

Björn Mennenga

Aufwandsgünstige Detektion in Mehrantennensystemen  
mittels komplexitätsreduzierter Baumsuchverfahren



Beiträge aus der Informationstechnik

Mobile Nachrichtenübertragung

Nr. 51

**Björn Mennenga**

**Aufwandsgünstige Detektion in  
Mehrantennensystemen mittels  
komplexitätsreduzierter Baumsuchverfahren**

 VOGT

Dresden 2010

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

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

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2010

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation  
„Aufwandsgünstige Detektion in Mehrantennensystemen mittels  
komplexitätsreduzierter Baumsuchverfahren“ von Björn Mennenga überein.

© Jörg Vogt Verlag 2010  
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-938860-34-2

Jörg Vogt Verlag  
Niederwaldstr. 36  
01277 Dresden  
Germany

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

Technische Universität Dresden

**Aufwandsgünstige Detektion in  
Mehrantennensystemen mittels  
komplexitätsreduzierter Baumsuchverfahren**

**Björn Mennenga**

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

**Doktoringenieurs**

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Dr.rer.nat. Kurt Reinschke

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Gerhard Fettweis  
Prof. Dr.-Ing. Norbert Wehn

Tag der Einreichung: 08.01.2010

Tag der Verteidigung: 13.04.2010



# Abstract

Ever growing demand for high data rates in mobile communication calls increasingly efficient usage of scarce resources such as bandwidth. Future mobile communication systems most likely will involve multiple-input multiple-output (MIMO) techniques in combination with high order constellations, raising the amount of transmitted data per channel usage in order to enhance spectral efficiency. However, due to non-orthogonalities in the transmission and higher order systems, this benefit comes at the cost of enlarging requirements towards the transceiver, limiting its application. Especially high computational cost introduced by precise signal detection becomes an escalating problem.

This thesis focuses on reception of MIMO data, providing contributions to complexity reduced but high accurate detection algorithms and their realization. Detection algorithms based on tree search techniques offer a promising approach to ease the incurred complexity. Objective was hence to investigate and improve tree search based detection algorithms w.r.t. realization and prepare a selected algorithm for hardware implementation.

Based on investigations of existing algorithms, main drawbacks of conventional close to MAP detection algorithms could be identified and utilized for introduction of a new soft-in soft-out detection algorithm. Hereby it was possible to reduce the amount of required search steps close to minimum within the applied system, but maintaining the detector's flexibility in terms of e.g. variable detection accuracy or variable system order.

As a result, the detection's remaining computational costs might only be significantly reduced by simplifying included search steps and hence the amount of required parallel branch analysis and their computational complexity. Applying regular transmission constellations, such as QAM, allows mapping the detection problem onto geometrical considerations. This enables to convert the enumeration problem as well as the distance calculation on to few comparisons, simply implementable in hardware. As consequence, it was possible to reduce the amount of parallel branch calculations to a minimum of one calculation. Moreover, computational complexity of branch analyzes have been reduced by redundantizing the dominated distance calculation. Incorporating both techniques, computational complexity has been shown to be simplified by multiple orders of magnitude, maintaining high detection accuracy.

For the sake of the detectors implementation, SIMD paradigm might be applied by regularizing the algorithm structure; enabling data reuse and almost full speedup with the parallelism. Final evaluation of the selected algorithm has been performed by analysis of implementation aspects, such as fixed point or complexity analysis, leading to a reference processor model. Hereby it was possible to demonstrate the resulting low complexity at sustained flexibility and accuracy of the selected detection algorithm.



# Kurzfassung

Stetig wachsender Bedarf nach hohen Datenraten erfordert zunehmend eine effizientere Nutzung rarer Ressourcen mobiler Kommunikation, wie der verfügbaren Bandbreite. Zukünftige Mobilfunksysteme werden hierfür voraussichtlich Mehrantennen-Übertragungstechniken sowie große Sendekonstellationen nutzen um möglichst viele Daten pro Kanalzugriff zu senden und so die spektrale Effizienz zu erhöhen. Aufgrund fehlender Orthogonalität der Übertragungskanäle und der angestrebten Übertragungssysteme großer Ordnung ist dieser Vorteil jedoch mit großem Rechenaufwand im Transceiver verbunden, was die Anwendbarkeit einschränkt. Insbesondere der hohe Rechenaufwand zur exakten Signal-Detektion ist hierbei zunehmend problematisch und daher Gegenstand dieser Arbeit.

Baumsuchbasierte Algorithmen bieten einen viel versprechenden Ansatz zur Linderung des einhergehenden Rechenaufwandes. Ziel dieser Arbeit waren Untersuchungen und Beiträge zur Reduzierung der Komplexität solcher Detektionsalgorithmen in Hinblick auf eine Umsetzung und die Vorbereitung eines ausgewählten Algorithmus für die Hardwareimplementierung.

Auf Basis von Untersuchungen bestehender Algorithmen konnten wesentliche Nachteile konventioneller sog. „close to MAP“-Algorithmen identifiziert und zur Einführung eines neuen Soft-In Soft-Out-Detection-Algorithmus ausgenutzt werden. Hierdurch war eine Minimierung des Umfangs benötigter Suchschritte möglich, bei Aufrechterhaltung der Flexibilität des Detektors, in Bezug auf beispielsweise variable Detektionsgenauigkeit oder Systemordnung.

Als Folge ist eine weitere signifikante Reduktion des verbleibenden Rechenaufwandes nur über vereinfachte Suchschritte und damit mit einer Reduktion der Menge benötigter paralleler Zweiganalysen und deren Rechenumfang möglich. Die Nutzung regelmäßiger Sendekonstellationen ermöglicht eine Abbildung des Detektionsproblems auf geometrischen Betrachtungen. Die Bestimmung der Suchabfolge sowie die Distanzberechnungen können hiermit in wenige Vergleiche überführt werden; kostengünstig implementierbar in Hardware. Als Folge war es möglich, den Umfang paralleler Zweighberechnungen auf ein Minimum von einer Berechnung zu reduzieren. Darüber hinaus konnte der Rechenaufwand der Pfadanalysen durch das entfallen der maßgeblichen Abstandsberechnung deutlich reduziert werden. Für die Einbeziehung beider Techniken wurde hierbei eine Reduktion des Rechenaufwands um mehrere Größenordnungen nachgewiesen, bei Aufrechterhaltung hoher Detektionsgenauigkeit.

In Hinblick auf die Detektorumsetzung ist eine Anwendung des SIMD-Paradigmas über eine Regularisierung des Algorithmus möglich, was eine Wiederverwendung von Daten und einen Speedup vergleichbar der Parallelisierung erlaubt. Abschließende Untersuchungen des ausgewählten Algorithmus wurden über die Analyse von Implementierungsaspekten, wie der Festkomma- oder Komplexitätsanalyse, durchgeführt, wobei ein Referenz-Prozessormodell entwickelt wurde. Dies ermöglichte den Nachweis der geringen resultierenden Komplexität bei verbleibender hoher Flexibilität und Genauigkeit des gewählten Detektionsalgorithmus.



# Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Vodafone Stiftungslehrstuhl für Mobile Nachrichtensysteme der Technischen Universität Dresden. In diesem Zusammenhang gilt mein besonderer Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Gerhard Fettweis, dem Leiter des Lehrstuhls. Seine Anregung und Förderung meiner Arbeit sowie die außergewöhnlich guten Arbeitsbedingungen haben das Anfertigen dieser Dissertation ermöglicht.

Zudem danke ich ganz herzlich Herrn Prof. Dr.-Ing. Norbert Wehn von der Technischen Universität Kaiserslautern für das rege Interesse an meiner Arbeit und das Anfertigen des Zweitgutachtens.

Allen Kollegen und Freunden am Vodafone Lehrstuhl danke ich für die angenehme Zeit und die offene und fruchtbare Zusammenarbeit, welche sehr hilfreich bei der Erstellung dieser Dissertation war. Besonders hervorheben möchte ich hierbei Herrn Dr.-Ing. Emil Matus, Herrn Dr.-Ing. Michael Lentmaier sowie Herrn Dr.-Ing. Ernesto Zimmermann für ihre konstruktive fachliche Unterstützung.

Danken möchte ich auch all meinen Studenten, welche mir im Rahmen von Studienarbeiten, Diplomarbeiten, Masterarbeiten oder als wissenschaftliche Hilfskräfte unter Anleitung wertvolle Zuarbeiten zu meinen Arbeiten geliefert haben.

Im Rahmen meiner Tätigkeit am Vodafone Lehrstuhl hatte ich Gelegenheit in einer Reihe von interessanten Forschungsprojekten wie E<sup>2</sup>R, E<sup>2</sup>RII, EasyC und 4G-Terminal mitzuwirken. Neben zahllosen guten Kontakten sowie dem Gewinn an persönlichen und beruflichen Erfahrungen, ermöglichten sie mir einen Teil meiner Dissertation im Rahmen dieser Projekte zu erstellen, wofür ich dankbar bin.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei meiner Familie und meinen Freunden bedanken, die für mich all die Jahre ein großartiger Rückhalt waren. Ein ganz besonderer Dank gilt natürlich meiner Freundin Carina für ihr Verständnis und den Beistand während der gesamten Promotionsphase. Zusammen haben sie durch ihre Unterstützung einen wesentlichen Beitrag zum Gelingen meiner Promotion geleistet. Ihnen widme ich diese Dissertation.

Dresden, im April 2010

Björn Mennenga



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abstract/Kurzfassung</b>	<b>vii</b>
<b>Danksagung</b>	<b>xi</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>xvii</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>xviii</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>xix</b>
<b>Verzeichnis der verwendeten Symbole</b>	<b>xxii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Gliederung . . . . .	3
1.2 Notationen . . . . .	4
<b>2 Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1 Betrachtetes Mehrantennensystem . . . . .	5
2.2 MIMO Detektion . . . . .	9
2.2.1 A Posteriori Probability (APP) Detektion . . . . .	11
2.2.2 maxLogAPP Detektion . . . . .	12
2.2.3 Detektion auf Basis einer Baumsuche . . . . .	12
2.2.4 Detektion auf Basis von Interference Cancellation . . . . .	12
2.3 Problembeschreibung . . . . .	13
<b>3 Komplexitätsreduzierte MIMO Detektion auf Basis der Baumsuche</b>	<b>15</b>
3.1 Verfahren zur Baumsuche . . . . .	16
3.1.1 Nomenklatur . . . . .	17
3.1.2 Tiefensuche . . . . .	18
3.1.3 Metrikgesteuerte Suche . . . . .	19
3.1.4 Breitensuche . . . . .	20
3.1.5 Aspekte der iterativen Detektion . . . . .	20
3.1.6 MIMO Detektionsverfahren . . . . .	21
3.1.7 Erörterung zur Auswahl eines betrachteten Detektionsverfahrens . . . . .	25

3.2	Regularisierter LSD Algorithmus . . . . .	25
3.3	Analyse des LSD Algorithmus unter Einbeziehung von Verfahren zur Reduktion der algorithmischen Komplexität . . . . .	28
3.3.1	Einfluss der Suchreihenfolge auf die Detektion . . . . .	28
3.3.2	Einfluss der Ebenenreihenfolge . . . . .	30
3.3.3	Auswirkungen von ZF und MMSE Vorverarbeitung . . . . .	31
3.3.4	Einfluss der Listengröße . . . . .	33
3.3.5	Einfluss der A-Priori Information . . . . .	34
3.3.6	Aspekte des variablen Suchumfanges . . . . .	36
3.4	Weiterentwickelte Soft-In Soft-Out (SISO) Sphere Detektor Algorithmen .	36
3.4.1	Baumsuche auf Basis eines Suchtupels . . . . .	37
3.4.2	SISO MMSE Single Tree Search Algorithmus . . . . .	47
3.4.3	Listenbasierte Iterationen . . . . .	48
3.4.4	Analyse und Vergleich der SISO Detektionsalgorithmen . . . . .	50
3.5	Zusammenfassung . . . . .	52
<b>4</b>	<b>Verfahren zur Reduktion der Implementierungskomplexität</b>	<b>55</b>
4.1	Approximation der Suchreihenfolge . . . . .	56
4.1.1	Herkömmliche Verfahren zur Festlegung der Suchreihenfolge . . . . .	56
4.1.2	Bestimmung günstiger Knoten auf Basis einer Positionsschätzung .	58
4.1.3	Festlegung der Suchreihenfolge mit verringertem Aufwand . . . . .	63
4.1.4	Auswirkungen auf die Struktur des Sphere Detektors . . . . .	65
4.1.5	Leistungsfähigkeit und Suchumfang einer Detektion auf Basis der Suchreihenfolgeapproximation . . . . .	67
4.1.6	Einfluss der iterativen Detektion auf die Suchreihenfolge . . . . .	70
4.2	Approximation der Metrikberechnung . . . . .	72
4.2.1	Approximation der Distanzberechnung über vereinfachte Normen .	73
4.2.2	Abschätzung der Distanzberechnung über eine Positionsschätzung .	74
4.2.3	Auswirkungen des MMSE Bias auf die Suchreihenfolge und die Metrikberechnung . . . . .	78
4.3	Komplexitätsreduzierte Baumsuchverfahren . . . . .	81
4.3.1	Auf Basis des M-Algorithmus . . . . .	82
4.3.2	Auf Basis des LISS Algorithmus . . . . .	91
4.3.3	Vergleich der entwickelten Baumsuchverfahren . . . . .	94
4.4	Zusammenfassung . . . . .	96
<b>5</b>	<b>Implementierungsaspekte des regularisierten Sphere Detektors</b>	<b>99</b>
5.1	SIMD Parallelisierung von Baumsuchalgorithmen der Tiefensuche . . . . .	101
5.2	Eigenschaften und Implementierungsaspekte des ausgewählten Detektions- algorithmus . . . . .	107
5.3	Fixed Point Model . . . . .	112

---

5.4	Komplexitätsanalyse und Parallelisierung des Fixed Point Detektionsalgorithmus . . . . .	114
5.4.1	Komplexitätsabschätzung . . . . .	115
5.4.2	Parallelisierung der Verarbeitungsschritte . . . . .	116
5.4.3	Vermeidung von Datenhazards bei der Suchpfadbestimmung . . . . .	117
5.4.4	Komplexitätsanalyse des resultierenden Detektionsalgorithmus . . . . .	119
5.5	Prozessormodell des resultierenden MIMO Detektors . . . . .	121
5.6	Zusammenfassung . . . . .	126
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>129</b>
<b>A</b>	<b>L-Wert Berechnung</b>	<b>135</b>
<b>B</b>	<b>Klipping</b>	<b>139</b>
B.1	Klipping der Extrinsischen Information auf Basis der Transinformation . . . . .	139
B.2	Herleitung des inneren Klippingwertes bei gegebenem Klipping der Extrinsischen Information . . . . .	140
<b>C</b>	<b>Normen</b>	<b>143</b>
C.1	Approximation der ML Detektion über vereinfachte Normen . . . . .	143
C.2	Erweiterung der Approximation über vereinfachte Normen für SISO Detektion mit MMSE Vorverarbeitung . . . . .	144
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>156</b>
	<b>Literaturverzeichnis des Autors</b>	<b>157</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Betrachtetes System model mit BICM Übertragung und einem iterativen Empfänger. . . . .	6
2.2	Aufbau eines Turbo-Empfängers auf Basis der iterativen Detektion↔Dekodierung. . . . .	11
3.1	Illustration einer Baumsuche für einen Sphere Detektor. . . . .	19
3.2	Radiusliste eines LSD Algorithmus. . . . .	22
3.3	Herkömmlicher Datenfluss eines LSD Algorithmus. . . . .	26
3.4	Regularisierter Datenfluss eines LSD Algorithmus. . . . .	27
3.5	Illustration der Knotenauswahl für FP und SE Abzählverfahren. . . . .	29
3.6	Einfluss der FP und SE Abzählverfahren auf die Detektion. . . . .	30
3.7	Einfluss der Anordnung von Baumebenen auf die Detektion. . . . .	31
3.8	Einfluss der ZF/MMSE Vorverarbeitung auf die Detektion. . . . .	32
3.9	Einfluss der Kandidatenlistengröße auf die LSD basierte MIMO Detektion. . . . .	33
3.10	Einfluss der iterativen Detektion↔Dekodierung auf die MIMO Detektion. . . . .	34
3.11	Verteilung des LSD Suchumfanges über die Iterationen. . . . .	35
3.12	Einfluss der monotonisierten Metrik auf den LSD Algorithmus. . . . .	35
3.13	Illustration der bitspezifischen Speicherung von Statusinformationen . . . . .	39
3.14	Vergleich von MIMO Detektionen über den STS, LSD bzw. TS Algorithmus. . . . .	42
3.15	Güte des STS, LSD bzw. TS Algorithmus. . . . .	45
3.16	Empfängerstruktur für listenbasierte Iterationen. . . . .	49
3.17	Vergleich von SISO Detektionsalgorithmen der Tiefensuche. . . . .	51
4.1	Verarbeitungsschritte eines regularisierten TS Algorithmus. . . . .	55
4.2	Illustration der Anordnung günstigster Knoten für eine 16 QAM. . . . .	59
4.3	Bestimmung günstiger Knoten mit verschiedenen Genauigkeiten. . . . .	60
4.4	Auswahl relevanter Blattknoten für die Gegenhypothesebestimmung. . . . .	64
4.5	Illustration der Auswahl eines validen Knotens. . . . .	65
4.6	Ablaufdiagramm eines sequentiellen SSD-TS. . . . .	66
4.7	Ablaufdiagramm eines parallelen SSD-TS. . . . .	67
4.8	Einfluss der Suchabfolgebestimmung auf die nicht iterative TS basierte MIMO Detektion. . . . .	68

4.9	Güte des SSD-TS Algorithmus. . . . .	69
4.10	Einfluss der Suchabfolgebestimmung auf die iterative TS basierte MIMO Detektion. . . . .	72
4.11	Vergleich von Detektoren auf Basis der Metrikapproximation mit herkömmlichen Detektoren. . . . .	75
4.12	Approximation der relativen Distanzen auf Basis gegebener Referenzpositionen	76
4.13	Leistungsfähigkeit und Suchumfang verschiedener ME-SSD-TS Detektoren.	77
4.14	Illustration des Biaseinflusses auf die Positionsschätzung. . . . .	80
4.15	Einfluss der Biasberücksichtigung auf eine SSD-TS Detektion. . . . .	81
4.16	Illustration einer Umsetzung des M-Algorithmus. . . . .	82
4.17	Aufbau eines regularisierten M-Algorithmus. . . . .	83
4.18	Einfluss des Systemmodells und der Vorverarbeitung auf die M-Algorithmus Detektion. . . . .	84
4.19	Vergleich des SSD basierten M-Algorithmus mit dem SSD-TS. . . . .	86
4.20	Vergleich der unterschiedlichen entworfenen SSD basierten Baumsuchverfahren. . . . .	90
4.21	Leistungsfähigkeit, Suchumfang und Anzahl gleichzeitig betrachteter Suchpfade des erweiterten LISS Algorithmus. . . . .	94
5.1	Prinzipieller Aufbau eines SIMD basierten Sphere Detektors. . . . .	102
5.2	Illustration des Ablaufes der SIMD ASIP Detektion. . . . .	103
5.3	Einfluss von Vektorisierung und begrenztem maximalen Suchumfang auf den mittleren Suchumfang und den Speedup einer TS. . . . .	104
5.4	Eigenschaften eines TS und Einfluss eines begrenzten maximalen Suchumfangs.	105
5.5	Einfluss des Load Balancing auf den mittleren Suchumfang und den Speedup einer $p$ -parallelen TS. . . . .	107
5.6	Ablaufdiagramm und Verarbeitungseinheiten eines parallelen ME-SSD-TS.	109
5.7	Einfluss der Festkommaumsetzung auf Leistungsfähigkeit und Suchumfang des ME-SSD-TS Detektors. . . . .	113
5.8	Anzahl sequentieller Operationen eines Schleifendurchlaufs für (a) einen konventionellen Sphere Detektor, (b) einen SIC Algorithmus und (c) den eingeführten TS Algorithmus mit Approximation der Suchabfolge und Metriken für $w=8$ bzw 16 Bit. . . . .	120
5.9	Prinzipieller Aufbau und Ansteuerung von funktionalen Einheiten der STA.	122
5.10	Prinzipieller Aufbau des entwickelten SIMD basierten Sphere Detektors. . .	123
5.11	Vergleich der Detektion über die Festkommaumsetzung und das Prozessormodell. . . . .	125
5.12	Vergleich des Prozessormodelles mit unterschiedlichen Fließkomma Detektionsalgorithmen . . . . .	126

# Tabellenverzeichnis

3.1	Angewandete, simulativ ermittelte Klippingwerte $L_{\max}$ ( $4 \times 4$ MIMO, 64 QAM und SQRD) für gegebene Listengrößen $K$ (LSD) bzw. Tupelgrößen $T$ (TS) sowie die für den STS gewählten Klippingwerte. . . . .	45
3.2	Komplexität von listenbasierten Iterationen bezogen auf den Rechenaufwand eines TS Schleifendurchlaufs . . . . .	50
4.1	Übersicht der unterschiedlichen SSD-Genauigkeiten . . . . .	62
4.2	Angewandte, simulativ ermittelte Klippingwerte $L_{\max}$ ( $4 \times 4$ MIMO, 64 QAM und SQRD) für gegebene Tupelgrößen $T$ beim SSD-TS. . . . .	70
4.3	Angewandte, simulativ ermittelte Klippingwerte $L_{\max}$ ( $4 \times 4$ MIMO, 64 QAM und SQRD) für gegebene Tupelgrößen $T$ (TS), $M$ (M-Alg) sowie die für den LISS gewählten Klippingwerte. . . . .	90

# Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
Alg	<u>A</u> lgorithmus
APP	A-Posteriori Wahrscheinlichkeit, engl.: <i><u>A</u> <u>P</u>osteriori <u>P</u>robability</i>
ASIC	applikationsspezifische integrierte Schaltung, engl.: <i><u>A</u>pplication <u>S</u>pecific <u>I</u>ntegrated <u>C</u>ircuit</i>
ASIP	applikationsspezifischer Instruktionssatz Prozessor, engl.: <i><u>A</u>pplication <u>S</u>pecific <u>I</u>nstructionset <u>P</u>rocessor</i>
AWGN	additives weißes Gaußsches Rauschen, engl.: <i><u>A</u>dditive <u>W</u>hite <u>G</u>aussian <u>N</u>oise</i>
BER	Bitfehlerrate, engl.: <i><u>B</u>it <u>E</u>rror <u>R</u>ate</i>
BICM	<u>B</u> it- <u>I</u> nterleaved <u>C</u> oded <u>M</u> odulation
BCJR	<u>B</u> ahl- <u>C</u> ocke- <u>J</u> elinek- <u>R</u> aviv
BPSK	binäre Phasenmodulation, engl.: <i><u>B</u>inary <u>P</u>hase <u>S</u>hift <u>K</u>eying</i>
Clip	Klipping, engl.: <i><u>C</u>lipping</i>
dB	deziBel
Dek	<u>D</u> ekoder
Det	<u>D</u> etektor
Dim	<u>D</u> imension
DSP	<u>D</u> igitaler <u>S</u> ignal <u>P</u> rocessor
EL	<u>E</u> lemente der Suchabfolge
FP	<u>F</u> incke- <u>P</u> ohst
FPGA	<u>F</u> ield <u>P</u> rogrammable <u>G</u> ate <u>A</u> rray
FU	<u>F</u> unktionale Einheit
GUI	grafische Benutzeroberfläche, engl.: <i><u>G</u>raphical <u>U</u>ser <u>I</u>nterface</i>
HDL	Hardwarebeschreibungssprache, engl.: <i><u>H</u>ardware <u>D</u>escription <u>L</u>anguage</i>

Abkürzung	Bedeutung
i.i.d.	unabhängig und identisch verteilt, engl.: <i>independent and identically distributed</i>
IEEE	<u>I</u> nstitute of <u>E</u> lectrical and <u>E</u> lectronics <u>E</u> ngineers, Inc.
intKlip	<u>i</u> nternes <u>K</u> lipping
ISS	<u>I</u> nstruktions <u>S</u> atz <u>S</u> imulator
It	Detektor↔Dekoder <u>I</u> terationen
Klip	<u>K</u> lipping
L-Werte	<u>L</u> ogarithmische <u>Z</u> uverlässigkeits <u>W</u> erte, engl.: <i>Log-likelihood ratios</i>
LBI	<u>L</u> isten <u>B</u> asierte Detektor↔Dekoder <u>I</u> terationen
LISS	<u>L</u> ist- <u>S</u> equential Detektor
LSD	<u>L</u> ist <u>S</u> phere <u>D</u> etektor
LTE	<u>L</u> ong <u>T</u> erm <u>E</u> volution
MAP	Maximale A-Posteriori Wahrscheinlichkeit, engl.: <i>Maximum A Posteriori Probability</i>
maxLogAPP	max-Log Näherung der <u>A</u> PP
ME	Approximation der Metriken auf Basis der Geometrie, engl.: <i>Metric Estimation</i>
MIMO	Mehrantennensystem, engl.: <i>Multiple Input Multiple Output</i>
ML	<u>M</u> aximum <u>L</u> ikelihood
MMSE	minimaler mittlerer quadratischer Fehler, engl.: <i>Minimum Mean Square Error</i>
MUX	<u>M</u> Ultiple <u>X</u> er
OFDM	orthogonales Frequenzmultiplex, engl.: <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OP	Anzahl an Rechenoperationen bei Normierung auf den Umfang einer Addition, engl.: <i>add äquivalent OPerations</i>
PCCC	parallel verketteter Faltungskode, engl.: <i>Parallel Concatenated Convolutional Code</i>
PE	Verarbeitungseinheit, engl.: <i>Processing Element</i>
PSK	diskrete Phasenmodulation, engl.: <i>Phase Shift Keying</i>
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation, engl.: <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QRD	QR Zerlegung, engl.: <i>QR Decomposition</i>

<b>Abkürzung</b>	<b>Bedeutung</b>
S-MEM	skalarer Speicher, engl.: <i>Skalar MEMory</i>
SCA	<u>S</u> mart <u>C</u> andidate <u>A</u> dding
SD	<u>S</u> chleifen <u>D</u> urchlauf
SE	<u>S</u> chnorr <u>E</u> uchner
SIC	<u>S</u> uccessive <u>I</u> nterference <u>C</u> ancellation
SIMD	<u>S</u> ingle <u>I</u> nstruction <u>M</u> ultiple <u>D</u> ata
SISO	<u>S</u> oft- <u>I</u> n <u>S</u> oft- <u>O</u> ut
SNR	Signal-Rauschverhältnis, engl.: <i>Signal to Noise Ratio</i>
SSD	Bestimmung der Suchabfolge auf Basis der Geometrie, engl.: <i>Search Sequence Determination</i>
SQRD	<u>S</u> ortierte <u>Q</u> RD
STA	<u>S</u> ynchrone <u>T</u> ransfer <u>A</u> rchitektur
STS	<u>S</u> ingle <u>T</u> ree <u>S</u> earch Detektor
TS	<u>T</u> upel <u>S</u> uch Detektor
uB	biasreduziert, engl.: <i>unBiased</i>
V-MEM	Vektor Speicher, engl.: <i>Vector MEMory</i>
VLIW	sehr langes Instruktionswort, engl.: <i>Very Long Instruction Word</i>
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
W-LAN	Drahtloses lokales Netzwerk, engl.: <i>Wireless-LAN (Local Area Network)</i>
ZF	vollständige Interferenzunterdrückung, engl.: <i>Zero-Forcing</i>

# Verzeichnis der verwendeten Symbole

## Operatoren und Funktionen

$\mathbb{C}^{n \times m}$	Menge der komplexen Zahlen der Dimension $n \times m$
$\mathbb{R}^{n \times m}$	Menge der reellen Zahlen der Dimension $n \times m$
$\mathbb{Z}$	Menge der ganzen Zahlen
$\sim$	ungefähr; ca.
$\neq$	ungleich
$\cong$	gleich oder fast gleich
$\approx$	ungefähr gleich, näherungsweise
$:=$	Definition
$\mapsto$	rechtsseitige Wertzuweisung
$\leftarrow$	linksseitige Wertzuweisung
$\forall$	für alle
$\in$	Element von
$\subseteq$	Teilmenge
$\sum$	Summe von Werten
$\prod$	Produkt von Werten
$\Pi$	Interleaver
$\Pi^{-1}$	inverser Interleaver
$[\cdot]_x$	Rundung von $(\cdot)$ auf den Wertebereich von $x$
$ \cdot $	Betrag
$ \cdot _1$	$l^1$ -Norm bzw. 1 Norm
$ \cdot _2$	$l^2$ -Norm bzw. euklidische Norm
$ \cdot _\infty$	$l^\infty$ -Norm bzw. unendlich Norm
$ \cdot _p$	$p$ -Norm
$\ \cdot\ $	$l^2$ -Norm bzw. euklidische Norm
$(\cdot)^T$	Transponierte einer Matrix
$(\cdot)^H$	Transjugierte einer Matrix
$(\cdot)^{-1}$	Inverse einer Matrix
$\#(\cdot)$	Kardinalität bzw. Mächtigkeit einer Menge $(\cdot)$
$\arg(\cdot)$	Argument von $(\cdot)$
$\exp(\cdot)$	Exponentialfunktion zur Basis $e$

---

$\mathcal{E}(\cdot)$	Erwartungswert von $(\cdot)$
$f(\cdot)$	Funktion von $(\cdot)$
$f_{\min}(\cdot)$	minimale Funktion von $(\cdot)$
$\Im(\cdot)$	Imaginärteil von $(\cdot)$
$\text{ld}(\cdot)$	Logarithmus zur Basis 2 (binärer Logarithmus oder lateinisch log. dualis)
$\ln(\cdot)$	Logarithmus zur Basis $e$ von $(\cdot)$ (natürlicher Logarithmus)
$\text{map}(\mathbf{c})$	Gray Mapping von $(\mathbf{c})$ auf einen Sendesymbolvektor
$\max_{\mathbf{x}}\{\cdot\}$	Maximum von $\{\cdot\}$ über $\mathbf{x}$
$\min_{\mathbf{x}}\{\cdot\}$	Minimum von $\{\cdot\}$ über $\mathbf{x}$
$p(\cdot)$	Wahrscheinlichkeitsdichte von $(\cdot)$
$P(\cdot)$	Wahrscheinlichkeitsverteilung von $(\cdot)$
$\Re(\cdot)$	Realteil von $(\cdot)$

## Symbole

$\mathbf{0}_{n \times m}$	Nullmatrix der Dimension $n \times m$
$a$	Abstand von Konstellationspunkten; Normierungskonstante der Sendesymbole
$b$	Bitwert $\in \pm 1$
$B_1$	Längenbias
$c_{m,l}$	$l$ -te Sendebit der $m$ -ten Sendeantenne; $c_{m,l} \in \pm 1$
$c_{m,l}^{\text{ML}}$	ML Schätzung der $c_{m,l}$
$c_{m,l}^{\text{SIC}}$	SIC Schätzung der $c_{m,l}$
$\mathbf{c}$	Vektor von Sendebits eines Sendesymbolvektors $\mathbf{x}$ ; Vektor von kodierten, verschachtelten und in Blöcke von je $N_T L$ Bit unterteilten Informationsbits
$\mathbf{c}'$	Vektor von kodierten Informationsbits
$\mathbf{c}^{\text{ML}}$	ML Schätzung des $\mathbf{c}$
$\mathbf{c}_t$	$t$ -ter Vektor von Sendebits
$\mathbf{c}_i$	Teilvektor von Sendebits, von der Baumwurzel bis zur Baumebene $i$
$d$	vordefinierte Distanz
$\mathbf{d}$	Sequenz von vordefinierten Distanzen
$\mathbf{d}[k]$	$k$ -tes Element der Sequenz von vordefinierten Distanzen
$e$	Eulersche Zahl ( $\approx 2,7182818$ )
$e_i$	Umfang der $i$ -ten Baumsuche
$e_{\max}$	maximaler Umfang einer Baumsuche
$e_{\text{vec}}$	Umfang der vektorisierten Baumsuchen
$\bar{e}$	mittlerer Suchumfang der Baumsuchen
$\bar{e}_{\text{vec}}$	mittlerer Umfang der vektorisierten Baumsuchen
$E_b$	mittlere Empfangsenergie pro Bit
$E_s$	mittlere Sendeenergie
$\mathbf{G}$	Filtermatrix
$\mathbf{G}_{\text{MMSE}}$	MMSE-Filtermatrix
$\mathbf{G}_{\text{ZF}}$	ZF-Filtermatrix
$\mathbf{H}$	Kanalmatrix mit komplexwertigen $h_{ij}$
$\underline{\mathbf{H}}$	Kanalmatrix mit reellwertigen $\underline{h}_{ij}$
$\bar{\mathbf{H}}$	zur Berücksichtigung des Rauscheinflusses (MMSE) erweiterte Kanalmatrix
$\mathbf{I}_n$	Einheitsmatrix der Dimension $n \times n$
$K$	Umfang der Kandidatenliste, $K = \#\mathcal{K}$
$L$	Anzahl der Bits eines Sendesymbols $x$
$L(\cdot)$	A-Posteriori Information
$L_{\text{Dek}}(\cdot)$	A-Posteriori Information des Dekoders

$L_{\text{Det}}(\cdot)$	A-Posteriori Information des Detektors
$L_{\text{a}}(\cdot)$	A-Priori Information
$\mathbf{L}_{\text{a}}(\cdot)$	Vektor von A-Priori Informationen
$L_{\text{a,Dek}}(\cdot)$	A-Priori Information des Dekoders
$L_{\text{a,Det}}(\cdot)$	A-Priori Information des Detektors
$L_{\text{Clip}}$	interner Klippingwert
$L_{\text{Det}}(\cdot)$	A-Posteriori Information des Detektors
$L_{\text{e}}(\cdot)$	extrinsische Zuverlässigkeitswerte
$L_{\text{e,Dek}}(\cdot)$	extrinsische Zuverlässigkeitswerte des Dekoders
$L_{\text{e,Det}}(\cdot)$	extrinsische Zuverlässigkeitswerte des Detektors
$L_i^{\text{apriori}}$	A-Priori Information des $i$ -ten Sendesymbols
$L_{\text{max}}$	Klippingwert
$\mathbf{n}$	Vektor des additiven weißen Gaußschen Rauschens (AWGN) mit komplexwertigen $n_i$
$\underline{\mathbf{n}}$	Vektor des additiven weißen Gaußschen Rauschens (AWGN) mit reellwertigen $\underline{n}_i$
$\tilde{\mathbf{n}}$	Vektor des nach der Detektion verbleibenden Rauschens
$M$	Umfang des M-Algorithmus
$N_0$	Rauschleistungsdichte
$N_M$	Anzahl an Metrikberechnungen
$N_T$	Anzahl der Sendeantennen
$N_R$	Anzahl der Empfangsantennen
$p$	Parallelisierungsgrad
$p_{\text{pipe}}$	Anzahl der enthaltenen Pipelinestufen
$p_{\text{vec}}$	Anzahl der parallelen Detektionen
$Q$	Konstellationsgröße
$\mathbf{Q}$	Matrix der QR-Zerlegung mit orthonormalen Spalten
$\mathbf{Q}_i$	nicht berücksichtigte Teilkomponenten der QR-zerlegten $\bar{\mathbf{H}}$ Matrix
$r_{i,j}$	Element der $\mathbf{R}$ Matrix der Zeile $i$ und Spalte $j$
$R$	Suchradius
$R_c$	Koderate
$R_p$	Position des Suchradius
$R_{\text{Clipped}}$	Suchradius bei internem Klipping
$\mathbf{R}$	rechte obere Dreiecksmatrix der QR-Zerlegung
$\mathbf{s}$	Sequenz der Knotenabfolge, relativ zu $x^r$
$\mathbf{s}', \mathbf{s}''$	Abbildungen von Sequenzen der Knotenabfolge
$\mathbf{s}[k]$	$k$ -tes Element der Knotenabfolge, relativ zu $x^r$
$\mathbf{s}_{\text{sub}}$	Untersequenz der Knotenabfolge für einen vorgegebenen Teilraum
$\mathbf{s}_{\text{sub}}[k]$	$k$ -tes Element von $\mathbf{s}_{\text{sub}}$
$T$	Umfang des Suchtupels, $T = \#\mathcal{T}$
$T_0$	vorgegebener Referenzzeitpunkt

$T_{\max}$	maximal möglicher Tupelumfang
$\mathbf{u}$	Vektor von unkodierten i.i.d. Informationsbits
$\hat{\mathbf{u}}$	Vektor von geschätzten Informationsbits $\mathbf{u}$
$w$	Wortbreite
$x$	reellwertiger Repräsentant von $x_i$ , unabhängig von der Sendeantenne
$x_G$	Gegenhypothesenknoten
$x_H$	Hypothesenknoten
$x_i$	Sendesymbol der $i$ -ten Sendeantenne
$x^r$	Referenz Knoten bzw. Sendesymbol
$x^{r'}$	Referenz Knoten bzw. Sendesymbol unter Berücksichtigung der A-Priori Information
$\hat{x}_i$	geschätztes Sendesymbol der $i$ -ten Sendeantenne
$\hat{x}^k$	$k$ -ter Knoten der Suchabfolge
$\hat{x}_i^I$	der erste bestimmte Knoten der Suchabfolge
$\hat{x}_i^{II}$	der zweite bestimmte Knoten der Suchabfolge
$\hat{x}_i^{\text{next}}$	nachfolgende Knoten der Suchabfolge
$\mathbf{x}$	Vektor von Sendesymbolen $x$ mit komplexwertigen $x_i$
$\underline{\mathbf{x}}$	Vektor von Sendesymbolen $x$ mit reellwertigen $\underline{x}_i$
$\hat{\mathbf{x}}$	Vektor von geschätzten Sendesymbolen
$\tilde{\mathbf{x}}$	Vektor von geschätzten Sendesymbolen mit kontinuierlichem Wertebereich
$\hat{\mathbf{x}}^{\text{ML}}$	ML Schätzung des Sendesymbolvektors
$\hat{\mathbf{x}}^{\text{SIC}}$	SIC Schätzung des Sendesymbolvektors
$y'''$	reellwertiger Repräsentant von $y_i'''$ , unabhängig von der Sendeantenne
$y_i'$	auf die $i$ -te Sendeantenne abgebildete Empfangssymbole
$y_i''$	Interferenz reduziertes $y'$
$y_i'''$	auf $r_{ii}$ normiertes $y''$
$\mathbf{y}$	Vektor von Empfangssymbolen $y$ mit komplexwertigen $y_i$
$\bar{\mathbf{y}}$	zur Berücksichtigung des Rauscheinflusses (MMSE) erweiterter Empfangssymbolvektor
$\mathbf{y}'$	auf die Sendeantennen abgebildeter Empfangsvektor
$\underline{\mathbf{y}}$	Vektor von Empfangssymbolen $y$ mit reellwertigen $\underline{y}_i$
$\delta$	Differenz zwischen $y_i''$ und dem gewählten Baumknoten
$\delta_i$	Euklidische Norm der Differenz zwischen $y_i''$ und dem gewählten Baumknoten
$\Delta^r$	relative Position
$\Delta^{r'}$	Abbildung der relativen Position
$\Delta^{r''}$	Referenzpunkt der relativen Position

$\lambda_0$	Metrik, Güte des betrachteten Sendesymbolvektors bzw. Blattknotens
$\lambda_{0,uB}$	biasreduzierte Blattknotenmetrik
$\lambda_i$	Metrik, Güte der betrachteten Sendesymbole bis zur Baumebene $i$
$\lambda_G$	Metrik des Gegenhypothesenknotens
$\lambda_H$	Metrik des Hypothesenknotens
$\lambda_{\min}$	minimale Metrik $\lambda_0$
$\lambda_{\min,t}$	$t$ -te minimale Metrik $\lambda_0$
$\Lambda_{0,uB}$	biasreduzierte Blattknotenmetrik, bei $\ell^1$ - oder $\ell^\infty$ -Norm
$\Lambda_i$	Metrik bis zur Baumebene $i$ , bei $\ell^1$ - oder $\ell^\infty$ -Norm
$\sigma^2$	Verhältnis von Rausch- und Sendeleistung
$\sigma_n^2$	Varianz des Rauschens
$\sigma_x^2$	mittlere Sendeleistung
$\Psi$	Interferenzmatrix
$\mathcal{C}$	Menge der gültigen Sendebitvektoren $\mathbf{c}$
$\mathcal{G}_i$	Menge der betrachteten potentiellen Gegenhypothesenknoten beim M-Algorithmus, in Baumebene $i$
$\mathcal{K}$	Menge der potentiellen (Gegen-)Hypothesen für die L-Wertberechnung; Kandidatenliste
$\mathcal{M}_i$	Menge der günstigsten beim M-Algorithmus gefundenen Knoten, in Baumebene $i$
$\mathcal{T}$	Menge von Blattknoten zur Festlegung des Suchraumes; Such Tupel
$\mathcal{V}$	Menge der bei der Detektion betrachteten gültigen Sendesymbolvektoren $\mathbf{x}$
$\mathcal{V}_{m,l}^{\pm 1}$	Menge der bei der Detektion betrachteten gültigen Sendesymbolvektoren $\mathbf{x}$ , bei denen das Bit $c_{m,l} = \pm 1$ ist
$\mathcal{X}$	Menge der gültigen Sendesymbolvektoren $\mathbf{x}$



# Einleitung

Hochratige drahtlose Übertragung ist eine wesentliche Grundlage für die Verfügungstellung mobiler Kommunikation. Moderne Anwendungen, multimediale Inhalte und ansteigende Nutzeranzahl resultieren in einem Bedarf nach höheren Datenraten drahtloser Kommunikationssysteme. Maßgebliche Beschränkungen in der realisierbaren Datenrate folgen aus den begrenzten physikalischen Ressourcen, welche für die mobilen Datentransfers zur Verfügung stehen. Mit der Erfordernis einer bestmöglichen Nutzung dieser Ressourcen ist die effektive Ausnutzung der für eine Übertragung verfügbaren Bandbreite unabdingbar. In den letzten Jahren wurden hierfür zunehmend Mehrantennensysteme (Multiple Input Multiple Output - MIMO Systeme) mit einbezogen. Unter Annahme genügender räumlicher Diversität der Übertragungskanäle ermöglichen solche Mehrantennensysteme mit steigender Anzahl an Kanälen eine verbesserte spektrale Effizienz bei gleichen Übertragungsbedingungen. In Kombination mit möglichst hohen Konstellationsgrößen erlaubt dies eine Übermittlung möglichst vieler Daten pro Kanalzugriff und somit die gewünschte hohe spektrale Effizienz. In Bezug auf den Empfangsprozess ist mit diesen Verfahren mit fehlender Orthogonalität der Übertragungskanäle jedoch ebenfalls ein Auftrennen der empfangenen Daten unter Berücksichtigung bekannter Interferenzen der Kanäle notwendig. Neben erweiterter Anforderungen an die Kanalkennntnis erfordert dies auch eine rechenintensive Detektion der übertragenen Daten, welche Gegenstand dieser Arbeit ist.

Anwendungsfall für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen ist ein Übertragungssystem mit mobilen Endgeräten, welches bei schwachen und/oder gestörten Empfangssignalen eine fehlerfreie Übertragung mit bestmöglicher Datenrate sichern soll. Anforderungen an den betrachteten Detektor sind somit insbesondere gegeben durch eine hohe maximal erreichbare Detektionsgüte und einen niedrigen Rechenaufwand. Zum Ermöglichen eines Empfangsprozesses mit praktisch handhabbarem Rechenaufwand wird ein schmalbandiger nicht frequenzselektiver Übertragungskanal vorausgesetzt, wie er in solchen Systemen üblicherweise über Einbeziehung von Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) erzeugt wird. In Hinblick auf schwache und/oder gestörte Signale bei mobiler Kommunikation wird eine Einbeziehung leistungsfähiger Fehlerschutzkodier-

rung angenommen, welche in Kombination mit iterativer Detektion↔Dekodierung eine Übertragungskapazität nahe der Kanalkapazität ermöglichen kann. Anwendungsgebiete für diese betrachtete Übertragung sind somit aktuelle oder in der Entwicklung befindliche MIMO-OFDM Standards wie IEEE 802.11n W-LAN [IWG07], LTE [3GP06] oder IEEE 802.16 WiMAX [IWG06] und hierauf basierende Weiterentwicklungen.

Während die kodierte MIMO-Übertragung im Sender relativ einfache Verfahren erfordert, so steht der hohe Rechenaufwand bekannter leistungsfähiger Empfänger im Gegensatz zu den Limitierungen der Endgeräte, insbesondere bezüglich Leistungs- und Flächenbedarf der Hardware-Realisierung. Die geforderte hohe Detektionsgüte bei einbezogener anschließender Fehlerschutzkodierung erfordert die Berechnung der A-Posteriori Wahrscheinlichkeiten für die gesendeten Sendesymbole oder eine Näherung dieser Wahrscheinlichkeiten, wie sie typischerweise über die max-log Abschätzung erfolgt. Hierbei ist bekannt, dass der Rechenaufwand des sogenannten "optimalen" Detektors, welcher eine exakte Berechnung der A-Posteriori Wahrscheinlichkeit durchführt, exponentiell mit der Zahl der Übertragungskanäle und der Bits pro Sendesymbol (gegeben durch die Konstellationsgröße) ansteigt, wodurch ein unpraktikabel hoher Rechenaufwand einhergeht. Iterative Detektion↔Dekodierung vergrößert zudem dieses Problem.

Als Folge wurden in aktuellen Forschungen zunehmend Näherungslösungen untersucht und zahlreiche Detektionsalgorithmen entwickelt, welche eine nahezu optimale Detektionsgüte bei reduziertem Rechenaufwand ermöglichen. Baumsuchverfahren bieten einen sehr vielversprechenden Ansatz den Rechenaufwand bei hoher Detektionsgüte deutlich zu reduzieren. Das Detektionsproblem wird hierbei auf einen Suchbaum abgebildet, wobei die Aufgabe des Detektors in eine Suche nach günstigen Pfaden von der Baumwurzel zu den Baumblättern überführt wird. Grundlegend für die Detektionsgüte ist somit der Umfang und die Güte der betrachteten Pfade, wodurch der Suchumfang für eine als fehlerfreie angenommene Übertragung mit steigender Empfangssignalgüte geringer gewählt werden kann. Entsprechende günstige Suchverfahren sind durch bekannte Baumsuchverfahren gegeben, welche jüngst für die Detektion eingeführt und angepasst wurden.

Gegenstand dieser Arbeit sind in Folge Untersuchungen zum Ermöglichen einer aufwandsgünstigen MIMO Detektion mit einer maximalen Detektionsgüte nahe des theoretisch möglichen Limits. Vielversprechende bekannte Ansätze zur baumsuchbasierten MIMO Detektion werden hierbei analysiert und weiterentwickelt. Neben der Auswahl eines für die Umsetzung geeigneten Algorithmus ist das wesentliche Ziel hierbei die Reduktion des für die Detektion benötigten Rechenaufwandes durch Modifikation von Suchalgorithmen und enthaltener Berechnungsschritte. In einem ersten Beitrag zur Umsetzung eines flexibel anpassbaren Detektors werden im Rahmen dieser Arbeit zudem Implementierungsaspekte erörtert und aufbauend auf den gewonnenen Erkenntnissen ein Modell eines programmierbaren Detektionsprozessors entwickelt.

## 1.1 Gliederung

Die folgende Arbeit ist entsprechend der behandelten Themengebiete in folgende Abschnitte gegliedert:

**Kapitel 2** gibt eine Einführung in das für diese Arbeit gewählte Systemmodell sowie in die für diese Arbeit relevanten Grundlagen der MIMO Detektion. Hierauf aufbauend wird zudem eine verfeinerte Problemstellung als Grundlage für diese Arbeit erörtert.

**Kapitel 3** befasst sich mit günstigen Baumsuchverfahren für die MIMO Detektion. Neben einer Einführung in die baumsuchbasierte MIMO Detektion und der Analyse bekannter Verfahren werden hierbei insbesondere Ansätze zur Verringerung der Suchschritte betrachtet und weiterentwickelt. Im Mittelpunkt steht die Entwicklung und Bewertung von Suchalgorithmen, welche bei dem betrachteten Simulationsmodell mit einem Minimum an Suchschritten eine hohe Detektionsgüte erzielen. Darüber hinaus wird gezeigt, wie die betrachteten Verfahren mit einem weitestgehend regulären Ablauf umgesetzt werden können.

**Kapitel 4** betrachtet Verfahren zur aufwandsgünstigen Durchführung der Suchalgorithmen mit dem Ziel die Anzahl an parallel und sequentiell für die Detektion durchzuführender Rechenoperationen zu reduzieren. Im Fokus stehen hierbei Entwicklung und Analyse heuristischer Ansätze zur Approximation des Suchablaufs sowie der durchzuführenden Berechnungen. Einhergehend mit einer Analyse hinsichtlich des Einflusses auf die Detektion werden die entwickelten Ansätze zur weiteren Bewertung auf ausgewählte Suchverfahren übertragen und für einen Vergleich dieser genutzt.

**Kapitel 5** erörtert die Implementierungsaspekte des gewählten Detektionsverfahrens. Neben Ansätzen zur vektorisierten MIMO Detektion werden hierbei vordergründig erste Aspekte zur Hardware Realisierung der entwickelten Detektionsverfahren betrachtet, welche unter anderem Analysen zur Festkommaumsetzung, Latenzabschätzung sowie die Entwicklung eines Prozessormodells umfassen.

**Kapitel 6** fasst die wesentlichen Ergebnisse dieser Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf zukünftige Arbeiten.

## 1.2 Notationen

Dieser Abschnitt gibt einen Überblick über die wesentlichen in dieser Arbeit verwendeten Schreibweisen bzw. Notationen. Sofern hierüber hinaus weitere Notationen verwendet werden, wird hierauf explizit verwiesen. Eine ausführliche Auflistung aller verwendeten Abkürzungen, der mathematischen Schreibweisen und der verwendeten Symbole ist ab Seite (xix) mit den Verzeichnissen der Abkürzungen und verwendeten Symbole gegeben.

- Die in Folge verwendeten Variablen sind im Allgemeinen reellwertig ( $\in \mathbb{R}^{n \times m}$ ). Sofern Variablen und aus diesen abgeleitete Variablen einen anderen Zahlenbereich umfassen wird an entsprechender Stelle hierauf verwiesen.
- Kursive Buchstaben ( $x, X$ ) beschreiben skalare Variablen oder Konstanten. Fett gedruckte Kleinbuchstaben ( $\mathbf{x}$ ) kennzeichnen Vektoren, wobei  $x_j$  das  $j$ -te skalare Element des Vektors bezeichnet. Fett gedruckte Großbuchstaben ( $\mathbf{X}$ ) werden zur Beschreibung von Matrizen verwendet, wobei  $x_{ij}$  das Element der  $i$ -ten Zeile und  $j$ -ten Spalte bezeichnet. Tiefgestellte kursive Buchstaben oder Zahlen beschreiben Indizes, wohingegen gerade hoch- oder tiefgestellte Buchstaben der Symbolbenennung dienen.
- Für das Feld der binären Werte werden Bitwerte  $\in \pm 1$  verwendet, wobei  $+1$  das Nullelement bezüglich der Addition ist. Die entsprechenden logischen Bitwerte (0/1), wie sie beispielsweise zur Darstellung der Konstellation genutzt werden, können durch Abbilden dieser Bitwerte ermittelt werden:  $0 \leftrightarrow +1$ ;  $1 \leftrightarrow -1$ .
- $(\cdot)^{-1}$ ,  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$  bezeichnen die Inverse, Transponierte bzw. Transjugierte der Matrix  $(\cdot)$ .
- $(\cdot)^{ML}$ ,  $(\cdot)^{SIC}$  kennzeichnen die ML bzw. SIC Schätzung der Variablen  $(\cdot)$ .

# Grundlagen

Dieses Kapitel soll einen kurzen Überblick über die prinzipiellen Betrachtungen, wie das ausgewählte System, grundsätzliche Überlegungen zur MIMO Detektion und die für die Arbeit hieraus folgende Problemstellung liefern. In Hinblick auf die Fokussierung der Arbeit auf die Entwicklung von Baumsuchverfahren und Techniken, welche die Umsetzung aufwandsgünstiger MIMO Detektoren ermöglichen, wird bewusst auf eine ausführliche Literaturstudie verzichtet. Mit Ausnahme der Verfahren in Bezug auf die baumsuchbasierte Detektion, welche in den folgenden Kapiteln intensiv ausgeführt werden, entsprechen alle einbezogenen Verfahren dem Stand der Technik und wurden vielfach in gleicher Weise angewendet und beschrieben. Für eine weitergehende Beschreibung dieser Grundlagen sei daher auf Standardliteratur verwiesen.

## 2.1 Betrachtetes Mehrantennensystem

Grundlage der Betrachtungen soll wie eingehend erwähnt ein Mehrantennensystem [Fos96] mit mobilen Endgeräten sein. Dieses ist der Ausgangspunkt für eine hochratige Datenübertragung mit der angestrebten hohen spektralen Effizienz, wobei pro Kanalzugriff möglichst viele Daten über die vorhandenen Übertragungskanäle mit großen Konstellationsgrößen übertragen werden sollen. Für die Übertragung zwischen Sender und Empfänger wird eine indirekte Verbindung auf Basis von Streuung ohne direkte Sichtverbindung angenommen, wobei ein hinreichend großer Umfang nutzbarer Übertragungspfade für die benötigten unabhängigen Übertragungspfade vorausgesetzt wird. Für einen Detektionsprozess mit möglichst niedrigem Rechenaufwand wird zudem ein nicht frequenzselektiver Übertragungskanal betrachtet, wie beispielsweise oft in Zusammenhang mit OFDM (engl. Orthogonal Frequency Division Multiplexing) Übertragung [vNP00, KDB<sup>+</sup>04] angenommen werden kann. Aufgabe des Detektors hierbei ist das Ermöglichen einer Übertragung auch bei schwachen oder gestörten Empfangssignalen nahe der theoretisch realisierbaren Grenze und dies mit einem möglichst hohen Durchsatz. Wie bereits erwähnt existieren mannigfaltige Untersuchungen in diesem Anwendungsbereich und die im Rahmen dieser

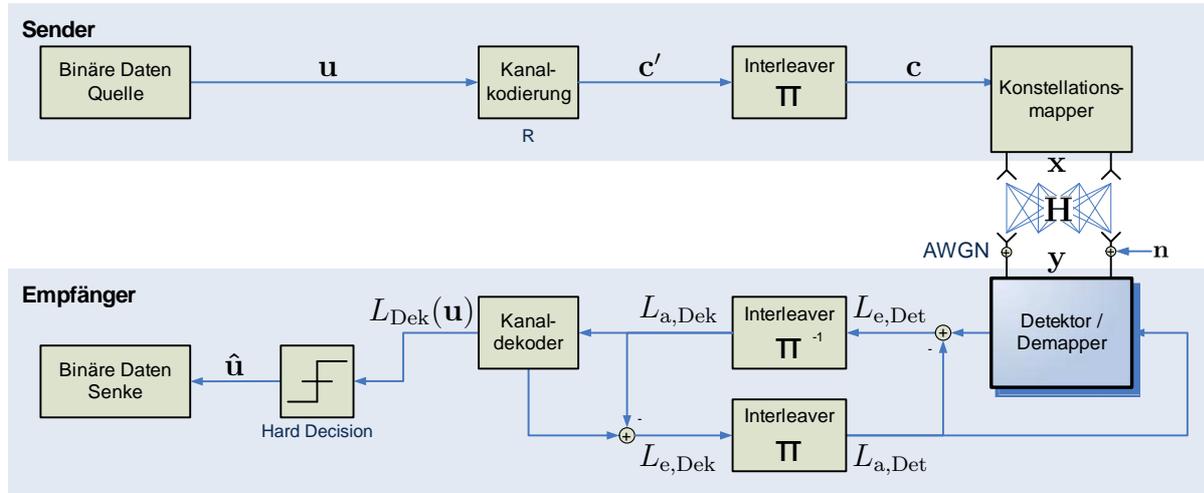


Abbildung 2.1: Betrachtetes System model mit BICM Übertragung und einem iterativen Empfänger.

Arbeit durchgeführten Untersuchungen konzentrieren sich auf die Entwicklung und Untersuchung aufwandsgünstiger Detektoren für den beschriebenen Anwendungsbereich. In Hinblick auf die Vergleichbarkeit der Ergebnisse mit anderen Veröffentlichungen sowie die Vermeidung erneuter grundsätzlicher Betrachtungen und in Fortführung vorangehend im Rahmen der Dissertation von Ernesto Zimmermann [Zim07] durchgeführten Untersuchungen, soll im Rahmen dieser Arbeit ein weit verbreitetes MIMO Systemmodell mit QAM Konstellationssymbolen [Pro01] verwendet werden. Dieses bildete ebenfalls die Basis für die in [Zim07] durchgeführten Arbeiten und wurde in diesem Zusammenhang ausgiebig betrachtet. Zur Übersicht soll der folgende Abschnitt einen Überblick über die für diese Arbeit und die enthaltenen Simulationen relevanten Eigenschaften und Annahmen geben. In dieser Arbeit wird durchgehend ein  $N_T \times N_R$  MIMO System mit  $N_T$  Sende- und  $N_R$  Empfangsantennen verwendet, welches in Abbildung 2.1 dargestellt ist. Als Übertragungsstrategie wird hierbei die sog. Bit-Interleaved-Coded-Modulation (BICM) [CTB98] mit einer Übertragung ohne Feedback genutzt. Für die Referenzdaten wird ein Vektor  $\mathbf{u}$  von unabhängigen und identisch verteilten (engl. i.i.d. - independent and identically distributed) Zufallsvariablen als Informationsbits gewählt, welcher mit einem äußeren Kanalkode der Koderate  $R_c$  verschlüsselt wird. Der resultierende Datenstrom von Vektoren  $\mathbf{c}'$  wird im Anschluss Bitinterleaved und in Blöcke  $\mathbf{c}$  von je  $N_T \cdot L$  Bit unterteilt, mit der Bitanzahl eines Sendesymbols  $L$ . Hierbei umfasst der Datenstrom Bits  $c_{m,l} \in \pm 1 \forall l, m$ , wobei  $l$  für das  $l$ -te Bit und  $m$  für die  $m$ -te Sendeantenne steht. Zur Übertragung werden die entsprechenden Bitwerte  $\mathbf{c} \in \mathcal{C}$ , aus der Menge der zulässigen Bitvektoren  $\mathcal{C}$ , beispielsweise über Gray Mapping [CTB98] auf komplexe Konstellationssymbole<sup>1</sup>  $\mathbf{x}(\mathbf{c}) = [x_0, \dots, x_{N_T-1}]^T = \text{map}(\mathbf{c}) \in \mathcal{X}$ ,  $x_i \in \mathbb{C}$  abgebildet. Hierbei ist  $\mathcal{X}$  die

<sup>1</sup>Zur Darstellung von Bitwerten der Konstellation werden stets die sog. logischen Bitwerte verwendet und somit ein Bitwert 0 für ein übertragenes  $c_{m,l} = 1$  und ein Bitwert 1 ein  $c_{m,l} = -1$ .

Menge der validen Sendesymbole mit einer Kardinalität von  $\#\mathcal{X} = \#\mathcal{C} = 2^{L^{N_T}} = Q^{N_T}$  und  $Q$  die Konstellationsgröße der Sendesymbole. Die Sendeenergie der Symbole ist hierbei im Mittel für alle Sendeantennen gleich und wird entsprechend der Anzahl an Antennen normiert zu  $\mathcal{E}\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = E_s/N_T\mathbf{I} = \sigma_x^2$ , wobei  $E_s$  der mittleren Sendeenergie des Senders entspricht. In Bezug auf die Übertragung wird der bereits angesprochene flache Fadingkanal (zeitliches + räumliches Fading) und ein additiver Rauschvektor  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  am Empfänger angenommen. Für letzteren werden hierbei i.i.d. gaußverteilte Zufallsvariablen einer Rauschleistungsdichte von  $N_0/2$  pro reeller Dimension ( $\mathcal{E}\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = N_0\mathbf{I}$ ) und einer resultierenden Varianz von  $\sigma_n^2 = N_0$  einbezogen. Der betrachtete Kanal wird als passiv sowie ergodisch angenommen und ist für die Simulationen vollständig gegeben durch die zugehörige Kanalmatrix  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$  mit komplexwertigen mittelwertfreien Elementen eines i.i.d. gaußverteilten Zufallsprozesses der Varianz 1. Für den Detektor wird idealisiert angenommen, dass  $\mathbf{H}$  und  $N_0$  perfekt im Empfänger bekannt sind. Mit diesen Festlegungen ergibt sich das Empfangssignal  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  zu

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.1)$$

mit der folgenden mehrdimensionalen Gaußverteilung der komplexen Empfangssignale (wie beispielsweise in [W05] ausgeführt):

$$p(\mathbf{y}|\mathbf{x}) = \frac{1}{(\pi N_0)^{N_R}} e^{-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2}{N_0}}. \quad (2.2)$$

Mit dem Signal-Rausch-Verhältnis ( $SNR = E_s/N_0$ ) am Empfänger ergibt sich für die mittlere Empfangsenergie pro Bit<sup>2</sup>  $E_b$  ein Verhältnis

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s N_R}{N_0 N_T L R_c},$$

welches zur Festlegung der Signalgüte bei den Simulationen herangezogen wird.

Zur Sicherstellung einer Vergleichbarkeit der im Rahmen dieser Arbeit gewonnenen Simulationsergebnisse soll ebenfalls ein weit verbreitetes Setup des Systems genutzt werden, identisch zu beispielsweise [HtB03, ZF06] [Zim07]. Die Untersuchungen werden durchgeführt für ein Rate  $1/2$  PCCC (parallel verketteter Faltungskode - ein sog. Turbokode [BGT93, HOP96]) mit 2 enthaltenen Faltungskodes, einem sog. Random Interleaving über die gesamte Kodewortlänge und  $(7_R, 5)$  Faltungskodepolynomen, wobei das mit  $R$  gekennzeichnete Polynom das (rekursive) Feedbackkodepolynom ist. Die Länge eines Blocks von Informationsbits wurde zu 9216 Bit (inklusive Tailbits) gewählt und sowohl Interleaver im Sender als auch Empfänger verschalten jeweils die Bits vollständiger Kodewortblöcke. Für die Übertragung wird ein sog. Gray Mapping und ein  $4 \times 4$  MIMO System ( $N_R = N_T = 4$ ) gewählt. Die Untersuchungen in dieser Arbeit wurden hierbei stets für eine 64 QAM durchgeführt. Der Empfang wird neben dem in dieser Arbeit betrachteten Detektor über einen

<sup>2</sup>Unter Vernachlässigung jeglicher Overheadbits der Übertragung existieren  $N_T L R_c$  Sendebits, wobei die mittlere Empfangsenergie  $E_s N_R$  ist ( $N_T$  Sendeantennen mit einer mittleren Sendeenergie von je  $E_s/N_T$ , ein verlustloser Kanal und  $N_R$  Empfangsantennen).

Turbodecoder [RVH95] basierend auf dem BCJR-Algorithmus [BCJR74] mit 8 internen Iterationen durchgeführt. Je nach betrachtetem Detektor und durchzuführenden Untersuchungen wird hierbei der Detektions↔Dekodierungs-Vorgang iterativ nach dem Turboprinzip [Hag02] durchgeführt. Für weiterführende Details sowie Analysen zum gewählten Simulationsmodell sei auf [HtB03] und [Zim07] verwiesen.

### Äquivalentes reellwertiges Systemmodell

Im Rahmen dieser Arbeit wird allgemein das im vorangegangenen Abschnitt eingeführte komplexwertige Systemmodell verwendet. In Hinblick auf die Detektion kann jedoch, je nach Anwendungsfall, ein reellwertiges Systemmodell von Vorteil sein und wurde hierfür auch in verschiedenen Umsetzungen verwendet, wie beispielsweise [GN06, JTM05, SYK08, WZB<sup>+</sup>06].

Allgemein kann das beschriebene komplexwertige Systemmodell in ein äquivalentes reellwertige Systemmodell überführt werden [DEGC03], womit sich Gleichung (2.1) zu

$$\underline{\mathbf{y}} = \begin{pmatrix} \Re(\mathbf{y}) \\ \Im(\mathbf{y}) \end{pmatrix}, \quad \underline{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \Re(\mathbf{x}) \\ \Im(\mathbf{x}) \end{pmatrix}, \quad \underline{\mathbf{n}} = \begin{pmatrix} \Re(\mathbf{n}) \\ \Im(\mathbf{n}) \end{pmatrix}, \quad \underline{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} \Re(\mathbf{H}) & -\Im(\mathbf{H}) \\ \Im(\mathbf{H}) & \Re(\mathbf{H}) \end{pmatrix},$$

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{x}} + \underline{\mathbf{n}}$$

ergibt. Mit der Überführung des Systems enthält das bei der Detektion zu lösende Gleichungssystem folglich nur reellwertige Komponenten, allerdings umfasst es auch die doppelte Anzahl an enthaltenen Zeilen. Für die in Folge betrachteten Detektionsverfahren resultieren jedoch unterschiedliche in der Literatur bekannte Auswirkungen, auf die an dieser Stelle kurz eingegangen werden soll.

Die durch die enthaltenen reellwertigen Elemente vereinfachten Rechenoperationen führen mit der Verdopplung der Anzahl an Gleichungen zu einem vergleichbaren Rechenaufwand der Detektion. Auswirkungen der Systemmodellauswahl auf die in Abschnitt 3.1 eingeführten Detektionsverfahren resultieren somit vor allem aus dessen Einfluss auf die Anzahl durchzuführender Suchschritte, die Leistungsfähigkeit der Verfahren und durchzuführende Verarbeitungsschritte. Bei Baumsuchverfahren der Breitensuche (siehe Abschnitt 3.1) hat die Verdopplung der Ebenenzahl bei einem M-Algorithmus mit gleichem  $M$  zusammen mit der zwischengelagerten Knotenauswahl einen positiven Einfluss auf die Leistungsfähigkeit (siehe z.B. [WZB<sup>+</sup>06]), welcher durch gezielte Anordnung der Gleichungen (siehe Abschnitt 3.3.2) vergrößert wird. Eine Analyse und Erläuterung dieses Sachverhaltes ist in [FW03] gegeben. Bei Baumsuchverfahren der Tiefensuche hingegen führt die Verdopplung der Ebenenanzahl zu einer mehr als verdoppelten Anzahl an Suchschritten (siehe z.B. [BBS<sup>+</sup>04]) und ist somit insgesamt nicht vorteilhaft. Bei der Bestimmung der Suchabfolge ermöglicht das reellwertige Systemmodell Vereinfachungen und eine Verringerung der durchzuführenden Suchschritte, wie in Abschnitten 3.3.1 und 4.1 dargelegt, ist allerdings auch mit Nachteilen wie einer suboptimalen Suchabfolge verbunden, siehe Abschnitt 4.1.

Maßgebliches Ziel dieser Arbeit ist die Reduktion der Anzahl an Suchschritten sowie des Rechenaufwandes eines Suchschrittes. Unter den Annahmen, dass

- eine vereinfachte Berechnung bei einem komplexwertigen Systemmodell nicht den doppelten Rechenaufwand des reellwertigen aufweist,
- die Suchabfolge auch in einem komplexwertigen Systemmodell ohne umfangreiche Berechnungen ermittelt werden kann, wie in Abschnitt 4.1 gezeigt wird,

ist durch die Verdoppelung der Ebenenanzahl insgesamt ein komplexwertiges Systemmodell unabhängig vom Detektionsverfahren vorteilhaft. Die Gültigkeit dieser Annahmen folgt aus den Resultaten der Abschnitte 4.1 und 4.2. Für Verfahren der Breitensuche und bei der Suchabfolge, bei denen bislang das reellwertige Systemmodell als vorteilhaft angesehen wurde, werden dennoch zur Verifikation entsprechende Betrachtungen mit einbezogen. Soweit nicht gesondert vermerkt wird daher ein komplexwertiges Systemmodell verwendet. Die entwickelten Verfahren und Techniken sind durch die Äquivalenz darüber hinaus weitgehend für reell- und komplexwertige Systemmodelle gültig.

## 2.2 MIMO Detektion

Aufgabe der MIMO Detektion in dem betrachteten Systemmodell ist die Bestimmung von Sendesymbolen  $\hat{\mathbf{x}}$ , welche mit möglichst hoher Wahrscheinlichkeit zu den empfangenen Symbolen  $\mathbf{y}$  nach Gleichung (2.1) geführt haben. Der Kanal  $\mathbf{H}$  wird hierbei als ideal bekannt und das Rauschen  $\mathbf{n}$  als unbekannt angenommen. Zur Detektion der übertragenen Symbole sind eine Vielzahl von Ansätzen bekannt.

Unter der Voraussetzung, dass bei der Detektion keine Zuverlässigkeitswerte für die übertragenen Bitwerte ermittelt werden müssen und dass keine A-Priori Information für diese existiert, kann das am wahrscheinlichsten gesendete Signal durch die sog. Maximum-Likelihood (ML) Detektion [vE76] bestimmt werden:

$$\hat{\mathbf{x}}^{\text{ML}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \mathcal{V}} \{P(\mathbf{x}|\mathbf{y})\}, \quad (2.3)$$

$$= \arg \max_{\mathbf{x} \in \mathcal{V}} \{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|\}. \quad (2.4)$$

Eine direkte Möglichkeit zur Schätzung der gesendeten Daten ohne die für Gleichung (2.4) benötigte NP-Schwere Suche [vEB81] über alle validen  $\mathbf{x} \in \mathcal{V}$  ist die Invertierung der Auswirkungen des bekannten Kanals über lineare Filter [WFGV98], kombiniert mit einer nachgelagerten Auswahl des wahrscheinlichsten Sendesignales:

$$\hat{\mathbf{x}} = [\tilde{\mathbf{x}}]_x; \quad \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{G}\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{G}\mathbf{n} = \mathbf{\Psi}\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}}.$$

Hierbei entspricht  $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$  der Filtermatrix,  $\mathbf{\Psi} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$  der verbleibenden Interferenz zwischen den Symbolen,  $\tilde{\mathbf{n}}$  dem resultierenden Rauschen und  $[\cdot]_x$  der sog. Hard Decision - einer Rundung der ermittelten Symbole mit kontinuierlichem Wertebereich auf

valide diskrete Sendesymbole. Zur Festlegung der enthaltenen Filtermatrix sind im Wesentlichen zwei Verfahren verbreitet. Für die sog. Zero Forcing (ZF) Detektion wird z.B. durch Bildung der Pseudo-Inversen [SB07] der bekannte Einfluss des Kanals herausgerechnet, wobei sich die Filtermatrix zu

$$\mathbf{G}_{\text{ZF}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$$

ergibt. Der zweite Ansatz ist die sog. Minimum Mean Squared Error (MMSE) Detektion [Hay01]. Durch Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers  $\mathbf{G} = \arg \min_{\mathbf{G}} E \{ \|\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{x}\|^2 \}$  zwischen dem Sendesignal  $\mathbf{x}$  und dem geschätzten Signal  $\tilde{\mathbf{x}}$  kann der Einfluss der Filtermatrix auf das Rauschen mit berücksichtigt und so der verbleibende Detektionsfehler minimiert werden. Die Filtermatrix ergibt sich hierdurch unter Einbeziehung der mittleren Rauschleistung zu

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} - \sigma^2 \mathbf{I}_{N_T})^{-1} \mathbf{H}^H.$$

Mit der beschriebenen auf die Sendeantennen normierten Sendeleistung (pro Antenne  $E_s/N_T$ ) und der Rauschleistung  $\sigma_n^2 = N_0$  ergibt sich hierbei für die MMSE Detektion ein  $\sigma^2$  von

$$\sigma^2 = \sigma_n^2 / \sigma_x^2 = \frac{N_T N_0}{E_s}. \quad (2.5)$$

Für die betrachtete kodierte Übertragung können bei der Detektion ermittelte Zuverlässigkeitswerte vorteilhaft für die anschließende Fehlerkorrektur genutzt werden. Als Erweiterung der vorangehend beschriebenen Hard-Output Verfahren soll daher im Rahmen dieser Arbeit weitestgehend die Soft-Output Detektion betrachtet werden. Ein herkömmlicher Ansatz zur Einbeziehung von Zuverlässigkeitswerten ist die Nutzung der sog. Log-Likelihood-Ratios (L-Werte) nach [HOP96]. Hierbei werden die Zuverlässigkeitswerte der Bit  $c_{m,l}$  zu

$$L_{\text{Det}}(c_{m,l}|\mathbf{y}) = \ln \left( \frac{P(c_{m,l} = +1|\mathbf{y})}{P(c_{m,l} = -1|\mathbf{y})} \right) \quad (2.6)$$

definiert, wodurch die Aufgabe des Detektors in eine möglichst genaue Bestimmung der Wahrscheinlichkeiten  $P(c_{m,l} = \pm 1|\mathbf{y})$  überführt wird. Basierend auf den L-Werten des Detektors wird über den Kanaldekoder eine Fehlerkorrektur durchgeführt und hierauf aufbauend die am wahrscheinlichsten übertragenen Informationsbits festgelegt.

Diese nachgelagerte Dekodierung ermöglicht über die eigentliche Fehlerkorrektur hinaus eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit<sup>3</sup> des Empfängers über die iterative Detektion↔Dekodierung nach dem Turboprinzip [HOP96], welche in Abbildung 2.2 dargestellt ist. Im Anschluss an einen ersten Detektions-Dekodierungs-Durchlauf werden hierbei die Ergebnisse der Dekodierung als A-Priori Information für einen weiteren Detektions-Dekodierungs-Durchlauf genutzt. Der iterative Detektions↔Dekodierungs Prozess nach [HOP96] besteht somit aus zwei Verarbeitungsblöcken - der Detektion und

<sup>3</sup>Ermöglichen einer als fehlerfrei angenommenen Übertragung ( $\text{BER} \leq 10^{-5}$ ) bei einer schlechteren Güte des Empfangssignals (kleineres  $E_b/N_0$ ).

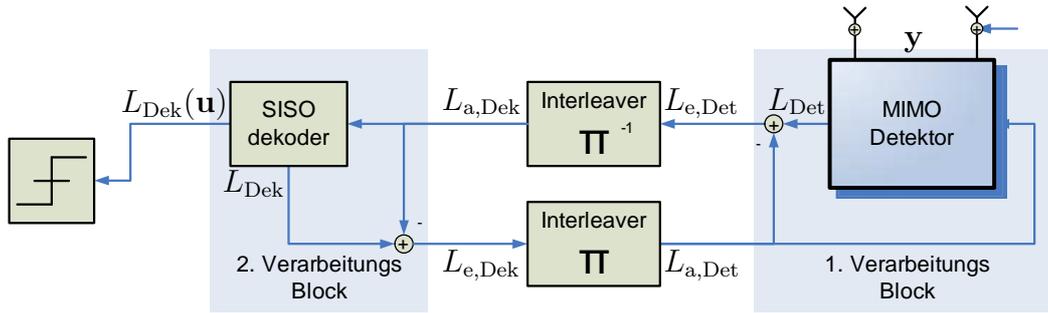


Abbildung 2.2: Aufbau eines Turbo-Empfängers auf Basis der iterativen Detektion $\leftrightarrow$ Dekodierung.

der Dekodierung - welche dem jeweils nachfolgenden Verarbeitungsblock die Extrinsische Information als A-Priori zur Verfügung stellen. Analog zum Dekoder ermittelt der Detektor die sog. A-Posteriori Information über die Berechnung der L-Werte. Diese ergibt sich mit der Definition des Turboverfahrens [HOP96] aus der Summe von A-Priori Information und Extrinsischen Information:

$$\underbrace{\ln \frac{P(c_{m,l} = +1|\mathbf{y})}{P(c_{m,l} = -1|\mathbf{y})}}_{\text{A-Posteriori Information}} = \underbrace{\ln \frac{P(c_{m,l} = +1)}{P(c_{m,l} = -1)}}_{\text{A-Priori Information}} + \underbrace{\ln \frac{p(\mathbf{y}|c_{m,l} = +1)}{p(\mathbf{y}|c_{m,l} = -1)}}_{\text{Extrinsische Information}},$$

$$L_{\text{Det}}(c_{m,l}|\mathbf{y}) = L_{\text{a,Det}}(c_{m,l}) + L_{\text{e,Det}}(c_{m,l}|\mathbf{y}),$$

womit die Extrinsische Information im Anschluss an die Detektion durch Subtraktion der A-Priori Information bestimmt werden muss.

Dieses Kapitel soll einen Überblick über die für diese Arbeit wesentlichen grundlegenden Ansätze zur Berechnung der A-Posteriori Information (engl. a posteriori probability - APP) bzw. der hierfür benötigten Bitwahrscheinlichkeiten geben. Die im Rahmen dieser Arbeit einbezogenen grundlegenden Ansätze sind allesamt Stand der Technik und daher in der Literatur umfangreich untersucht und beschrieben. An dieser Stelle sollen die Verfahren daher nur kurz aufgeführt werden - für weiterführende Beschreibungen sei auf die entsprechende Literatur verwiesen. Die folgenden Betrachtungen beziehen sich ausnahmslos auf den Detektor-Verarbeitungsblock, so dass auf eine entsprechende Kennzeichnung mit  $_{\text{Det}}$  der Übersichtlichkeit halber verzichtet wird.

### 2.2.1 A Posteriori Probability (APP) Detektion

Die Ermittlung der A-Posteriori Wahrscheinlichkeiten bzw. L-Werte des Detektors nach Gleichung (2.6) erfolgt unter Einbeziehung aller potentiell möglichen Symbole und wird oft als optimale Detektion bezeichnet. Die Berechnung ergibt sich, wie aus [HtB03] bzw. Anhang A ersichtlich<sup>4</sup>, zu:

<sup>4</sup>Durch Kombination von Gleichung (A.1) mit  $\ln(P(\mathbf{x}|c_{m,l} = b))$  nach Gleichung (A.4) und der Dichtefunktion des Rauschens (Gleichung (2.2)); analog zur Herleitung der maxLogAPP Näherung in Gleichung (A.5)

$$L(c_{m,l}|\mathbf{y}) = L_a(c_{m,l}) + \ln \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{V}_{m,l}^{+1}} \exp \left( -\frac{1}{N_0} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 + \frac{1}{2} \sum_{i,j \neq m,l} c_{i,j}(\mathbf{x}) L_a(c_{i,j}) \right)}{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{V}_{m,l}^{-1}} \exp \left( -\frac{1}{N_0} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 + \frac{1}{2} \sum_{i,j \neq m,l} c_{i,j}(\mathbf{x}) L_a(c_{i,j}) \right)}. \quad (2.7)$$

### 2.2.2 maxLogAPP Detektion

Durch Abschätzung der APP Detektion über die erste Näherung des Logarithmus lässt sich die Berechnung der L-Werte deutlich vereinfachen [RVH95]. Mit der max-log Approximation von (2.7) ergibt sich die Berechnung, wie im Anhang A ausgeführt, zu:

$$L(c_{m,l}|\mathbf{y}) \approx -\frac{1}{N_0} \min_{\mathbf{c}|c_{m,l}=+1} \{\lambda_0\} + \frac{1}{N_0} \min_{\mathbf{c}|c_{m,l}=-1} \{\lambda_0\}, \quad (2.8)$$

$$\lambda_0(\mathbf{y}, \mathbf{c}, \mathbf{L}_a) = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{c})\|^2 - \frac{N_0}{2} \sum_{i=0}^{N_T-1} \sum_{j=1}^L c_{i,j} L_a(c_{i,j}), \quad (2.9)$$

wobei nur die wahrscheinlichsten Sendesymbole für jeden Bitwert für die Berechnung über ihre Metrik  $\lambda_0$  betrachtet werden müssen.

### 2.2.3 Detektion auf Basis einer Baumsuche

Grundlegend für die Bestimmung der L-Werte nach (2.8) ist die Bestimmung der wahrscheinlichsten Sendesymbole  $\mathbf{x}(\mathbf{c})$ , mit  $\mathbf{c} = \arg \min_{\mathbf{c}|c_{m,l}=\pm 1} \{\lambda_0\}$ . Ein verbreiteter Ansatz die

Suche nach diesen Symbolen zu vereinfachen ist die Überführung der Detektion auf einen Suchbaum über z.B. die QR-Zerlegung der Kanalmatrix  $\mathbf{H}$ . Durch angepasste Suchmethoden ist die Ermittlung der wahrscheinlichsten Sendesymbole möglich, ohne Analyse aller potentiellen Sendesymbole. Aufgrund dieser Eigenschaft ist das Verfahren besonders interessant für eine aufwandsgünstige MIMO Detektion und bildet die Grundlage für diese Arbeit. Eine ausführliche Beschreibung ist daher in den folgenden Kapiteln gegeben.

### 2.2.4 Detektion auf Basis von Interference Cancellation

Ein weiterer Ansatz Symbole für (2.8) mit geringem Suchaufwand zu bestimmen ist das sog. Sukzessive Interference Cancellation (SIC) [WFGV98, Fos96, GFVW99]. Hierbei werden zur Bestimmung der gesendeten Bitwerte die einzelne Sendesymbole nacheinander über die Detektionshypothese (ML Lösung nach 2.3) geschätzt und die hieraus resultierende Interferenz von den übrigen Symbolen entfernt. Dies wird solange fortgesetzt, bis alle Symbole  $\hat{\mathbf{x}}^{\text{SIC}}$  detektiert wurden. Zur Bestimmung der Zuverlässigkeitsinformationen ist zudem eine Bestimmung der zugehörigen  $\lambda_0$  und die Ermittlung von Gegenhypthesen, mit  $c_{m,l} \neq c_{m,l}^{\text{SIC}}$ , z.B. über entsprechende bedingte (bei vorgegebenem  $c_{m,l}$ ) Suchen erforderlich. Für die Umsetzung der SIC Detektion existieren hierbei eine Vielzahl verschiedener

Ansätze. Im Rahmen dieser Arbeit soll die SIC Detektion nur vergleichend zur Baumsuche mit einbezogen werden. Aus diesem Grund wird ausschließlich eine SQRD (siehe Abschnitt 3.3.2) basierte SIC mit MMSE Vorverarbeitung betrachtet [Zim07], welche mit vergleichbaren Verarbeitungsschritten wie die Baumsuche durchgeführt werden kann [W05]. Hierbei entspricht die SIC Lösung z.B. dem ersten Blatt, welches bei einer (bedingten) Tiefensuche ermittelt wurde und somit dem schlechtest möglichen Ergebnis der Tiefensuche (äquivalent zu einem M-Alg mit  $M = 1$ ). Wie in [Zim07] bzw. [W05] diskutiert, ist der Rechenaufwand, welcher aus der Bestimmung der Detektionshypothese  $\hat{\mathbf{x}}^{\text{SIC}}$  resultiert, vergleichbar zu dem Rechenaufwand der linearen Detektion. Der Rechenaufwand einer sog. Soft-SIC, z.B. durch Bestimmung aller Gegenhypothesen über bedingte Suchen, ist jedoch um ein Vielfaches größer [BZF06]. Resultierend hieraus wird als Referenz eine SIC Detektion kombiniert mit einem Klipping der L-Werte gewählt, welches analog zum Klipping der Baumsuchverfahren (siehe Abschnitt 3.1) festgelegt wird.

Darüber hinaus existieren eine Vielzahl weiterer Verfahren, auf die an dieser Stelle jedoch ebenfalls nicht weiter eingegangen werden soll. Für eine Beschreibung weiterer Verfahren sei daher gleichermaßen auf Standard Literatur verwiesen.

## 2.3 Problembeschreibung

Ziel dieser Arbeit ist, wie bereits eingehend aufgeführt, die Mitwirkung an der Entwicklung von aufwandsgünstigen MIMO Detektoren. Hierbei sollen sich die angestrebten Detektoren insbesondere durch eine möglichst hohe Leistungsfähigkeit im Sinne der Detektionsperformance (Signalgüte, ab welcher eine Detektion als fehlerfrei angenommen werden kann) und durch einen möglichst hohen Durchsatz auszeichnen. Zielfehlerrate diesbezüglich ist ein BER von  $10^{-5}$ . Für einen möglichst universellen Einsatzbereich sollen die Detektoren zudem prinzipiell möglichst flexibel anpassbar sein, in beispielsweise Leistungsfähigkeit, Durchsatz, Konstellationsgröße und Umfang des Mehrantennensystems. In Hinblick auf die einbezogene kodierte Übertragung, eine mögliche Steigerung der Detektionsperformance durch iterative Detektion  $\leftrightarrow$  Dekodierung und einen möglichst geringen Rechenaufwand soll als Grundlage für die Detektion die maxLogAPP Detektion dienen. Als Ansatz zur Bestimmung günstiger Sendevektoren mit vermindertem Rechenaufwand wurde die Abbildung auf eine Baumsuche gewählt.

Mit der Annahme einer gegebenen Vor- und Nachverarbeitung, für z.B. die QR-Zerlegung oder die Dekodierung, und dem definierten Systemmodell liegt die Aufgabenstellung in der Entwicklung günstiger Baumsuchverfahren. In der Literatur bekannte Baumsuchverfahren weisen bei hohen Konstellationsgrößen und umfangreichen MIMO Systemen einen reduzierten aber immer noch hohen Rechenaufwand auf, welcher maßgeblich durch die Anzahl und den Umfang der zu analysierenden Sendesymbole sowie durch für den Suchablauf benötigte Verarbeitungsschritte gegeben ist. Basierend auf den gegebenen Anforderungen und den vorangehend aufgelisteten und detailliert z.B. in [Zim07] ausgeführten Ansätzen zur MIMO Detektion sollen im Rahmen dieser Arbeit bekannte Baumsuchverfahren weiterentwickelt

werden, zur Steigerung ihrer Effizienz bei einer potentiellen Implementierung.

Für die Evaluierung wird die Effizienz als Verhältnis zwischen Nutzen und Aufwand der Detektorumsetzung festgelegt, welche es bei den durchzuführenden Untersuchungen zu steigern gilt. Nutzen der Detektion sind insbesondere der Durchsatz und die Leistungsfähigkeit der Detektion, aber auch nicht näher quantisierbare Aspekte, wie die Flexibilität der Umsetzung. Der Aufwand bzw. die Komplexität der Detektion ist insbesondere durch den Flächen- und Leistungsbedarf der Detektion gegeben, welcher allerdings auf Basis von algorithmischen Betrachtungen nur schwer bestimmbar ist. Als Näherung dieser Kosten soll daher im Folgenden der Rechenaufwand und im Speziellen die Anzahl und der Umfang der durchzuführenden Verarbeitungsschritte, wie beispielsweise Knotenanalysen oder Sortierungen dienen. Die angestrebte Verbesserung der Effizienz kann somit durch eine Steigerung des Nutzens und/oder eine Verringerung der Kosten erreicht werden, wodurch sich die Problemstellung bzw. Aufgabenstellung für diese Arbeit wie folgt ergibt:

- Analyse und sofern möglich Optimierung/Weiterentwicklung bekannter Baumsuchverfahren und Ansätze zur Reduktion des Suchumfangs für eine weitere Reduktion des Rechenaufwandes der Detektion bei vergleichbarer oder verbesserter Leistungsfähigkeit.
- Entwicklung eines Konzeptes für einen flexiblen und aufwandsgünstigen MIMO Detektor auf Basis eines applikationsspezifischen Instruktionssatz Prozessors (ASIP).
- Steigerung der Effizienz einer potentiellen Detektorumsetzung durch:
  - Untersuchen und Entwickeln von Verfahren zur Optimierung des Suchablaufes mit dem Ziel einer Reduktion von Analysen potentieller Sendesymbole, welche keinen Beitrag zum Suchablauf oder zur Berechnung der Zuverlässigkeitsinformationen liefern.
  - Untersuchen und Entwickeln von Verfahren zur Reduktion des Rechenaufwandes, welcher beispielsweise zur Analyse potentieller Sendesymbole oder zur Festlegung des Suchablaufes erforderlich ist.
  - Steigerung der Effizienz der angestrebten ASIP Umsetzung durch Parallelisierungen, wie einer vektorisierten Verarbeitung von Detektionsprozessen.
- Ermöglichen einer aufwandsgünstigen Detektion auch bei großen Konstellationsgrößen und MIMO Systemen, wie der gewählten 64 QAM bei einem  $4 \times 4$  MIMO System.
- Auswahl eines geeigneten günstigen Baumsuchverfahrens für eine potentielle Implementierung.
- Untersuchen der Auswirkungen des entwickelten Prozessorkonzeptes und einer zu wählenden Fixed-Point Umsetzung auf die Leistungsfähigkeit und den Suchumfang der Detektion.