komplexen Werte im DSP jeweils mit zwei (für den Real- und Imaginärteil) 16-Bit breiten Wörtern erfolgt, werden die 12-Bit breiten Samples im Speicher des DSP stets vorzeichenrichtig am MSB ausgerichtet. Zusätzlich wird in die IQ-Abtastwerte eine Signalisierung sei-

tens FPGA eingeführt, anhand derer entschieden wird, ob es sich um ein Trainingssequenz- oder ein Nutzdatenfeld handelt.

In den folgenden Abschnitten werden die für die empfangsseitige MIMO-Prozessierung relevanten Algorithmen genauer erläutert. Hierbei wird ebenfalls auf die DSP-spezifischen Aspekte eingegangen.

6.1 DC-Offset Kompensation

Da die ins Basisband heruntergemischten Signale bei Verwendung der *Direct Conversion*-Empfänger einen Gleichanteil besitzen, kann ein externer DC-Offset, der z.B. auf Grund des so genannten „LO-Leakage“ beim Empfänger erzeugt wird [64], einen signifikanten Performance-Verlust des gesamten Systems verursachen. Deshalb wird der DC-Offset aus den komplexen TS-Signalen jeder Empfangsantenne zu Beginn der DSP-Empfangsprozessierung durch Subtraktion des Mittelwertes eliminiert. Für die Berechnung dieses Mittelwertes werden 544 Werte verwendet. Die Anzahl dieser Werte ergibt sich als Produkt aus dem vierfachen Überabtastungsfaktor und den 136 in einem Block mit jeder Empfangsantenne aufgenommenen TS-Symbolen:

$$x_I^n[k] = x_I^n[k] - \left(\sum_{i=0}^{543} x_I^n[i] \right) / 544$$

$$x_Q^n[k] = x_Q^n[k] - \left(\sum_{i=0}^{543} x_Q^n[i] \right) / 544 \quad (6.1)$$

$$k = 0, 1, \dots, 543$$

$$n = 1, \dots, N$$

Hierbei bezeichnen x_I^n bzw. x_Q^n die Abtastwerte des Real- bzw. Imaginärteils des an der Antenne n empfangenen, ins Basisband heruntergemischten, digitalisierten und RRC-gefilterten komplexen TS-Signals. N entspricht weiterhin der Anzahl der Empfangsantennen.

Die für jede Empfangsantenne berechneten DC-Offset-Werte werden für die Verarbeitung der Nutzdatenfelder gespeichert.

6.2 Synchronisation des Abtastzeitpunktes

Bei der Synchronisation des Abtastzeitpunktes wird zum einen nach dem optimalen Abtastzeitpunkt der empfangenen und digitalisierten Signale gesucht und zum anderen der Anfang des detektierten Bursts bestimmt.

Der optimale Abtastzeitpunkt wird durch die Korrelation der im ersten Block übertragenen Daten mit einer bekannten Trainingssequenz ermittelt. Da die Laufzeitunterschiede zwischen den an verschiedenen Empfangsantennen ankommenden Signalen nur einen Bruchteil einer TS-Symboldauer von $6,4\mu\text{s}$ betragen, lässt sich die Suche nach dem besten Abtastzeitpunkt mit Hilfe der Samples, die nur an einer Antenne detektiert wurden, durchführen. Die Zuverlässigkeit dieser Suche wird dadurch optimiert, dass das mit der stärksten Leistung empfangene Antennensignal für die weitere Verarbeitung ausgewählt wird.

Zu Beginn dieses Synchronisationsalgorithmus werden die abgetasteten Signale um den Faktor 2 interpoliert. Daraus ergeben sich, bezogen auf die Dauer eines TS-Symbols, 8-fach überabgetastete Signale. Das Korrelationsfenster ist 10 Symbole lang, woraus als Produkt die gesamte Anzahl der pro empfangenem Burst durchgeführten einzelnen Korrelationen von 80 resultiert. Das Korrelationsergebnis mit dem maximalen Wert bestimmt zum einen die Position des ersten Bits der mit der stärksten Leistung empfangenen Trainingssequenz und zum anderen den optimalen Abtastzeitpunkt. Die Begrenzung des Überabtastungsfaktors auf 8 wurde auf Grund der Größe der im DSP zur Verfügung stehenden Speicherressourcen eingeführt. Die maximale Abweichung zwischen dem gefundenen und dem idealen Abtastzeitpunkt kann als Folge dieser Limitierung bis zu $\pm 1/16$ der TS-Symboldauer betragen. In [57] wurde gezeigt, dass der dadurch entstehende größtmögliche EVM von 8% jedoch lediglich einen relativ geringen Einfluss auf die Qualität der nachfolgenden Kanalschätzung hat.

Mit der gefundenen Synchronisation werden die digitalisierten TS-Signale im Symboltakt abgetastet. Die auf diese Weise erhaltenen Abtastwerte stellen somit die verrauschten und durch den Kanal sowie die Sende- und Empfangsfilter verzerrten Trainingssequenzen dar.

6.3 Schätzung der Kanalmatrix

Aus Kapitel 4 folgt, dass die Kanalkennntnis am Empfänger in Form einer Kanalmatrix für die Detektion der gesendeten Daten notwendig ist. Um eine Kanalschätzung am Empfänger zu ermöglichen, werden am Anfang des Bursts bekannte Trainingssequenzen übertragen (vgl. Kapitel 5.4), mit Hilfe

derer die im Folgenden beschriebene Schätzung der Kanalkoeffizienten \underline{h}_{nm} aus Gl. 3.12 erfolgt.

Zuerst werden der Real- bzw. Imaginärteil der synchronisierten Abtastwerte der Trainingssequenzen jeweils auf 14-Bit breite Wörter normiert. Dadurch wird einerseits ein Überlauf bei den folgenden Berechnungen vermieden und andererseits ein Minimum an signifikanten Bits in nachfolgenden Berechnungen sichergestellt. Die Bestimmung eines Kanalkoeffizienten \underline{h}_{nm} erfolgt mit dem Einsatz des Least-Squares Algorithmus [46]:

$$\underline{h}_{nm} = \frac{\vec{\underline{\text{T}}\underline{\text{S}}}_m^H \cdot \underline{\vec{y}}_{nm}}{\vec{\underline{\text{T}}\underline{\text{S}}}_m^H \cdot \vec{\underline{\text{T}}\underline{\text{S}}}_m} = \frac{\vec{\underline{\text{T}}\underline{\text{S}}}_m^H \cdot \underline{\vec{y}}_{nm}}{\|\vec{\underline{\text{T}}\underline{\text{S}}}_m\|^2} \quad (6.2)$$

$$m = 1 \dots M$$

$$n = 1 \dots N$$

Dabei bezeichnet der $\vec{\underline{\text{T}}\underline{\text{S}}}_m$ -Vektor die Bits einer BPSK modulierten Trainingssequenz, die von der m -ten Antenne gesendet wurden, $\vec{\underline{\text{T}}\underline{\text{S}}}_m^H$ die konjugiert komplex Transponierte des $\vec{\underline{\text{T}}\underline{\text{S}}}_m$ -Vektors und $\underline{\vec{y}}_{nm}$ einen Vektor mit 16 verrauschten und durch den Kanal sowie die Filter verzerrten Abtastwerten derselben Trainingssequenz, die an der n -ten Antenne empfangen wurden. Ein geschätzter Kanalkoeffizient \underline{h}_{nm} beschreibt somit die Veränderung der Amplitude und Phase der von der m -ten Antenne gesendeten und an der n -ten Antenne empfangenen Trainingssequenz.

6.4 Berechnung des mittleren SNR

Für die Verifikation der am Demonstrator gemessenen Bitfehlerraten wird das bei der Messung vorhandene mittlere SNR benötigt. Des Weiteren wird die bei der Berechnung des mittleren SNR ermittelte Rauschleistung, z.B. beim MMSE-Detektor, eingesetzt.

Zur Bestimmung des mittleren SNR am Empfänger werden die empfangenen Abtastwerte der Trainingssequenzen verwendet. Dabei werden jeweils die BPSK modulierten Symbole der Trainingssequenzen aus der Tab. 5.2 mit den dazugehörigen, mit (6.2) geschätzten, Kanalkoeffizienten multipliziert. Die so erhaltenen Vektoren werden von den empfangenen Trainingssequenzen $\underline{\vec{y}}$ subtrahiert. Die Ergebnisse dieser Subtraktionen stellen somit

die komplexen Rauschvektoren \vec{n} dar und werden für weitere Berechnungen gespeichert:

$$\vec{n}_{nm} = \vec{y}_{nm} - \vec{T}\vec{S}_m \cdot \vec{h}_{nm} \quad (6.3)$$

$$m = 1 \dots M$$

$$n = 1 \dots N$$

Beim im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Demonstrator, für den $M = N = 4$ gilt, ergeben sich daraus 16 Rauschvektoren, aus denen eine mittlere Rauschleistung eines im Zeitmultiplex empfangenen Bursts errechnet werden kann. Mit Hilfe der folgenden Gleichungen ergibt sich demnach für den j -ten Burst Folgendes:

$$P_n = \left(\sum_{m=1}^4 \vec{n}_{nm}^H \cdot \vec{n}_{nm} \right) / 64 \quad \text{für } n = 1 \dots 4 \quad (6.4)$$

$$N_0^j = \left(\sum_{n=1}^4 P_n \right) / 4 \quad (6.5)$$

Dabei bezeichnet P_n die mittlere Rauschleistung der n -ten Antenne und N_0^j die mittlere Rauschleistung des j -ten Bursts, gemittelt aus allen vier Empfangssignalen. Um die Schwankungen der auf diese Weise berechneten Rauschleistung zu minimieren, wird diese zusätzlich über 1024 nacheinander am Empfänger ankommenden Bursts gemittelt, woraus sich eine am Empfänger gemessene mittlere Rauschleistung N_0 ergibt:

$$N_0 = \left(\sum_{j=1}^{1024} N_0^j \right) / 1024 \quad (6.6)$$

Dieser Wert wird außer zur Berechnung des mittleren SNR auch beim MMSE-Empfänger eingesetzt.

Da die Trainingssequenzen BPSK moduliert werden, lässt sich die mittlere

Empfangsleistung S^j des j -ten Bursts direkt aus der für diesen Burst geschätzten Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ mit Hilfe der in Gleichung 3.14 definierten Frobenius-Norm berechnen:

$$S^j = \|\underline{\mathbf{H}}\|_F^2 / 4 = \left(\sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^4 |h_{nm}|^2 \right) / 4 \quad (6.7)$$

Ähnlich wie bei der Rauschleistung wird die zur Berechnung des mittleren SNR am Empfänger notwendige Signalleistung S über 1024 nacheinander folgende Bursts gemittelt:

$$S = \left(\sum_{j=1}^{1024} S^j \right) / 1024 \quad (6.8)$$

Das mittlere SNR am Empfänger wird demnach wie folgt berechnet:

$$SNR = \frac{S}{N_0} \quad (6.9)$$

Nachdem das SNR berechnet wurde, beginnt der DSP, die für die implementierten MIMO-Empfänger (z.B. ZF oder MMSE) notwendigen Matrizen-Operationen durchzuführen.

6.5 Matrizen-Operationen für die implementierten Detektoren

Beim Einsatz von unterschiedlichen im MIMO-Demonstrator implementierten Detektoren (z.B. ZF oder MMSE) müssen bestimmte, für einen Detektor spezifische Operationen an der Kanalmatrix durchgeführt werden (vgl. Kapitel 4.1). Dazu zählen die Berechnung einer konjugiert komplex Transponierten einer Matrix, die Matrizen-Multiplikation sowie die Matrix-Inversion. Im vorliegenden Kapitel wird eine DSP-Implementierung dieser Matrizen-Operationen beschrieben.

Zu Beginn wird eine konjugiert komplex Transponierte $\underline{\mathbf{H}}^H$ der geschätzten Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}$ berechnet und anschließend mit derselben Kanalmatrix multipliziert.

$$\underline{\mathbf{helpH}} = \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \quad (6.10)$$

Diese Multiplikation wird im DSP in einer Festkomma-Rechnung ausgeführt. Damit diese Rechnung korrekte Ergebnisse liefert, müssen die im Speicher des DSP abgelegten komplexen Kanalkoeffizienten entsprechend normalisiert werden. Ein solcher komplexer Kanalkoeffizient setzt sich aus einem jeweils mit 16-Bits quantisierten Real- und Imaginärteil zusammen. Daraus ergibt sich die maximale negative Zahl von -2^{15} und die maximale positive Zahl von $(2^{15} - 1)$. Der zulässige Zahlendarstellungsbereich für die hier eingesetzte Zweierkomplement-Festkommanotation liegt zwischen -1 und $(1 - 2^{-15})$. Demnach liefert jede Multiplikation von zwei Zahlen aus diesem Bereich wieder eine Zahl, die sich in dem gleichen zulässigen Intervall befindet. Bei einer Matrizen-Multiplikation werden die Ergebnisse der einzelnen Koeffizienten-Multiplikationen jedoch zusätzlich aufsummiert, woraus sich eine Zahl ergeben kann, die außerhalb des zulässigen Bereichs liegt. Um diese Situation auszuschließen, wird die maximale Auflösung der Kanalkoeffizienten bei einer Multiplikation von zwei $[4 \times 4]$ -Matrizen auf 14-Bit begrenzt, was jedoch bereits dadurch sichergestellt wurde, dass vor der Schätzung der Kanalmatrix der Real- und Imaginärteil der empfangenen TS-Signale jeweils auf maximal 14-Bit breite Wörter normiert wurden.

Für den Fall, dass ein MMSE-Empfänger eingeschaltet wurde, wird an dieser Stelle die mit N_0 gewichtete Einheitsmatrix \mathbf{I} zu $\underline{\mathbf{helpH}}$ addiert:

$$\underline{\mathbf{helpH}} = \underline{\mathbf{helpH}} + N_0 \cdot \mathbf{I} \quad (6.11)$$

Dabei muss beachtet werden, dass wegen der Mittelungslänge erst nach dem Empfang von 1024 Bursts eine zuverlässige Schätzung des N_0 -Parameters im DSP vorliegt.

Dem folgt eine Inversion der $\underline{\mathbf{helpH}}$ -Matrix, die mit Hilfe des Austauschverfahrens zur Matrizeninversion [10] implementiert wurde.

Bei der Inversion der $\underline{\mathbf{helpH}}$ -Matrix werden u.a. die Kehrwerte der realen Diagonalelemente dieser Matrix berechnet. Das führt allerdings dazu, dass die sich daraus ergebenden Zahlen nicht mehr im zulässigen Bereich zwischen -2^{15} und $(2^{15} - 1)$ bzw. -1 und $(1 - 2^{-15})$ für die Zweierkomplement-

Festkommanotation dargestellt werden können. Um dieses Problem zu lösen, wurde zum einen die Auflösung der Rechnungen von 16 auf 32 Bits erweitert und zum anderen der Zähler eines Kehrwertes bei 2^{14} definiert. Demzufolge liefert die Multiplikation der $\underline{\text{help}}\mathbf{H}$ -Matrix mit deren Inverse idealerweise eine mit einem Faktor gewichtete Einheitsmatrix. Auf Grund der Festkomma-Rechnung besitzt diese mit einem Faktor gewichtete Matrix auch Werte, die nicht auf der Diagonalen der Matrix liegen. Diese Abweichungen bewegen sich, bezogen auf eine ideale Einheitsmatrix, in einer Größenordnung von 3% und haben keinen signifikanten Einfluss auf die Performance der implementierten Empfänger. Abschließend wird die gerade invertierte Matrix mit der konjugiert komplex Transponierten der Kanalmatrix \mathbf{H} multipliziert, woraus sich eine Detektionsmatrix $\underline{\mathbf{G}}$ des ZF- bzw. MMSE-Empfängers ergibt:

$$\underline{\mathbf{G}} = \underline{\text{help}}\mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{H}^H \quad (6.12)$$

Die bis hierher beschriebene DSP-Empfangsprozessierung verwendet die sich im ersten zum DSP übertragenen Teil eines Bursts befindenden TS-Daten. Anschließend wartet der DSP auf den zweiten Block mit 2176 Abtastwerten, in dem der erste Teil der Nutzdaten eines Bursts übertragen wird.

6.6 Detektion der Nutzdaten

Mit Hilfe der im letzten Kapitel beschriebenen Matrix $\underline{\mathbf{G}}$, die für einen bestimmten MIMO-Empfänger berechnet wurde, wird im DSP eine Detektion der gesendeten Nutzdaten durchgeführt.

Zu Beginn wird mit Hilfe der bei den Trainingssequenzen ermittelten Signal-Gleichanteile der DC-Offset von den empfangenen Nutzdaten eliminiert. Anschließend werden die Daten aus den gleichen Gründen wie bei den Trainingssequenzen auf maximal 14-Bits normiert. Dem folgt die interpolierende Filterung und die Abtastratenreduktion auf den Symboltakt mit der bereits ermittelten Synchronisation. Diese Abtastwerte stellen somit eine verrauschte Überlagerung der gesendeten Nutzdaten-Symbole dar, die an jeder der N Antennen empfangen wurde. Durch die Multiplikation der Matrix $\underline{\mathbf{G}}$ mit diesen Abtastwerten lassen sich idealerweise, wie in Kapitel 4.1 beschrieben, die aus M Antennen gesendeten Daten-Symbole wieder trennen. Beim Einsatz des SIC-Empfängers werden die Symbole der unabhängigen Datenströme

entsprechend der Beschreibung in Kapitel 4.1.4 nacheinander detektiert. Im Anschluss daran wird ein Demodulationsprozess durchgeführt, bei dem aus den detektierten Symbolen die Bits zurückgewonnen und im DSP-Speicher abgelegt werden.

Die Verarbeitung des zweiten Teils der Nutzdaten eines Bursts erfolgt auf die gleiche Art und Weise. Die detektierten Bits werden lediglich in einem anderen DSP-Speicherbereich abgelegt.

Abschließend werden die im DSP-Speicher abgelegten Bits zusammen mit der geschätzten Kanalmatrix und dem mittleren SNR zu einer BER-Verifikation an einen PC übermittelt und dort in einer Datei gespeichert oder auf einem Display visualisiert. Nachdem die beiden Datenfelder verarbeitet wurden, wartet der DSP auf den nächsten am Empfängereingang detektierten Burst und startet die in diesem Kapitel beschriebene Empfangsprozessierung von neuem.

Nach der Beschreibung der Empfangsprozessierung in diesem Kapitel werden im folgenden Kapitel sowohl die BER- als auch die Kapazitäts-Ergebnisse präsentiert, die mit Hilfe des aufgebauten Demonstrators in verschiedenen Büroräumen und mit Einsatz unterschiedlicher Antennenkonfigurationen ermittelt wurden.

7 Simulationsergebnisse und Messungen am MIMO-Demonstrator

In Kapitel 7.1 werden die BER-Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Empfangsalgorithmen präsentiert, die für einen i.i.d. (*independent identically distributed*) Rayleigh-Kanal ermittelt wurden. Diese Simulationsergebnisse werden für weitere Auswertungen als Referenz verwendet.

Die Beurteilung der Performance der im Demonstrator implementierten Empfangsalgorithmen (ZF, MMSE, SIC ZF und SIC MMSE) erfolgt anhand der BER-Messungen, die mit Hilfe des Demonstrators durchgeführt wurden. Diese Messungen werden in Kapitel 7.2 aufgeführt und diskutiert.

Anhand der in Kapitel 7.3 dargestellten Analyse der gemessenen Kanalmatrizen lassen sich die MIMO-Eigenschaften der im Demonstrator eingesetzten Antennenanordnungen wie in Kapitel 5.2 beschrieben ermitteln. Diese Messungen der Kanalmatrizen erfolgten in verschiedenen Büroräumen mit und ohne direkter Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger.

7.1 Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Empfangsalgorithmen

Um die Veränderung der Bitfehlerrate in Abhängigkeit von den im Demonstrator eingesetzten Empfangsalgorithmen und ohne den Einfluss der unterschiedlichen Antennenanordnungen zu ermitteln, wurden die uncodierten BER-Simulationen dieser Empfangsalgorithmen für den Fall, dass die Elemente h_{nm} der in den Simulationen verwendeten Kanalmatrizen \mathbf{H} unabhängig voneinander bleiben und durch die in Kapitel 3.1.1 dargelegte Rayleigh-Verteilung beschrieben werden können, durchgeführt. Die Dimensionen jeder \mathbf{H} -Matrix betragen 4×4 , entsprechend der Anzahl der Sende- und Empfangsantennen beim MIMO-Demonstrator.

Dabei wurden die im Demonstrator einsetzbaren Modulationsarten (BPSK,

QPSK und 16QAM) simuliert. Die resultierende Bitfehlerrate wird über dem SNR eingetragen (siehe Gleichung 3.15). Um die simulierten Ergebnisse für verschiedene Modulationsarten vergleichen zu können, wurden die SNR -Werte in Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnisse (E_b/N_0) umgerechnet.

Dabei gilt für eine uncodierte Simulation einer BPSK, QPSK oder 16QAM modulierten Datenübertragung Folgendes:

$$E_b/N_0 = SNR \text{ in dB für BPSK} \quad (7.1)$$

$$E_b/N_0 = SNR - 10 \cdot \log 2 \text{ in dB für QPSK} \quad (7.2)$$

$$E_b/N_0 = SNR - 10 \cdot \log 4 \text{ in dB für 16QAM} \quad (7.3)$$

In Abb. 7.1 – Abb. 7.3 sind die Simulationsergebnisse dargestellt. Zusätzlich zu den im Demonstrator implementierten Empfangsalgorithmen sind in diesen Abbildungen die BER-Ergebnisse für einen ML-Detektor aufgeführt. Für die simulierten Fälle leistet der ML-Detektor eine optimale Detektion der empfangenen Daten. Wegen des hohen Implementierungsaufwands ist jedoch ein solcher Detektor nicht für den Einsatz im Demonstrator vorgesehen. Daher werden die für ihn simulativ erzeugten Kurven lediglich als Referenz für die anderen Detektoren verwendet.

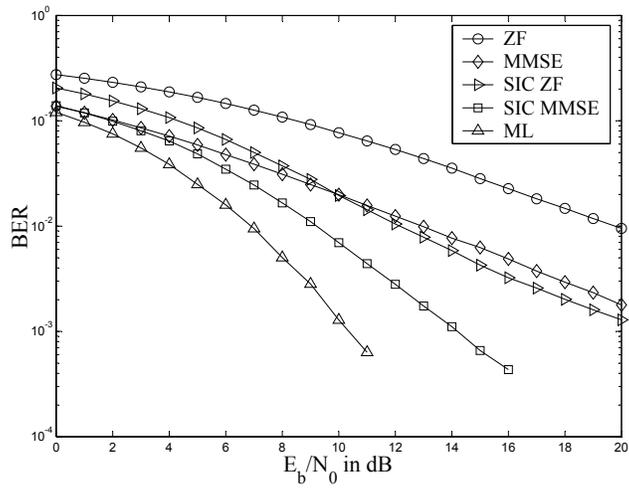


Abb. 7.1 Vergleich der simulierten BER-Ergebnisse für verschiedene Empfangsalgorithmen, eine uncodierte BPSK-Modulation und 10000 Realisierungen eines unkorrelierten 4×4 MIMO-Kanals

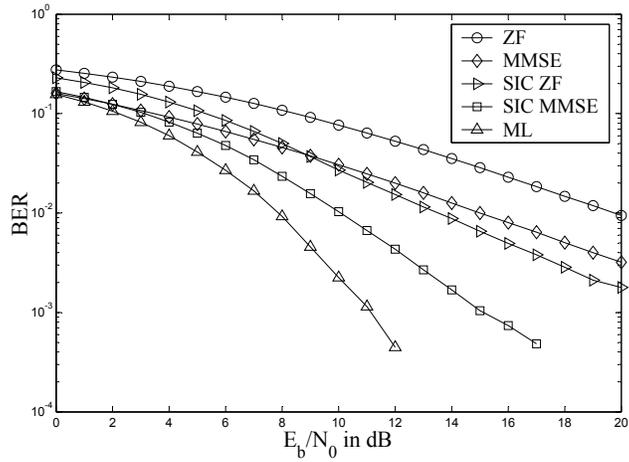


Abb. 7.2 Beschreibung der Simulationsergebnisse entsprechend Abb. 7.1, jedoch für eine uncodierte QPSK-Modulation

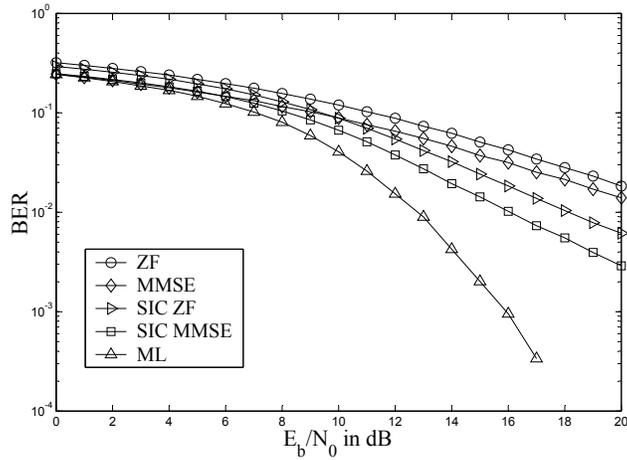


Abb. 7.3 Beschreibung der Simulationsergebnisse entsprechend Abb. 7.1, jedoch für eine uncodierte 16QAM-Modulation

Bei der Beschreibung der simulierten und für den Einsatz im Demonstrator vorgesehenen Empfangsalgorithmen fällt auf, dass bezüglich der Bitfehler-rate ein ZF-Detektor unabhängig von der verwendeten Modulationsart die schlechtesten und ein SIC MMSE-Detektor die besten Ergebnisse liefert. Die Performance eines MMSE-Detektors ist vergleichbar mit der eines SIC ZF-Detektors. Der Unterschied liegt lediglich darin, dass die BER-Ergebnisse der MMSE-Detektion für die kleinen SNR -Werte etwas besser ausfallen. Mit steigendem SNR ergibt sich eine Verbesserung zugunsten des SIC ZF-Detektors, was vor allem dadurch begründet wird, dass sich der Einfluss der Fehlerfortpflanzung auf die Performance eines SIC-Detektors durch ein größer werdendes SNR verringert.

Aus diesen simulierten BER-Kurven lässt sich die Diversity-Ordnung der implementierten Empfangsalgorithmen ableiten. Demnach entspricht die Steigung der BER-Kurve eines ML-Detektors bei Verwendung von jeweils $M = N = 4$ Sende- und Empfangsantennen der Diversity-Ordnung von 4 und die Steigung der BER-Kurve eines ZF- bzw. MMSE-Detektors der Diversity-Ordnung von 1 (vgl. Kapitel 4.1).

Die Steigung einer BER-Kurve eines SIC ZF- bzw. SIC MMSE-Detektors liegt in Abhängigkeit des SNR -Bereichs zwischen der eines ZF- und der eines ML-Detektors. Mit wachsendem SNR jedoch ähnelt die Steigung der BER-Kurve eines SIC-Detektors der eines ZF- bzw. MMSE-Detektors, wo-

raus sich die Diversity-Ordnung eines SIC-Detektors von 1 ableiten lässt (vgl. Kapitel 4.1.4).

Basierend auf diesen Ergebnissen werden in Kapitel 7.2 die Bitfehlerraten präsentiert, die mit Hilfe des MIMO-Demonstrators für die implementierten Detektoren ermittelt wurden.

7.1.1 Verbesserung der Bitfehlerrate durch Kanalcodierung

Wie bereits in Kapitel 4.2 erwähnt, wurden im Rahmen dieser Arbeit BER-Simulationen durchgeführt, bei denen ein äußerer Faltungscoder gemäß Abb. 4.5 und Abb. 4.6 eingesetzt wurde. Da die erhaltenen Ergebnisse unabhängig von der verwendeten Modulationsart einen vergleichbaren Verlauf zeigen, sind in Abb. 7.4 lediglich die Resultate für den Fall einer QPSK modulierten 4×4 -Übertragung mit einem MMSE-Detektor dargestellt.

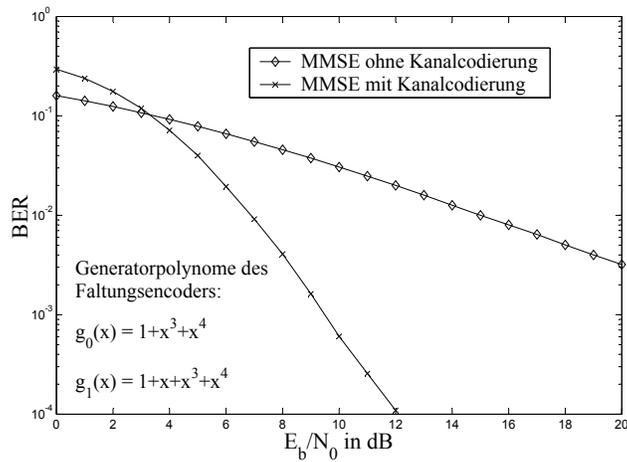


Abb. 7.4 Vergleich der simulierten BER-Ergebnisse eines MMSE-Detektors mit und ohne Kanalcodierung, eine QPSK-Modulation und 10000 Realisierungen eines unkorrelierten 4×4 MIMO-Kanals

Als Referenz ist dort ebenfalls eine BER-Kurve eingetragen, die für den uncodierten Fall einer QPSK-modulierten 4×4 -Übertragung und für einen MMSE-Detektor simuliert wurde.

Für den codierten Fall wurden die Simulationen ebenfalls für 10000 unabhän-

gige Realisierungen eines MIMO-Rayleigh-Kanals durchgeführt. Der eingesetzte Interleaver verteilte die Bits auf die vier benachbarten Bursts. Die Übertragung jedes Bursts wurde mit Hilfe einer unabhängigen Realisierung eines MIMO-Kanals simuliert.

Aus Abb. 7.4 folgt, dass bereits durch den Einsatz eines einfachen Faltungscoders eine deutliche Verbesserung der Bitfehlerrate zu erwarten ist. Wie bei den klassischen SISO-Systemen muss allerdings beachtet werden, dass es erst ab einem genügend hohen SNR möglich ist, einen Gewinn bezüglich der Bitfehlerrate zu erzielen.

7.2 BER-Messungen am MIMO-Demonstrator

Für die Verifikation der Performance des aufgebauten MIMO-Demonstrators in einer realen Umgebung wurden die Bitfehlerraten, die für die im Demonstrator geschätzten SNR -Werte ermittelt wurden, mit den nachträglich durchgeführten Simulationen verglichen. Für diese Simulationen sind die während der BER-Messungen aufgenommenen Kanalmatrizen verwendet worden. Die Simulationen erfolgten dabei in Fließkommarechnung mit einer als fehlerfrei angenommenen Kanalschätzung.

Die nachfolgenden Ergebnisse werden auszugsweise für den Fall einer BPSK modulierten 4×4 Übertragung präsentiert. Diese Einschränkung ist insofern gerechtfertigt, als die Tendenz der Performance-Verbesserung der implementierten Empfangsalgorithmen nicht von der eingesetzten Modulationsart abhängt (vgl. Abb. 7.1 – Abb. 7.3).

In Abb. 7.5 – Abb. 7.20 sind die mit Hilfe des MIMO-Demonstrators gemessenen Bitfehlerraten zu sehen. Dabei wurden die verschiedenen in Abb. 5.2 dargestellten Antennenanordnungen sowie die im Demonstrator implementierten Empfangsalgorithmen getestet. Das Signal-zu-Rauschverhältnis wurde ebenfalls, wie in Kapitel 6.4 beschrieben, im MIMO-Demonstrator ermittelt und zusammen mit den dazugehörigen BER-Werten zur Auswertung in einer Datei gespeichert.

Für eine bestimmte Antennenkonfiguration und einen im Demonstrator implementierten Detektor (ZF, MMSE, SIC ZF oder SIC MMSE) wurden jeweils zehn BER-Messungen nacheinander in einer statischen Umgebung durchgeführt. Alle Messungen wurden in einem Großraumbüro mit Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger durchgeführt. Dabei betrug der Abstand zwischen Sender und Empfänger ca. 5 Meter. Wegen der statischen Umgebung war zu erwarten, dass die aus zehn aufeinander folgenden Messungen ermittelten Bitfehlerraten sehr nah beieinander liegen.

Bei jeder Messung wurden 1024 im Zeitmultiplex gesendete Bursts verarbeitet. Da sich in einem für diesen MIMO-Demonstrator definierten Burst 1024 Datensymbole befinden (siehe 5.4), ergibt sich für eine uncodierte BPSK-Modulation eine Gesamtzahl der in einer Messung ausgewerteten Bits von ca. einer Million.

Mit dieser Anzahl ausgewerteter Bits lassen sich Bitfehlerraten bis zu 10^{-3} zuverlässig ermitteln. Aus Abb. 7.1 wird ersichtlich, dass die Bitfehlerraten solcher Größenordnungen abhängig vom verwendeten Detektor in einem SNR -Bereich zwischen 10 und 20dB zu erwarten sind.

An dieser Stelle ist es sinnvoll, sich mit einigen Punkten, die das im Demonstrator ermittelte SNR betreffen, zu befassen. Dieses gemessene SNR wird von unterschiedlichen Rauschkomponenten beeinflusst. Bei Signalen mit sehr kleinen Empfangsleistungen beispielsweise liefert das thermische Rauschen den Hauptbeitrag zum SNR . Für eine steigende Empfangsleistung wird das SNR immer mehr vom Rauschen einer PLL (Phase-Locked Loop) bestimmt. Diese wird im Lokaloszillator verwendet. Da bezüglich der thermischen Rauschleistung die Empfangsleistung in der getesteten Indoor-Umgebung relativ hoch ist, werden die am MIMO-Demonstrator durchgeführten Messungen hauptsächlich durch das PLL-Rauschen beschränkt. Dabei wurde am Demonstrator ein mittleres SNR von ~ 30 dB gemessen [48]. In einem realen System wird jedoch dieses SNR wegen Interferenzen, die von anderen Nutzern erzeugt werden, deutlich reduziert, was ein weiteres Argument für die Durchführung der Messungen in einer SNR -Region, die unter 20dB liegt, darstellt.

Um ein SNR zu erhalten, das im Bereich zwischen 10 und 20dB liegt, wurde im MIMO-Demonstrator eine zusätzliche Rauschquelle eingebaut. Dabei erzeugt ein im DSP des MIMO-Demonstrator-Empfängers implementierter Generator ein komplexes weißes Rauschen, das zu den Empfangssignalen addiert wird. Auf diese Weise war es bei den Messungen möglich, das SNR in den gewünschten Bereich (zwischen 10 und 20dB) zu reduzieren.

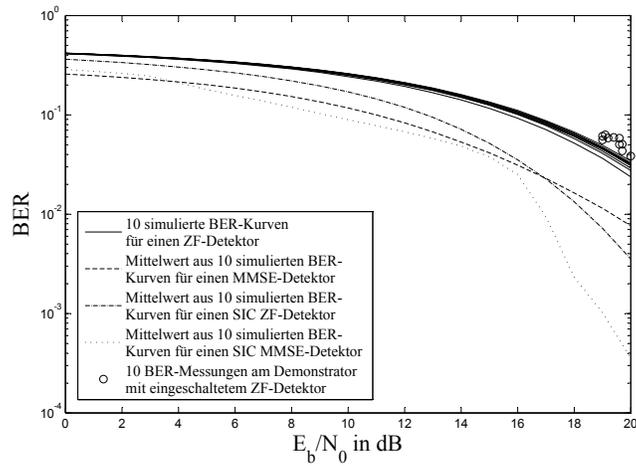


Abb. 7.5 Vergleich der mit Hilfe des Demonstrators ermittelten Bitfehler-raten für einen ZF-Detektor mit den simulierten BER-Kurven für eine Antennenkonfiguration aus Abb. 5.2(a) jeweils beim Sender und Empfänger

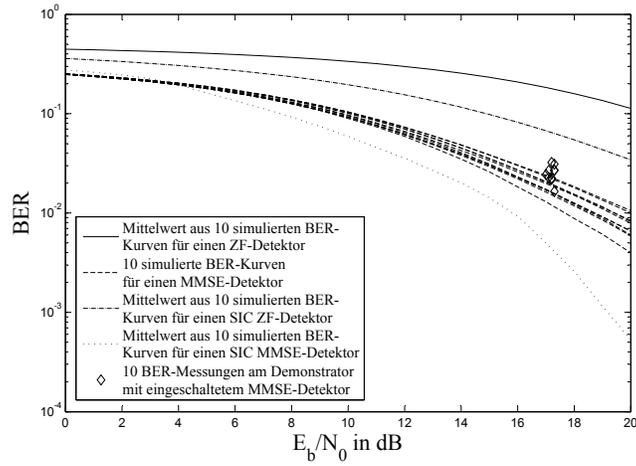


Abb. 7.6 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.5, jedoch mit Gebrauch eines MMSE-Detektors

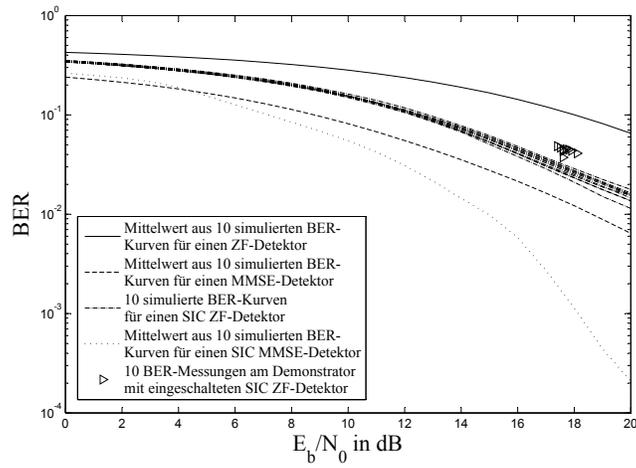


Abb. 7.7 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.5, jedoch mit Gebrauch eines SIC ZF-Detektors

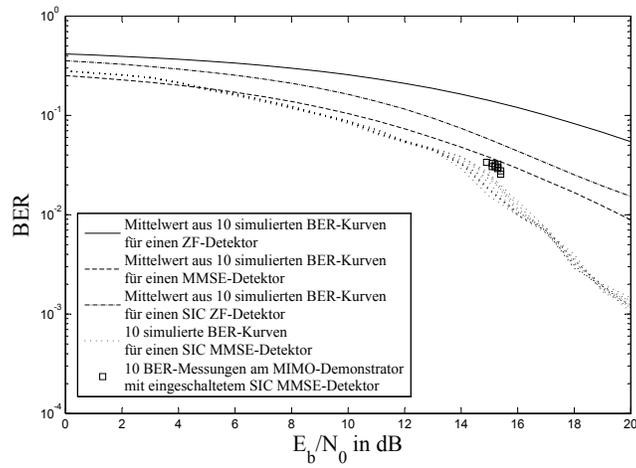


Abb. 7.8 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.5, jedoch mit Gebrauch eines SIC MMSE-Detektors

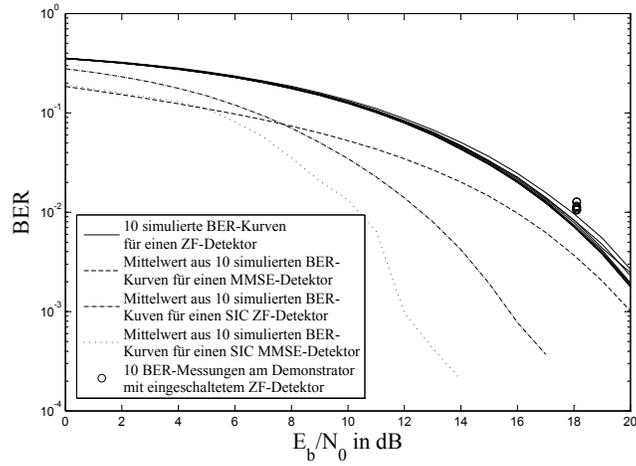


Abb. 7.9 Vergleich der mit Hilfe des Demonstrators ermittelten Bitfehlerraten für einen ZF-Detektor mit den simulierten BER-Kurven für eine Antennenkonfiguration aus Abb. 5.2(b) jeweils beim Sender und beim Empfänger

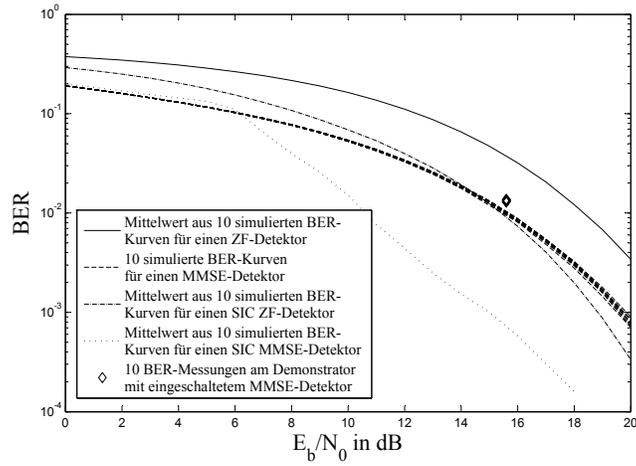


Abb. 7.10 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.9, jedoch mit Gebrauch eines MMSE-Detektors

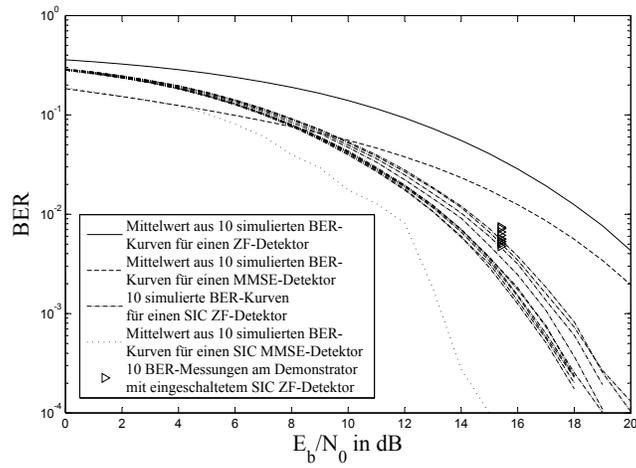


Abb. 7.11 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.9, jedoch mit Gebrauch eines SIC ZF-Detektors

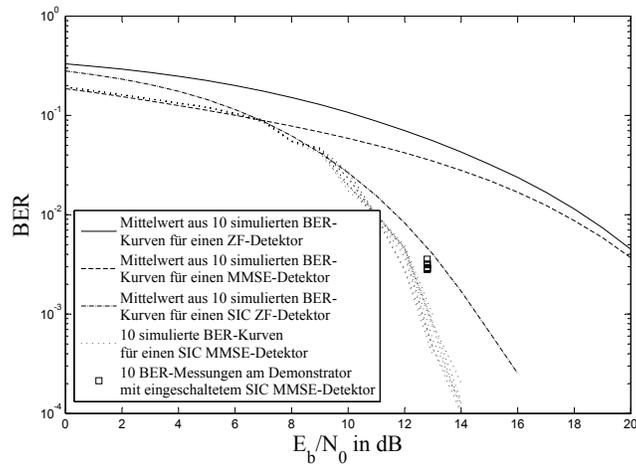


Abb. 7.12 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.9, jedoch mit Gebrauch eines SIC MMSE-Detektors

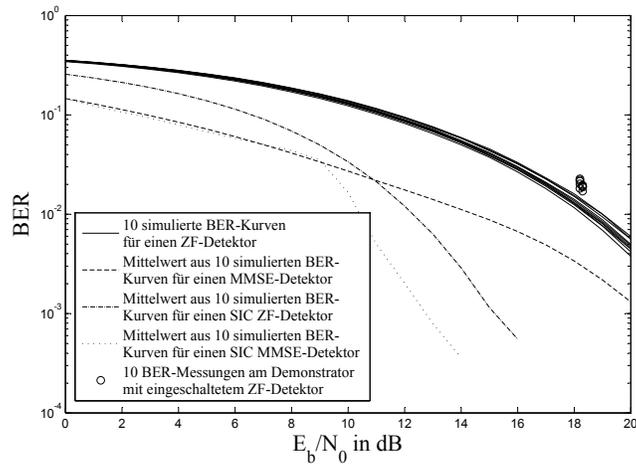


Abb. 7.13 Vergleich der mit Hilfe des Demonstrators ermittelten Bitfehler-raten für einen ZF-Detektor mit den simulierten BER-Kurven für eine Anten-nenkonfiguration aus Abb. 5.2(c) jeweils beim Sender und beim Empfänger

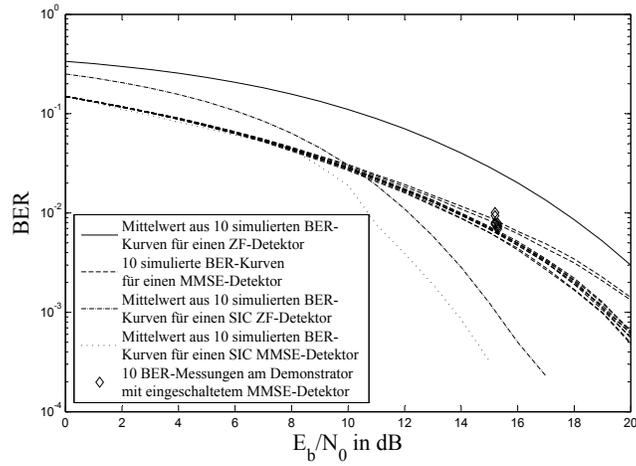


Abb. 7.14 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.13, jedoch mit Gebrauch eines MMSE-Detektors

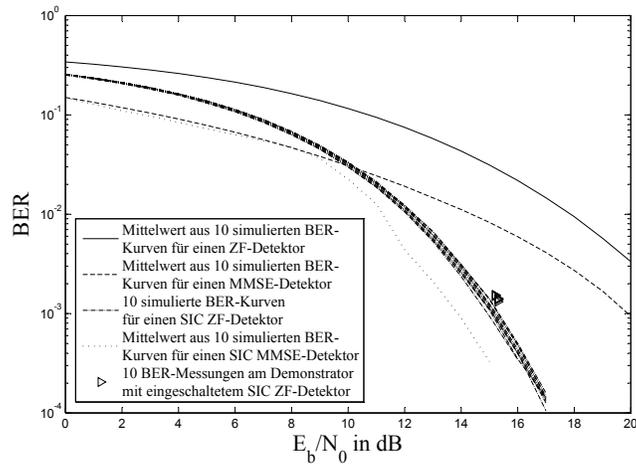


Abb. 7.15 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.13, jedoch mit Gebrauch eines SIC ZF-Detektors

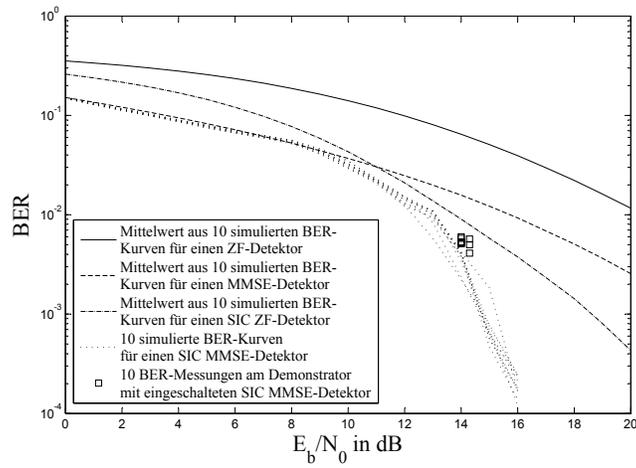


Abb. 7.16 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.13, jedoch mit Gebrauch eines SIC MMSE-Detektors

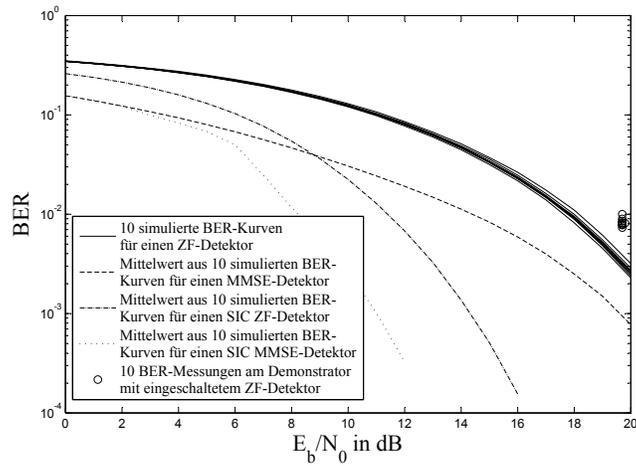


Abb. 7.17 Vergleich der mit Hilfe des Demonstrators ermittelten Bitfehler-raten für einen ZF-Detektor mit den simulierten BER-Kurven für eine Antennenkonfiguration aus Abb. 5.2(c) beim Sender und eine Antennenkonfiguration aus Abb. 5.2(d) beim Empfänger

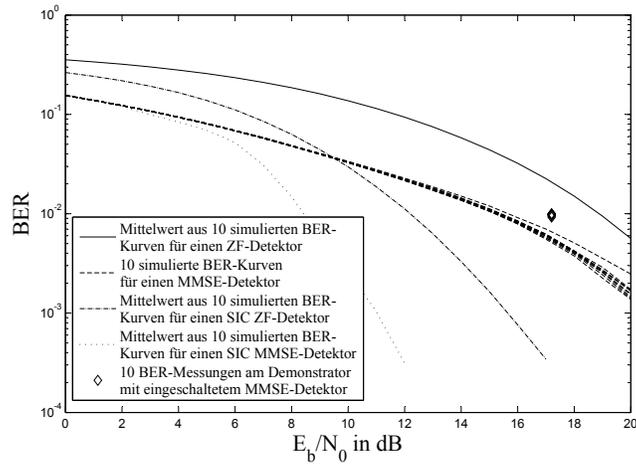


Abb. 7.18 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.17, jedoch mit Gebrauch eines MMSE-Detektors

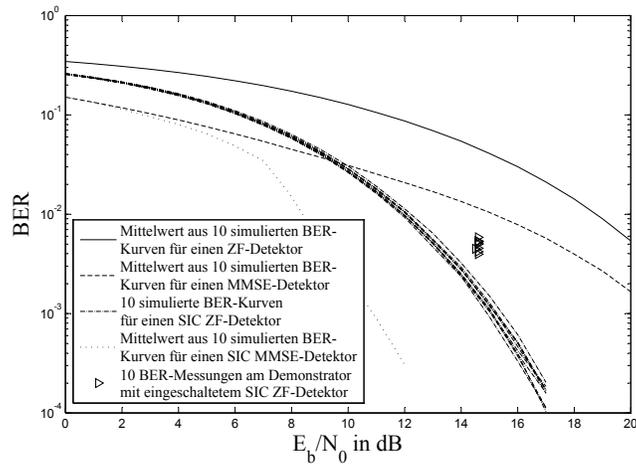


Abb. 7.19 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.17, jedoch mit Gebrauch eines SIC ZF-Detektors

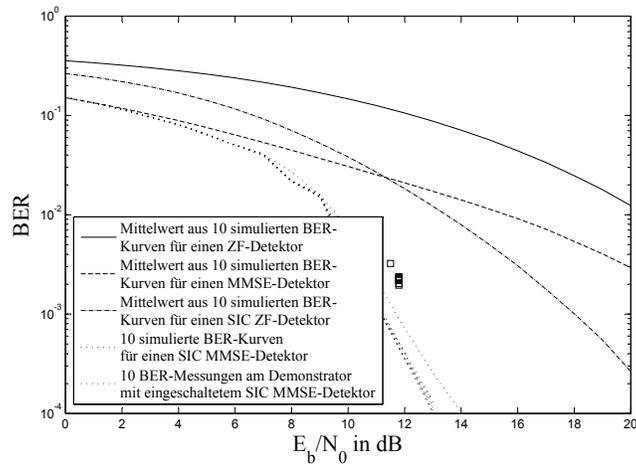


Abb. 7.20 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.17, jedoch mit Gebrauch eines SIC MMSE-Detektors

Der Unterschied zwischen den mit Hilfe des MIMO-Demonstrators ermittelten Bitfehlerraten und den simulierten BER-Kurven liegt, abhängig von dem im Demonstrator verwendeten Messaufbau und dem eingesetzten Detektor, zwischen 0,5 und 1,5 dB. Diese Verschlechterung der Bitfehlerraten lässt sich auf die mit Fehlern behaftete Kanalschätzung sowie auf die im Demonstrator eingesetzte Festkommarechnung zurückführen.

Die größte Abweichung zwischen den mit Hilfe des MIMO-Demonstrators ermittelten Bitfehlerraten und den simulierten BER-Kurven existiert für eine Antennenanordnung mit sehr dicht gepackten Antennen beim Empfänger (vgl. Abb. 7.17 – Abb. 7.20).

Daraus folgt, dass die Differenz zwischen der im Demonstrator durchgeführten Kanalschätzung und dem tatsächlich während einer Messung vorhandenen MIMO-Kanal mit kleiner werdenden Antennenabständen in einem Array steigt. Dennoch ist auch hier die Verbesserung bzw. Verschlechterung der Performance durch den Einsatz unterschiedlicher Detektoren gut zu erkennen.

Damit wurde nachgewiesen, dass die im Demonstrator implementierten Detektoren für verschiedene im Rahmen dieser Arbeit getestete Antennenkonfigurationen erwartungsgemäß funktionieren.

Ergänzend dazu sind in Abb. 7.21 – Abb. 7.24 die mit Hilfe des MIMO-Demonstrators ermittelten Bitfehlerraten für den Fall, dass ein in Abb. 5.3 dargestelltes Array mit „Inverted-F“-Antennen beim MIMO-Demonstrator-Empfänger eingesetzt wurde, präsentiert. Diese Ergebnisse zeigen, dass sich eine MIMO-Übertragung trotz der Integration mehrerer Antennen in ein mobiles Terminal, bei dem die Antennenabstände sehr gering sind, weiterhin gut realisieren lässt.

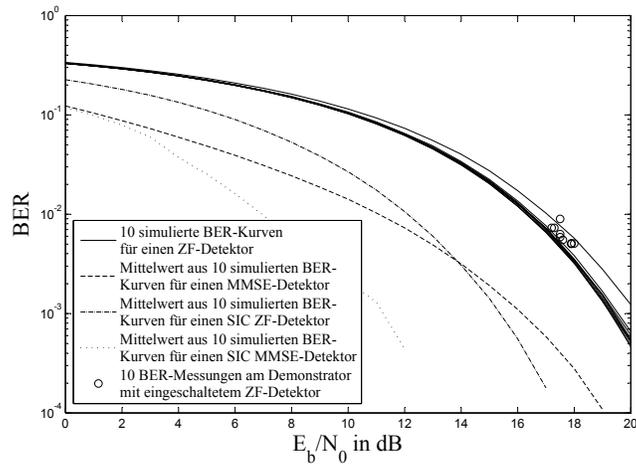


Abb. 7.21 Vergleich der mit Hilfe des Demonstrators ermittelten Bitfehlerraten für einen ZF-Detektor mit den simulierten BER-Kurven für eine Antennenkonfiguration aus Abb. 5.2(c) beim Sender und eine Antennenkonfiguration aus Abb. 5.3 beim Empfänger

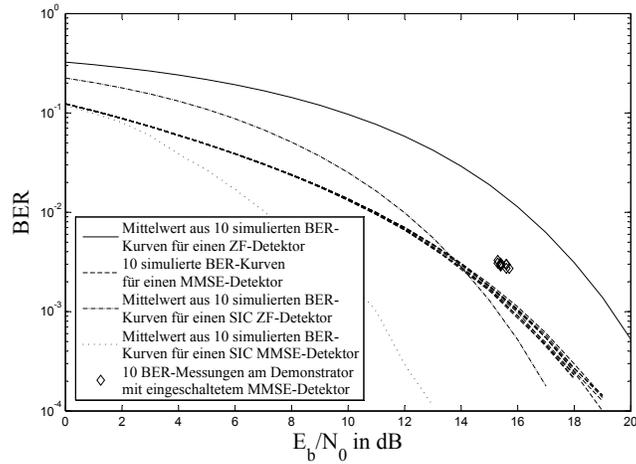


Abb. 7.22 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.21, jedoch mit Gebrauch eines MMSE-Detektors

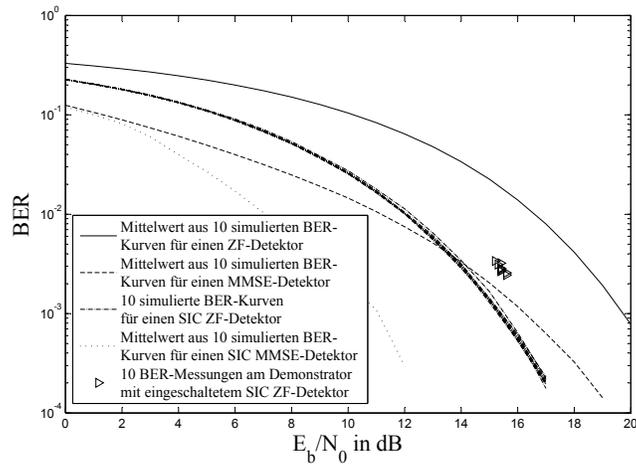


Abb. 7.23 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.21, jedoch mit Gebrauch eines SIC ZF-Detektors

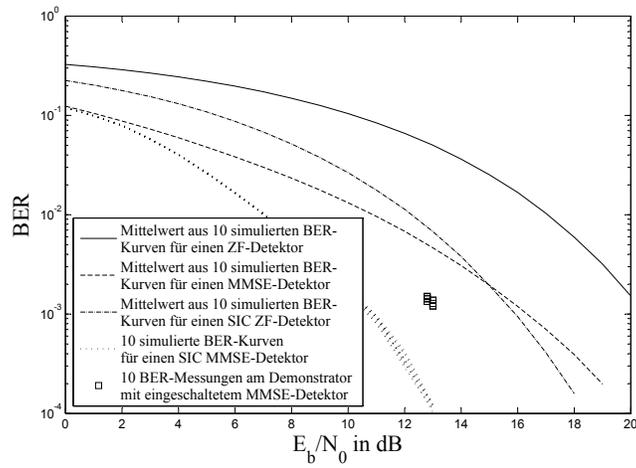


Abb. 7.24 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.21, jedoch mit Gebrauch eines SIC MMSE-Detektors

Da die Messungen in einer statischen Umgebung durchgeführt wurden (d.h. es wurden nur wenige Kanalrealisierungen aufgenommen) ist es zunächst problematisch, aus den in diesem Kapitel präsentierten Ergebnissen eine zuverlässige Aussage über die MIMO-Eigenschaften einer Antennenkonfiguration in einem Raum zu treffen. Trotz einer Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger deuten sich jedoch für diese Umgebung günstige MIMO-Verhältnisse an. Um dies genauer zu untersuchen, wurden weitere Messungen realer MIMO-Kanäle in einer sich verändernden Indoor-Umgebung und mit dem Einsatz des im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten MIMO-Demonstrators durchgeführt.

Wegen der sich verändernden Umgebung war die Voraussetzung geschaffen, ausreichend viele unabhängige Realisierungen des MIMO-Kanals aufzunehmen, um die im folgenden Kapitel vorgestellten statistischen MIMO-Eigenschaften der getesteten Antennenanordnungen bzw. Räume zu ermitteln. Um die Fehler bei der Schätzung der Kanalmatrizen zu minimieren, wurden diese MIMO-Kanäle bei einem möglichst hohen SNR aufgenommen.

7.3 Analyse der gemessenen MIMO-Kanäle

Die gemessenen Kanalmatrizen wurden bezüglich ihres Rangs sowie ihrer Kapazität untersucht. Im vorliegenden Kapitel sind die Ergebnisse dieser Auswertungen dargestellt und diskutiert.

7.3.1 Rang der MIMO-Kanalmatrizen

Für die Analyse bezüglich des Rangs der geschätzten Kanalmatrizen wurden zwei Antennenanordnungen ausgewählt: zum einen eine quadratische Anordnung mit zwei horizontal und zwei vertikal polarisierten Elementen und einem minimalen Antennenabstand von $\sim \lambda$ (vgl. Abb. 5.2(c)) und zum anderen eine lineare Anordnung mit vier horizontal polarisierten Elementen und einem minimalen Antennenabstand von $\sim \lambda/2$ (vgl. Abb. 5.2(a)). Sender und Empfänger verfügten dabei über die gleiche Antennenanordnung. Es wurden jeweils ca. 1000 unabhängige Realisierungen eines frequenzflachen MIMO-Kanals aufgenommen, indem sich der Empfänger des MIMO-Demonstrators einmal entlang der Längsachse eines Großraumbüros bewegte und die Signale des Senders, der in der Nähe einer Wand angebracht wurde, empfing (siehe Abb. 7.25).

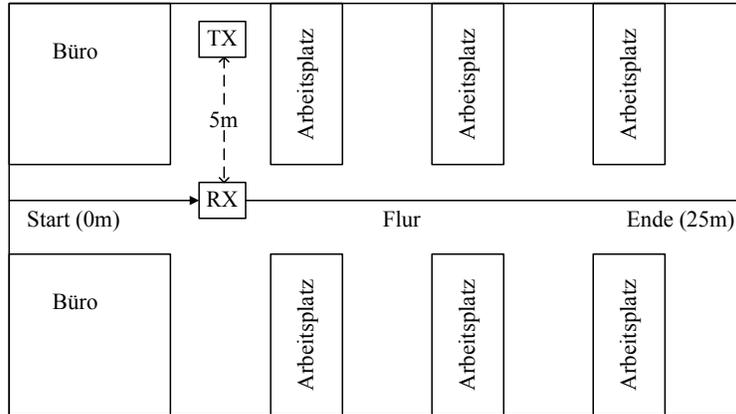


Abb. 7.25 Lageplan des Großraumbüros

Alle Kanalmatrizen wurden in einem bestimmten SNR -Bereich (ca. 30dB) mit einer festen Leistungsverstärkung der empfangenen Signale ermittelt. Um ausschließlich die Rang-Eigenschaften dieser gemessenen MIMO-Kanalmatrizen zu untersuchen, wurden mit Hilfe der SVD (*Singular Value Decomposition*) die Singulärwerte dieser Kanalmatrizen berechnet und auf den größten Singulärwert normalisiert. Somit wurde der größte Singulärwert (hier mit σ_1 gekennzeichnet) auf den Wert 1 und alle anderen, mit σ_2 , σ_3 und σ_4 gekennzeichneten Singulärwerte, auf σ_1 normalisiert. In Abb. 7.26 wird die kumulative Wahrscheinlichkeit (CDF: *Cumulative Distribution Function*) der Quotienten σ_1/σ_1 , σ_2/σ_1 , σ_3/σ_1 und σ_4/σ_1 für beide hier getesteten Antennenanordnungen veranschaulicht und mit den Ergebnissen verglichen, die für die 1000 Realisierungen eines i.i.d. Rayleigh-Kanals ermittelt wurden, wobei man unter i.i.d. Rayleigh-Kanal versteht, dass alle Matrixelemente \underline{h}_{nm} unkorreliert sind und ihre Beträge durch die in Kapitel 3.1.1 dargelegte Rayleigh-Verteilung beschrieben werden können.

Für die hier betrachtete Umgebung eines Großraumbüros liegen die MIMO-Rang-Eigenschaften der beiden getesteten Antennenanordnungen nahe an den Ergebnissen eines unkorrelierten Kanals gleicher mittlerer Leistung (i.i.d. Rayleigh), wobei sich die Ergebnisse, die für eine quadratische Anordnung ermittelt wurden, etwas näher an denen des i.i.d. Rayleigh-Falls befinden.

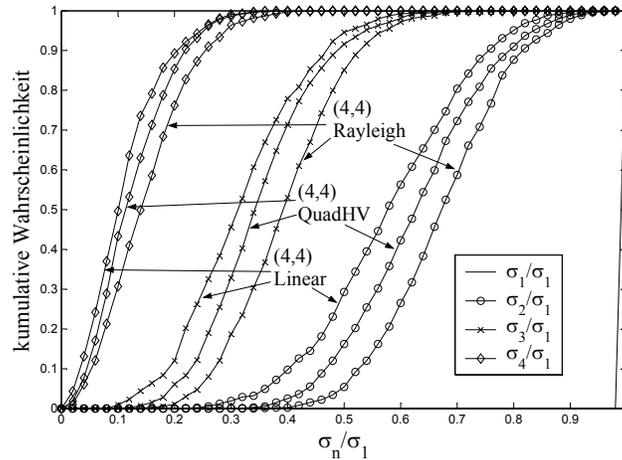


Abb. 7.26 Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeiten der normierten Singulärwerte (jeweils für ca. 1000 Kanal-Realisierungen) eines i.i.d. Rayleigh-Kanals (Referenzfall, gekennzeichnet mit „(4,4) Rayleigh“) mit der kumulativen Wahrscheinlichkeit der Singulärwerte der Kanalmatrizen, die mit Hilfe zweier unterschiedlicher Messeinrichtungen des MIMO-Demonstrators ermittelt wurden. Die erste Messeinrichtung wies eine mit „(4,4) Linear“ gekennzeichnete und die zweite Messeinrichtung eine mit „(4,4) QuadHV“ gekennzeichnete Antennenanordnung auf (vgl. Abb. 5.2(a) und (c)).

Die Erwartung, dass sich durch unterschiedliche Polarisierungen und größere Abstände der Antennen in einem Array günstigere MIMO-Eigenschaften einer Kanalmatrix bezüglich ihres Rangs ergeben, hat sich somit bestätigt.

7.3.2 Kapazität der MIMO-Kanäle

Im vorliegenden Abschnitt werden weitere Analysen der geschätzten Kanalmatrizen zur Bestimmung einer normierten MIMO-Kapazität präsentiert. Dabei muss zur Berechnung der normierten MIMO-Kapazität ein SNR gewählt werden (siehe Gleichung 3.17).

Wie bereits erwähnt, wird bei einem realen System ein SNR auf Grund von Intrazell- und Interzellinterferenzen deutlich reduziert, weshalb es wenig sinnvoll ist, die Kapazität für ein SNR von 30 oder 35dB zu bestimmen.

Des Weiteren ist es nicht nur interessant, verschiedene Antennenkonfigurationen zu untersuchen, sondern auch bestimmte Szenarien einer Indoor-Umgebung (z.B. Groß- oder Kleinraumbüro, mit oder ohne Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger) auf ihre MIMO-Tauglichkeit zu testen.

Für diesen Zweck wurden weitere Messungen der frequenzflachen MIMO-Kanäle bei verschiedenen Szenarien der Indoor-Umgebung sowie für verschiedene Antennenkonfigurationen und ein mittleres SNR von 15dB durchgeführt. Dabei wurden sowohl Sender als auch Empfänger des MIMO-Demonstrators fixiert. Mehrere Realisierungen des MIMO-Kanals ergaben sich aus der Umgebungsänderung, die durch die Bewegung der sich im Raum befindenden Personen erreicht wurde. Zur Auswertung der MIMO-Kanäle bezüglich ihrer normierten Kapazität wurden jeweils 10000 nacheinander aufgenommene Kanalmatrizen herangezogen. Offensichtlich beträgt die Anzahl der unabhängigen Realisierungen des gemessenen MIMO-Kanals wegen der sich nur langsam verändernden Umgebung deutlich weniger als 10000, was dennoch ausreicht, statistische Aussagen über die getesteten Antennenanordnungen in verschiedenen Szenarien einer Indoor-Umgebung zu treffen. In den folgenden Abbildungen sind die kumulativen Wahrscheinlichkeiten bzw. Ausfallwahrscheinlichkeiten der für die ausgewählten Messeinrichtungen berechneten normierten MIMO-Kapazitäten dargestellt.

Als Referenzfälle wurden zum einen die kumulative Wahrscheinlichkeit der normierten Kanalkapazität eines i.i.d. Rayleigh-SISO-Kanals, gekennzeichnet mit „(1,1) Rayleigh“, und zum anderen die kumulative Wahrscheinlichkeit der normierten Kanalkapazität eines i.i.d. Rayleigh-MIMO-Kanals, gekennzeichnet mit „(4,4) Rayleigh“, in die Abbildungen eingetragen.

Die Messeinrichtungen des MIMO-Demonstrators wiesen dabei unterschiedliche Antennenanordnungen auf. Die „(4,4) Linear“ und „(4,4) QuadHV“ entsprachen den Messeinrichtungen, die bei der Rang-Analyse der aufgenommenen Kanalmatrizen eingesetzt wurden (vgl. Abb. 5.2(a) und Abb. 5.2(c)). Zusätzlich wurden zwei weitere Messeinrichtungen getestet. Zum einen wurde jeweils beim Sender und Empfänger eine mit „(4,4) QuadH“ gekennzeichnete quadratische Anordnung mit vier horizontal polarisierten Elementen und einem minimalen Antennenabstand von $\sim \lambda$ (vgl. Abb. 5.2(b)) eingesetzt. Die zweite Messeinrichtung bestand beim Sender aus der gleichen Antennenanordnung wie bei „(4,4) QuadHV“ und beim Empfänger aus einer Anordnung mit horizontal und vertikal polarisierten Antennen und einem minimalen Antennenabstand von $\sim \lambda/4$ (vgl. Abb. 5.2(d)). Diese ist mit „(4,4) KleinQuadHV“ gekennzeichnet.

Aus Abb. 7.27 – Abb. 7.28 folgt, dass sich mit allen getesteten Messeinrichtungen und für den Fall, dass keine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger besteht, ein deutlicher Gewinn bezüglich der SISO-Kanalkapazität nachweisen lässt. Erwartungsgemäß liegen die Ergebnisse der „(4,4) QuadHV“-Messeinrichtung am ehesten an denen des i.i.d. Rayleigh-Referenzfalls („(4,4) Rayleigh“).

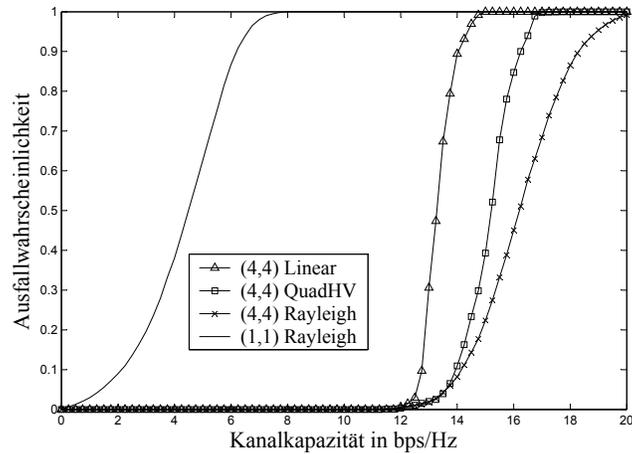


Abb. 7.27 Vergleich der kumulativen Wahrscheinlichkeiten der normierten MIMO-Kapazitäten (jeweils für 10000 Kanalmatrizen aufgenommen in einem Großraumbüro mit „(4,4) Linear“ und „(4,4) QuadHV“-Messeinrichtungen ohne Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger) mit den kumulativen Wahrscheinlichkeiten der i.i.d. Rayleigh-Fälle für ein SNR von 15dB

Durch unterschiedlich polarisierte Elemente der Antennenarrays ist es möglich, dem Kapazitätsverlust, der durch die Verringerung des Antennenabstands entsteht, entgegenzuwirken (siehe Ergebnisse für „(4,4) Linear“ in Abb. 7.27 sowie für „(4,4) KleinQuadHV“ in Abb. 7.28).

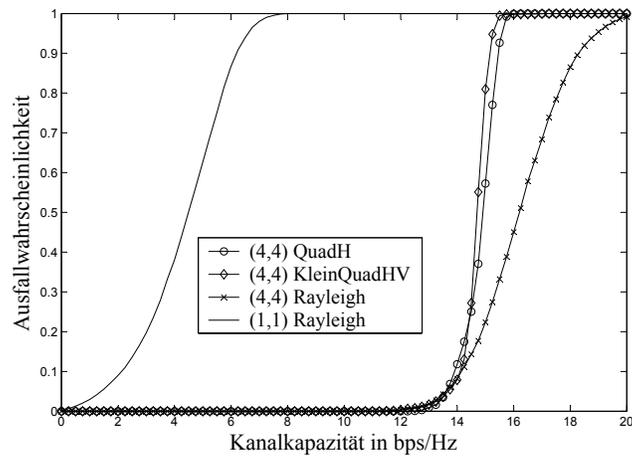


Abb. 7.28 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.27, jedoch für „(4,4) QuadH“ und „(4,4) KleinQuadHV“-Messeinrichtungen

In Abb. 7.29 – Abb. 7.32 sind die kumulativen Wahrscheinlichkeiten der Kanalkapazität aufgeführt, die jeweils bei Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger im Groß- sowie im Kleinraumbüro ermittelt wurden. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger betrug jeweils 5m und die Größe der Räume waren entsprechend: 7m×6m für das Klein- und 25m×14m für das Großraumbüro.

Interessanterweise zeigen diese Ergebnisse für alle Messeinrichtungen nur eine geringe Verschlechterung der möglichen Kanalkapazität, verglichen mit dem Fall, in dem es keine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger gab. Daraus folgt, dass in diesen getesteten Indoor-Umgebungen grundsätzlich sehr gute Voraussetzungen für eine MIMO-Übertragung existieren. Der Einfluss der für diese MIMO-Übertragung ungünstigen, stark korrelierten Direktkomponenten wird durch die in den getesteten Indoor-Umgebungen vorhandene starke Streuung der Signale minimiert.

Abb. 7.30 und Abb. 7.32 zeigen, dass man im Falle einer Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger in den getesteten Umgebungen durch unterschiedlich polarisierte Antennen eines Arrays einen höheren Gewinn bezüglich der SISO-Kanalkapazität erzielen kann als lediglich durch die Vergrößerung des Antennenabstandes.

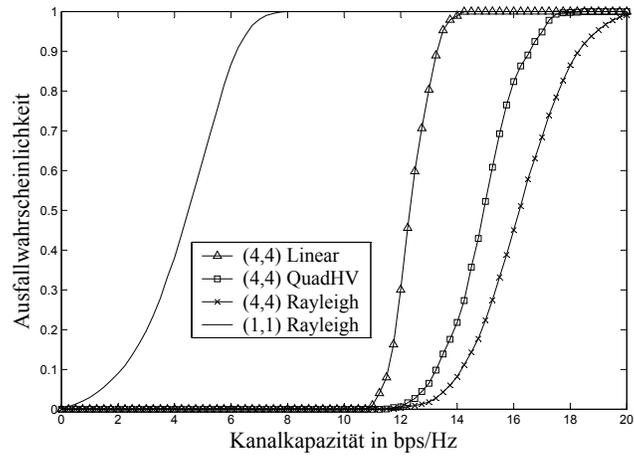


Abb. 7.29 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.27, jedoch für ein Mess-Szenario in einem Großraumbüro mit Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger

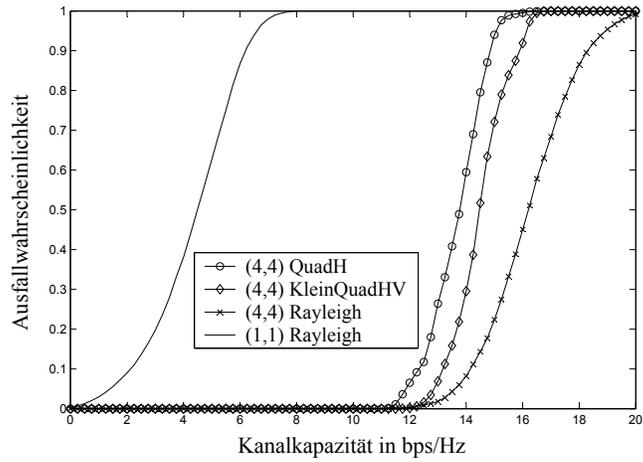


Abb. 7.30 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.28, jedoch für ein Mess-Szenario in einem Großraumbüro mit Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger

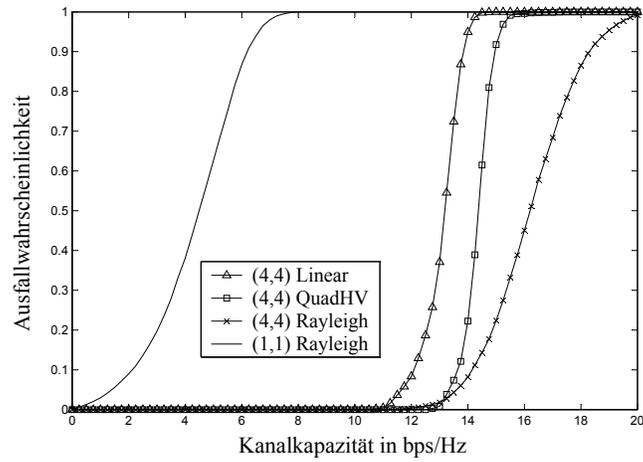


Abb. 7.31 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.27, jedoch für ein Mess-Szenario in einem Kleinraumbüro mit Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger

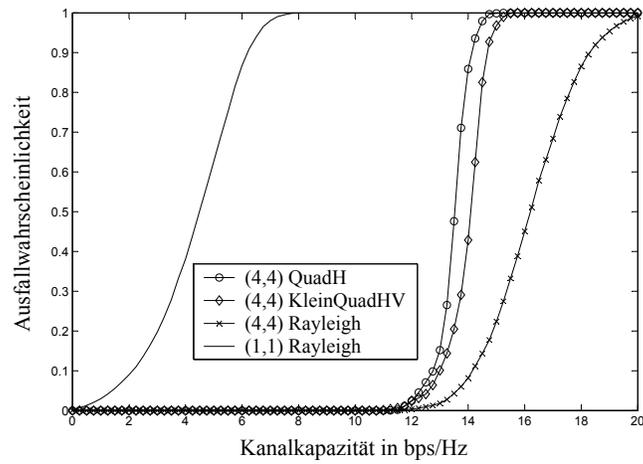


Abb. 7.32 Beschreibung des Messaufbaus entsprechend Abb. 7.28, jedoch für ein Mess-Szenario in einem Kleinraumbüro mit Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger

Allerdings muss beachtet werden, dass sich durch die unterschiedlich polarisierten Antennen in einem Array die Empfangsleistung verringert, was zu einem Performance-Verlust des gesamten Systems führen kann. Auch bei dicht angeordneten Antennen (siehe Abb. 5.2(d)) besteht eine größere Gefahr, dass die Elemente eines Arrays schneller einer Abschattung unterliegen, was ebenfalls einen Performance-Verlust des gesamten Systems nach sich ziehen würde.

Nichtsdestotrotz lässt sich aus den hier präsentierten Ergebnissen ableiten, dass das Vorhandensein einer direkten Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger in den getesteten Umgebungen eines typischen Groß- bzw. Kleinraumbüros einen weitaus geringeren Einfluss auf die Performance des MIMO-Systems hat als zumeist in der Literatur angenommen wird.

Damit wurde nicht nur theoretisch sondern auch praktisch gezeigt, dass sich die erhoffte Steigerung der spektralen Effizienz durch den Einsatz mehrerer Antennen auf der Seite des Senders und Empfängers zumindest in einer Indoor-Umgebung gut realisieren lässt.

7.4 Schlussfolgerung und Ausblick

Die Analysen der mit Hilfe des Demonstrators durchgeführten Messungen realer MIMO-Kanäle in typischen Szenarien einer Indoor-Umgebung haben ergeben, dass die gemessenen Kanäle trotz schwieriger Bedingungen, die beispielsweise wegen einer direkten Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger für eine MIMO-Übertragung zu erwarten sind, sehr gute MIMO-Eigenschaften aufweisen. Damit können die in der Literatur häufig anzutreffenden Annahmen bezüglich eines starken Einflusses der direkten Signalkomponente auf die Performance eines MIMO-Systems bei der Modellierung der Indoor-MIMO-Kanäle entschärft werden.

Abschließend bleibt zu erwähnen, dass die Idee, die Kanalbandbreite sowie die Trägerfrequenz an die System-Parameter von GSM anzulehnen, aus zwei Gründen von Vorteil ist. Zum einen konnten bereits vorhandene GSM/EDGE-Komponenten verwendet werden, wodurch sich eine Kostenersparnis ergab. Zum anderen liefern die in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse angesichts der aktuell in GSM-Standardisierungsgremien diskutierten Lösungen, die einen Einsatz zusätzlicher Antennen im GSM-System vorsehen, einen wichtigen Beitrag für die Entwicklung realisierbarer und auf GSM basierender Mehrantennensysteme.

Für die Zukunft wäre es interessant, durch den Einsatz eines auf OFDM basierenden *Multicarrier*-Verfahrens eine Erweiterung des hier aufgebauten Demonstrators auf frequenzselektive Kanäle zu realisieren. Für diesen Fall könnte die hier beschriebene Demonstrator-Architektur als Basis für die Signalverarbeitung eines einzelnen Trägers in einem solchen Multiträgersystem eingesetzt werden.

Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

Abkürzungen

3GPP	3rd Generation Partnership Project
A	Accumulator
ALU	Arithmetic Logic Unit
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDF	Cumulative Distribution Function
CDM	Code Division Multiplex
CDMA	Code Division Multiple Access
D/A	Digital to Analog
DCR	Direct Conversion Receiver
DSP	Digital Signal Processor
D-BLAST	Diagonal Bell Labs Layered Space Time
EDGE	Enhanced Data for GSM Evolution
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency Division Duplex
FDM	Frequency Division Multiplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FIR	Finite Impuls Response
FP	Frame Pointer
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
GSM	Global System for Mobile communication
IF	Intermediate Frequency

IO	Input/Output
IQ	In-phase/Quadrature-phase
LO	Local Oscillator
LOS	Line Of Sight
MAC	Multiply/Accumulate
MAP	Maximum-a-posteriori
MCS	Modulation and Coding Schemes
MF	Matched Filter
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum-likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximal Ratio Combining
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PC	Personal Computer
PLL	Phase Locked Loop
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
R	Register
RF	Radio Frequency
RRC	Root Raised Cosine
RX	Receiver
SB	Start Bits
SC	Selection Combining
SDMA	Space Division Multiple Access
SIC	Successive Interference Cancellation
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SP	Stack Pointer
STBC	Space Time Block Coding
STTD	Space Time Transmit Diversity
SVD	Singular Value Decomposition

T	Tail bits
TDD	Time Division Duplex
TDM	Time Division Multiplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TS	Training Sequence
TX	Transmitter
ULA	Uniform Linear Array
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
V-BLAST	Vertical Bell Labs Layered Space Time
ZF	Zero Forcing

Notation

x	Index
x	Reale Variable
\underline{x}	Komplexe Variable
\underline{x}^*	Konjugiert komplexe Variable
$x(t)$	Zeitkontinuierliche Funktion
$x(k)$	Zeitdiskrete Funktion
\hat{x}	Schätzung von x
\vec{x}	Vektor
\vec{x}^H	Konjugiert komplex transponierter Vektor
X	Konstante
X	Zufallsvariable
\mathbf{X}	Matrix
\mathbf{X}^H	Konjugiert komplex transponierte Matrix
$\mathbf{X} = x_{nm}$	Elemente einer Matrix
\mathbf{X}^{-1}	Inverse einer Matrix
\mathbf{X}^\dagger	Moore-Penrose Inverse einer Matrix
$[x]^+$	$\max(0, x)$
max	Maximum

\min	Minimum
ld	Logarithmus Dualis
$ \cdot $	Betrag
$\ \cdot\ $	Euklidische-Norm eines Vektors
$\ \cdot\ _F$	Frobenius-Norm einer Matrix
Tr	Spur einer Matrix
$f_X(x)$	Wahrscheinlichkeitsdichte von X
$\text{E}\{X\}$	Erwartungswert von X
$\text{Var}\{X\}$	Varianz von X
$\Phi(f)$	Leistungsdichtespektrum

Formelzeichen

A	Signalamplitude
A_{LOS}	Amplitude der LOS-Signalkomponente
\mathcal{A}	Umfang des Alphabets einer digitalen Modulation
B	Signal-Bandbreite
C	Kapazität
c_0	Lichtgeschwindigkeit
\mathbf{D}	Diagonalmatrix der SVD
E_b/N_0	Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte
f	Frequenz
f_c	Trägerfrequenz
f_{Dmax}	Maximale Dopplerverschiebung
\mathbf{G}	Detektionsmatrix
\underline{h}	Element einer Kanalmatrix, Übertragungskoeffizient
\mathbf{H}	Komplexe Kanalmatrix
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
I	Interleaver-Indices
I_n	Modifizierte Besselfunktion erster Art und n -ter Ordnung
K	Rice-Faktor
M	Anzahl der Sendeantennen
\vec{n}	Vektor mit Rauschsignalen
N	Anzahl der Empfangsantennen
N_0	Rauschvarianz
N_{Int}	Länge des Bitstroms am Eingang des Interleavers
p	$\min(M, N)$

P_n	Im Demonstrator geschätzte mittlere Rauschleistung der n -ten Empfangsantenne
p_{nv}	Anzahl der verwendeten orthogonalen Kanäle
P_q	Leistung des q -ten räumlichen Kanals
P_T	Gesamtsendeleistung
Q	Wertigkeit einer digitalen Modulation
r	Rang einer Matrix
R	FEC Coderate
$\underline{\mathbf{R}}_x$	Normierte Kovarianzmatrix der Sendevektoren $\underline{\mathbf{x}}$
S	Im Demonstrator geschätzte mittlere Empfangsleistung
$\underline{\mathbf{s}}$	Vektor mit Modulationssymbolen
S^j	Im Demonstrator geschätzte Empfangsleistung des j -ten Bursts
T_C	Kohärenz-Zeit
T_S	Symboldauer
$\underline{\mathbf{U}}$	Antennengewichtungsmatrix am Empfänger
$\underline{\mathbf{V}}$	Antennengewichtungsmatrix am Sender
v_0	Teilnehmergeschwindigkeit
x	Element eines Sendevektors
$\underline{\mathbf{x}}$	Vektor mit Sendesignalen
$\underline{\mathbf{y}}$	Vektor mit Empfangssignalen
α	Winkel zwischen der Einfall- und Bewegungsrichtung
λ	Wellenlänge
λ_q	Positive Eigenwerte von $\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{H}}^H$
ρ	<i>roll-off</i> Faktor
σ^2	Rauschvarianz
$2\sigma_s^2$	Mittlere Signalleistung
σ_q	Singulärwert des q -ten räumlichen Kanals
$\Phi_C(f)$	Clarke-Spektrum

Literaturverzeichnis

- [1] 3GPP: Technical Specification Group GSM/EDGE: *Radio Access Network; Multiplexing and multiple access on the radio path*. TS 45.002 V4.8.0. 3rd Generation Partnership Project, Juni 2003.
- [2] Analog Devices: *ADSP-21535 Blackfin DSP Hardware Reference*. Analog Devices, Inc., 2002.
- [3] Analog Devices: *Blackfin DSP Instruction Set Reference*. Analog Devices, Inc., 2002.
- [4] M. Ahmed, J. Pautler und K. Rohani: *CDMA Receiver Performance for Multiple-Input Multiple-Output Antenna Systems*. Proc. of IEEE Veh. Techn. Conf., Atlantic City, Oktober 2001.
- [5] S.M. Alamouti: *A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications*. IEEE J. on Selected Areas in Comm., vol. 16, S. 1451–1458, Oktober 1998.
- [6] J.D. Andersen und V.V. Zyablov: *Interleaver Design For Turbo Coding*. International Symposium on Turbo Codes, 1997.
- [7] S.L. Ariyavisitakul: *Turbo Space-Time Processing to Improve Wireless Channel Capacity*. IEEE Trans. on Comm., vol. 48, S. 1347–1359, August 2000.
- [8] J. Bach Andersen: *Array Gain and Capacity for Known Random Channels with Multiple Element Arrays at Both Ends*. IEEE J. on Selected Areas in Comm., vol. 18, S. 2172–2178, November 2000.
- [9] S. B aro, G. Bauch, A. Pavlic und A. Semmler: *Improving BLAST Performance Using Space-Time Block Codes and Turbo Decoding*. Report Inst. for Comm. Eng., Technische Universität München, o.J.
- [10] H.J. Bartsch: *Taschenbuch Mathematischer Formeln*. Fachbuchverlag Leipzig, 1999.

- [11] A. Benjebbour, H. Murata und S. Yoshida: *Performance of Iterative Successive Detection Algorithm with Space-Time Transmission*. Proc. of IEEE Veh. Techn. Conf., Rhodes, Mai 2001.
- [12] H. Bölcskei, D. Gesbert und A. Paulraj: *On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems*. IEEE Trans. on Comm., vol. 50, S. 225–234, Februar 2002.
- [13] D. Borkowski und L. Brühl: *Optimized Hardware Architecture for Real-Time Equalization in Single- and Multi-Carrier MIMO Systems*. 3rd Workshop on Software Radio, Karlsruhe, März 2004.
- [14] S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert und R.W. Heath, Jr.: *Adaptive Modulation and MIMO Coding for Broadband Wireless Data Networks*. IEEE Comm. Mag., S. 108–115, Juni 2002.
- [15] S. Catreux, P.F. Driessen und L.J. Greenstein: *Simulation Results for an Interference-Limited Multiple-Input Multiple-Output Cellular System*. IEEE Comm. Letters, vol. 4, S. 334–336, November 2000.
- [16] D. Chizhik, G.J. Foschini und R.A. Valenzuela: *Capacities of Multi-Element Transmit and Receive Antennas: Correlations and Keyholes*. Electronics Letters, vol. 36, S. 1099–1100, Juni 2000.
- [17] D. Chizhik, F. Rashid-Farrokhi, J. Ling und A. Lozano: *Effect of Antenna Separation on the Capacity of BLAST in Correlated Channels*. IEEE Comm. Letters, vol. 4, S. 337–339, November 2000.
- [18] D. Chizhik, G.J. Foschini, M.J. Gans und R.A. Valenzuela: *Keyholes, Correlations, and Capacities of Multi-Element Transmit and Receive Antennas*. Proc. of IEEE Veh. Techn. Conf., Rhodes, Mai 2001.
- [19] C. Chuah, D. Tse, J. Kahn und R.A. Valenzuela: *Capacity Scaling in Dual-Antenna-Array Wireless Systems*. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48, S. 637–650, März 2002.
- [20] S.T. Chung, A. Lozano und H.C. Huang: *Low Complexity Algorithm for Rate and Power Quantization in Extended V-BLAST*. Proc. of IEEE Veh. Techn. Conf., Atlantic City, Oktober 2001.
- [21] S. Crozier, J. Lodge, P. Guinand und A. Hunt: *Performance of Turbo-Codes with Relative Prime and Golden Interleaving Strategies*. Sixth International Mobile Satellite Conference (IMSC'99), S. 268–275, Ottawa, Juni 1999.

- [22] S. Crozier: *New High-Spread High-Distance Interleavers for Turbo-Codes*. 20th Biennial Symposium on Communications, S. 3–7, Kingston, Ontario, Mai 2000.
- [23] S. Crozier und P. Guinand: *Distance Bounds and the Design of High-Distance Interleavers for Turbo Codes*. 21st Biennial Symposium on Communications, S. 10–14, Kingston, Ontario, Juni 2002.
- [24] O. Damen, A. Chkeif und J.C. Belfiore: *Lattice code decoder for space-time codes*. IEEE Comm. Letters, vol. 4, S. 161–163, Mai 2000.
- [25] K. David und T. Benkner: *Digitale Mobilfunksysteme*. Teubner, 1999.
- [26] F.R. Farrokhi, A. Lozano, G.J. Foschini und R.A. Valenzuela: *Spectral efficiency of wireless systems with multiple transmit and receive antennas*. Proc. IEEE Int. Symp. on PIMRC, vol. 1, London, S. 373–377, September 2000.
- [27] F.R. Farrokhi, G.J. Foschini, A. Lozano und R.A. Valenzuela: *Link-Optimal Space-Time Processing with Multiple Transmit and Receive Antennas*. IEEE Comm. Letters, vol. 5, S. 85–87, März 2001.
- [28] G.J. Foschini: *Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas*. Bell Labs Technical Journal, S. 41–59, Herbst 1996.
- [29] G.J. Foschini und M.J. Gans: *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas*. Wireless Pers. Comm., S. 311–335, 1998.
- [30] G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela und P.W. Woloniansky: *Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-Element Arrays*. IEEE J. on Selected Areas in Comm., vol. 17, S. 1841–1852, November 1999.
- [31] C. Fragouli und R.D. Wesel: *Semi-Random Interleaver Design Criteria*. Proc. Comm. Theory Symp. at Globecom, vol. 5, S. 2352–2356, Rio de Janeiro, Dezember 1999.
- [32] B. Friedrichs: *Kanalcodierung*. Springer, 1995.
- [33] N. Geng und W. Wiesbeck: *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer, 1998.

- [34] N. Geng: *Langzeit-Rückkopplung von MIMO-Kanaleigenschaften für optimales räumliches Multiplexing in Frequenzduplex-Funksystemen*. Siemens, interner Bericht, 2001.
- [35] D. Gesbert, H. Bölcskei, D.A. Gore und A. Paulraj: *Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction*. IEEE Trans. on Comm., vol. 50, S. 1926–1934, Dezember 2002.
- [36] G.D. Golden, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela und P.W. Woloniansky: *Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture*. Electronics Letters, vol. 35, S. 14–16, Januar 1999.
- [37] D. Gore, R.W. Heath und A. Paulraj: *On performance of the zero forcing receiver in presence of transmit correlation*. Proc. IEEE ISIT, S. 159, Lausanne, Juli 2002.
- [38] B. Hassibi und H. Vikalo: *On the expected complexity of sphere decoding*. Proc. Asilomar Conf. on Sig., Sys. and Comp., vol. 2, S. 1051–1055, November 2001.
- [39] B. Hassibi und H. Vikalo: *On sphere decoding algorithm: Part I, Expected complexity*. IEEE Trans. on Sig. Proc., vol. 53, S. 2806–2818, August 2003.
- [40] S. Haykin: *Adaptive Filter Theory*. Third edition, Prentice Hall, 1996.
- [41] S. Haykin und M. Mohrer: *Modern Wireless Communications*. Prentice Hall, 2005.
- [42] M.T. Ivrlac, T.P. Kurpjuhn, C. Brunner und J. Nossek: *On Channel Capacity of Correlated MIMO Channels*. ITG Fokusprojekt Mobilkommunikation "Systeme mit intelligenten Antennen", Ilmenau, März 2001.
- [43] M.T. Ivrlac, T.P. Kurpjuhn, C. Brunner und W. Utschick: *Efficient use of fading correlations in MIMO Systems*. Proc. IEEE Veh. Techn. Conf., Atlantic City, Oktober 2001.
- [44] F. Jondral, R. Machauer und A. Wiesler: *Software Radio*. Skript zur Vorlesung aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), 2000.
- [45] F. Jondral: *Nachrichtensysteme*. J. Schlembach, 2001.
- [46] K.D. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. Teubner, 1996.

- [47] K. Kroschel: *Datenübertragung*. Springer, 1991.
- [48] W. Kuropatwiński, F. Lillie, N. Geng und F. Jondral: *Low-Cost MIMO Real-Time Demonstrator: Concept and First Results*. ITG Workshop on Smart Antennas, März 2004.
- [49] J.C. Liberti und T.S. Rappaport: *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall, 1999.
- [50] E. Lindskog, H. Artes, D. Tujkovic, K. Rath, V. Shashidhar, B.S. Rajan, R. Vaze, A. Bergkvist, B. Lorenz, B. Mandava, A. Paulraj und A. Agrawal: *Closed Loop MIMO Precoding*. IEEE C802.16d-04/293r2, 2004.
- [51] J. Litva und T. Kwok-Yeung Lo: *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Artech House, 1996.
- [52] S. Loyka und F. Gagnon: *Performance analysis of the V-BLAST algorithm: An analytical approach*. Proc. Int. Zurich Sem. on Broad. Comm., S. 5.1–5.6, Februar 2002.
- [53] A. Lozano und C. Papadias: *Space-Time Receiver for Wideband BLAST in Rich-Scattering Wireless Channels*. Proc. of IEEE Veh. Techn. Conf., S. 186–190, Tokyo, Mai 2000.
- [54] A. Lozano, F.R. Farrokhi und R.A. Valenzuela: *Asymptotically Optimal Open-Loop Space-Time Architecture Adaptive to Scattering Conditions*. Proc. IEEE Veh. Techn. Conf., Rhodes, Mai 2001.
- [55] A. Lozano, F.R. Farrokhi und R.A. Valenzuela: *Lifting the Limits on High-Speed Wireless Data Access Using Antenna Arrays*. IEEE Comm. Mag., S. 156–162, September 2001.
- [56] T.L. Marzetta: *BLAST Training: Estimating the Channel Characteristics for High Capacity Space-Time Wireless*. Proc. 37th Annual Allerton Conf. on Comm., Control, and Computing, Monticello, September 1999.
- [57] M. Müller: *Implementierung von DSP-Algorithmen in ein MIMO-System*. Diplomarbeit, durchgeführt an der Fachhochschule München, unterstützt von der Siemens AG, 2004.
- [58] R.U. Nabar, H. Bölcskei, V. Erceg, D. Gesbert und A. Paulraj: *Performance of multi-antenna signaling techniques in the presence of polarization diversity*. IEEE Trans. on Sig. Proc., vol. 50, S. 2553–2562, Oktober 2002.

- [59] S. Nanda, R. Walton, J. Ketchum, M. Wallace und S. Howard: *A High-Performance MIMO OFDM Wireless LAN*. IEEE Comm. Magazine, vol. 43, S. 101–109, Februar 2005.
- [60] C. Pietsch, W.G. Teich, J. Lindner, C. Waldschmidt und W. Wiesbeck: *A Highly Flexible MIMO Demonstrator*. Proc. International ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas (WSA), Duisburg, April 2005.
- [61] J.G. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2001.
- [62] G.G. Raleigh und J.M. Cioffi: *Spatio-temporal coding for wireless communication*. IEEE Trans. on Comm., S. 357–366, März 1998.
- [63] T.S. Rappaport: *Wireless Communications, Principles and Practice*. Prentice Hall, 1999.
- [64] B. Razavi: *Design Consideration for Direct-Conversion Receivers*. IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Sig. Proc., vol. 44, S. 428–435, Juni 1997.
- [65] H. Sampath, P. Stoica und A. Paulraj: *Generalized Linear Precoder and Decoder Design for MIMO Channels Using the Weighted MMSE Criterion*. IEEE Trans. on Comm., vol. 49, S. 2198–2206, Dezember 2001.
- [66] B. Schleicher: *Sender und Empfänger für einen MIMO-Hardware-Demonstrator*. Diplomarbeit durchgeführt an der Fachhochschule München unterstützt von der Siemens AG , 2003.
- [67] D.S. Shiu: *Wireless Communication Using Dual Antenna Arrays*. Int. Ser. in Eng. and Comp. Science, 1999.
- [68] D.S. Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans und J.M. Kahn: *Fading Correlation and its Effects on the Capacity of Multielement Antenna Systems*. IEEE Trans. on Comm., vol. 48, S. 502–513, März 2000.
- [69] I.E. Telatar: *Capacity of multi-antenna Gaussian channels*. European Trans. Tel., vol. 10, S. 585–595, November/Dezember 1999.
- [70] P. Viswanath, D. Tse und V. Anantharam: *Asymptotically optimal water-filling in vector multiple-access channels*. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, S. 241–267, Januar 2001.
- [71] E. Viterbo und J. Buotros: *A universal lattice code decoder for fading channels*. IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 45, S. 1639–1642, Juli 1999.

- [72] C. Waldschmidt: *Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays*. Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2004.
- [73] J.H. Winters, J. Salz und R.D. Gitlin: *The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communications systems*. IEEE Trans. Comm., vol. 42, S. 1740–1751, Februar 1994.
- [74] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden und R.A. Valenzuela: *V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel*. Proc. ISSSE 98, Pisa, September 1998.
- [75] D. Wübben, J. Rinnas, R. Böhnke, V. Kühn und K.D. Kammeyer: *Efficient Algorithm for Detecting Layered Space-Time Codes*. Proc. ITG Fachtagung Coding, Berlin, Januar 2002.
- [76] L. Zheng und D. Tse: *Optimal Diversity-Multiplexing Tradeoff in Multiple Antenna Channels*. Proc. Allerton Conf. Commun., Control, Comp., Comm., S. 835–844, Monticello, Oktober 2001.

Lebenslauf

	Persönliche Daten
Name	Wojciech Kuropatwiński-Kaiser
Geburtsdatum	29.12.1976
Geburtsort	Danzig
Staatsangehörigkeit	polnisch
	Schulausbildung
1983-1991	Grundschule, Danzig
1991-1995	Gymnasium, Danzig
	Studium und Berufsweg
1995-1998	Grundstudium der Elektrotechnik an der Technischen Universität Danzig
1998-2001	Hauptstudium der Elektrotechnik (Fachrichtung Nachrichtentechnik) an der Universität Karlsruhe (TH) im Rahmen des Doppeldiplom-Studienprogramms Danzig-Karlsruhe
2001-2002	Ingenieur der Elektrotechnik bei der Firma Siemens AG München
2002-2005	Doktorand bei der Firma Siemens AG München, begleitet von der Universität Karlsruhe (TH)