

René Habendorf

Vorentzerrung für die  
räumlich überlagerte Kommunikation  
mit verteilten Empfängern



Beiträge aus der Informationstechnik

**René Habendorf**

**Vorentzerrung für die  
räumlich überlagerte Kommunikation  
mit verteilten Empfängern**

 VOGT

Dresden 2008

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.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2008

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation „Vorentzerrung für die räumlich überlagerte Kommunikation mit verteilten Empfängern“ von René Habendorf überein.

Besuchen Sie uns im Internet:  
[www.vogtverlag.de](http://www.vogtverlag.de)

© Jörg Vogt Verlag 2008  
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor  
Printed in Germany

ISBN 978-3-938860-21-2

Jörg Vogt Verlag  
Niederwaldstr. 36 · 01277 Dresden

Telefon: +49-(0)351-31403921  
Telefax: +49-(0)351-31403918  
Email: [info@vogtverlag.de](mailto:info@vogtverlag.de)

Technische Universität Dresden

**Vorentzerrung für die  
räumlich überlagerte Kommunikation  
mit verteilten Empfängern**

**René Habendorf**

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. habil. Helmut Schreiber

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Gerhard Fettweis  
Prof. Dr.-Ing. Karl-Dirk Kammeyer  
Prof. Dr. Andreas Fischer

Tag der Einreichung: 14.07.2008

Tag der Verteidigung: 25.11.2008



# Abstract

Next generation mobile communications systems will include signal processing concepts where one or multiple cooperating network entities transmit jointly to decentralized non-cooperating mobile receivers. In such a scenario, multiple antennas at the transmitter side allow to exploit the spatial diversity, enabling several parallel data streams to be transmitted to different users sharing the same frequency band and time instant, which results in a significant increase in spectral efficiency. This thesis focuses on transmitter-side pre-equalization techniques for the joint signal processing necessary to mitigate multiuser interference in such scenarios.

Linear pre-equalization is mainly based on minimizing the mean square error between the transmitted and received signal, and thus on reconstructing the modulated symbol sequence. A nonlinear optimization scheme is presented, which computes the transmit signal by minimizing the mean bit error probability at the receiver output directly. The method exploits the degrees of freedom given by the outer constellation symbols for efficient interference mitigation.

Following the paradigm of dirty paper coding, the application of a modulo operation at the receivers realizes a cyclic extension of the signal constellation. Precoding techniques for modulo detectors perform a tree search to select appropriate signal representations out of this cyclically extended constellation. However, an optimum precoding results in a complexity which increases exponentially in the number of dimensions. By incorporating the statistical properties of modulo arithmetic in tree search algorithms, significant improvements are obtained regarding the complexity-performance tradeoff. In case of high spatial correlation, the application of lattice basis reduction methods significantly increases the performance in systems with an upper bounded complexity.

The performance of transmitter-side pre-equalization in combination with channel coding in the context of frequency selective channels is relevant for practical implementation. It is shown that nonlinear precoding for cyclic extended constellation regions yields superior results.

The channel reciprocity necessary to realize transmitter-side channel state information in time division duplex systems usually does not hold in practice due to different analog frontends at both sides of the communication link. Thus, practical implementations require transceiver calibration. Robust pre-equalization techniques are proposed which incorporate the statistical properties of imperfect transceiver calibration into the design of the precoding filters.

An important problem in multicarrier systems is the high dynamic range which degrades the efficiency of RF components at transmitter and receiver and leads to an increased hardware cost. The nonlinear precoding is extended by an algorithm to decrease signal peaks and thus reduce the signal dynamics exploiting alternative equivalent signal representations in the cyclic extended modulo-constellation.



# Kurzfassung

Im Mittelpunkt der Arbeit stehen Verfahren zur sendeseitigen Vorentzerrung für die drahtlose Datenübertragung von einem Sender zu mehreren nicht kooperierenden Empfängern. Ein praktischer Anwendungsfall ist die Abwärtsstrecke eines Mehrnutzer-Kommunikationssystems mit zentralen Zugangsknoten wie z. B. Mobilfunksysteme oder *Wireless Local Area Network* (WLAN)-Netze.

Bei der *linearen* Vorentzerrung werden häufig indirekte Kenngrößen für die Übertragungsqualität, wie z. B. der mittlere quadratische Fehler der vom Detektor beobachteten modulierten Symbole, optimiert. In der Arbeit werden das Kriterium einer *direkten* sendeseitigen Minimierung der Bitfehlerrate unter Ausnutzung der Randbereiche begrenzter Signalkonstellationen untersucht und effiziente Methoden für die rechen-technische Umsetzung entwickelt.

Dem Paradigma der *Dirty Paper*-Codierung folgend wird in der *nichtlinearen* Vorcodierung eine zyklisch erweiterte Konstellation durch den Einsatz einer Modulo-Operation am Eingang des Detektors realisiert. Der Entwurf effektiver Verfahren zur Berechnung eines vorentzerrten Sendesignals für Modulo-Empfänger bildet einen weiteren Schwerpunkt dieser Arbeit. Es werden Baumsuchverfahren für eine effiziente Lösung des Gitter-Decodierproblems zur Bestimmung optimaler Signalrepräsentanten in der erweiterten Konstellation untersucht. Durch Anpassung der Baumsuche an die statistischen Eigenschaften der Modulo-Operation können erhebliche Verbesserungen des Verhältnisses von Aufwand und Komplexität erzielt werden.

Für den Einsatz der sendeseitigen Vorentzerrung in praktischen Systemen ist deren Leistungsfähigkeit in Verbindung mit Kanalcodierung und frequenzselektiven Mobilfunkkanälen entscheidend. Es wird gezeigt, dass die nichtlineare Vorcodierung für zyklisch erweiterte Konstellationen sehr gute Ergebnisse erzielt. In Verbindung mit räumlich korrelierten Kanälen kann die Leistungsfähigkeit der Vorcodierung zudem durch Anwendung der Gitterbasisreduktion erheblich gesteigert werden.

Die für die Realisierung der sendeseitigen Kanalkennntnis in TDD-Systemen gewünschte Reziprozität des Übertragungskanals ist in praktischen Systemen aufgrund unterschiedlicher Sende- und Empfangskomponenten im Allgemeinen nicht gegeben und erfordert entsprechende Kalibrierungsmethoden. In der Arbeit wird eine robuste Vorentzerrung unter Einbeziehung der statistischen Eigenschaften des Kalibrierungsfehlers entworfen.

In Mehrträgersystemen stellt der große Dynamikbereich hohe Anforderungen an die Hochfrequenzkomponenten der Sender und Empfänger. Daher wird ein auf die Vorcodie-

rung aufbauendes Verfahren zur Reduzierung der Spitzenleistung in Mehrträgersystemen unter Ausnutzung der zyklisch erweiterten Konstellation vorgestellt. Numerische Ergebnisse zeigen eine erhebliche Reduktion des Dynamikbereichs.

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Vodafone Stiftungslehrstuhl Mobile Nachrichtensysteme der Technischen Universität Dresden. Ich möchte mich an dieser Stelle ganz herzlich bei Professor Gerhard Fettweis für die Ermöglichung und Betreuung der Promotion sowie die zahlreichen wertvollen Anregungen bedanken. Herrn Professor Karl-Dirk Kammeyer und Professor Andreas Fischer gilt mein besonderer Dank für die Anfertigung der Gutachten sowie ihr reges Interesse an meiner Arbeit.

Allen Kollegen und Freunden am Vodafone Stiftungslehrstuhl danke ich für die angenehme Zeit sowie das fruchtbare fachliche Umfeld, welches sehr zur erfolgreichen Erstellung dieser Arbeit beigetragen hat. In besonderem Maße haben daran Dr. Wolfgang Rave, Dr. Ernesto Zimmermann und Dr. Ralf Irmer Anteil.

Auf dem Gebiet der numerischen Optimierung hatte ich hervorragende Unterstützung durch Professor Andreas Fischer und Fred Richter von der Fachrichtung Mathematik der TU Dresden. Ihnen danke ich für die vielen wertvollen Diskussionen, die mich in der Erschließung dieses Themenbereichs sehr vorangebracht haben.

Ebenso gilt mein Dank der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) für die Förderung weiter Teile dieser Arbeit im Rahmen des Schwerpunktprogramms AKOM (Adaptivität in heterogenen Kommunikationsnetzen mit drahtlosem Zugang).

Bedanken möchte ich mich auch bei den zahlreichen Studenten, die ich während meiner Promotionszeit betreuen durfte. Ich freue mich besonders, dass die von mir betreuten Diplomstudenten Ines Riedel, Fred Richter und Jörg Holfeld nun als wissenschaftliche Mitarbeiter am Vodafone Stiftungslehrstuhl ebenfalls die Promotion anstreben.

Für das Korrekturlesen früherer Versionen dieser Arbeit bin ich meiner Kollegin Ines und meinen Kollegen Ernesto, Wolfgang, Fred, Steffen und Patrick für die investierte Zeit und ihre hilfreichen Kommentare sehr zu Dank verpflichtet.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei meiner Familie und meinen Freunden bedanken, die mich all die Jahre großartig unterstützt haben. Ein ganz besonderer Dank gilt meiner lieben Cornelia für ihr unerschöpfliches Verständnis während der gesamten Promotionsphase. Die gemeinsame Zeit mit ihr gab mir immer wieder Aufmunterung und innere Kraft für die Fertigstellung dieser Arbeit.

Dresden, im November 2008

René Habendorf



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abstract/Kurzfassung</b>	<b>i</b>
<b>Danksagung</b>	<b>v</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>x</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>xiv</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>xv</b>
<b>Verzeichnis der verwendeten Symbole</b>	<b>xviii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Gliederung . . . . .	2
1.2 Notation . . . . .	2
<b>2 Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1 Systemmodell . . . . .	8
2.1.1 Modulation . . . . .	8
2.1.2 MIMO-Kanalmodell . . . . .	9
2.1.3 Störabstandsmaß . . . . .	13
2.2 Äquivalentes reellwertiges Systemmodell . . . . .	13
2.3 Sendeseitige Kanalkenntnis . . . . .	14
2.3.1 Kanalreziprozität in TDD-Systemen . . . . .	14
2.3.2 Sendeseitige Kanalkenntnis durch Feedback . . . . .	15
<b>3 Vorentzerrung für lineare Empfänger</b>	<b>17</b>
3.1 Lineare Vorentzerrung . . . . .	17
3.1.1 Matched Filter (TxMF) . . . . .	18
3.1.2 Zero-Forcing-Sendefilter (TxZF) . . . . .	19
3.1.3 Wiener Sendefilter (TxWF) . . . . .	21
3.1.4 Leistungsfähigkeit der linearen Vorentzerrung . . . . .	24
3.2 Optimierung des Sendesignals mit Restriktionen . . . . .	25
3.3 Optimierung des Empfangssignals mit Restriktionen . . . . .	30

3.3.1	Konvexität der Zielfunktion . . . . .	32
3.3.2	Konvexität der zulässigen Menge . . . . .	33
3.3.3	Globales Optimum . . . . .	34
3.3.4	Lagrange-Funktion und KKT-Bedingungen . . . . .	35
3.3.5	Lösung durch das Trust-Region-Dogleg-Verfahren . . . . .	38
3.4	Optimierung des Sendesignals ohne Restriktionen . . . . .	43
3.4.1	Mehrwertige Modulation . . . . .	45
3.5	Optimierung des Empfangssignals ohne Restriktionen . . . . .	47
3.6	Numerische Ergebnisse . . . . .	49
3.7	Zusammenfassung . . . . .	57
<b>4</b>	<b>Vorentzerrung für nichtlineare Modulo-Empfänger</b>	<b>59</b>
4.1	Grundlagen der Dirty-Paper-Codierung . . . . .	59
4.1.1	Übertragung mit periodisch fortgesetztem Signalalphabet . . . . .	63
4.2	Nichtlinearer Modulo-Empfänger . . . . .	66
4.3	Modulo-Rückkopplungsstrukturen . . . . .	68
4.4	Tomlinson-Harashima-Vorcodierung . . . . .	70
4.4.1	Zero-Forcing-TH-Vorcodierung . . . . .	70
4.4.2	Wiener-Filter-TH-Vorcodierung . . . . .	72
4.4.3	Vorcodierung mit sortierter Matrix-Zerlegung . . . . .	72
4.4.4	Leistungsfähigkeit der TH-Vorcodierung . . . . .	77
4.4.5	Anmerkungen zur komplexwertigen TH-Vorcodierung . . . . .	81
4.5	Vektor-Vorcodierung . . . . .	83
4.5.1	Linearisiertes Modell der Vorcodierung für Modulo-Empfänger . . . . .	83
4.5.2	Zero-Forcing-Vektor-Vorcodierung . . . . .	84
4.5.3	Wiener-Filter-Vektor-Vorcodierung . . . . .	85
4.5.4	Gitter-Decodierproblem und Baumsuchverfahren . . . . .	88
4.5.5	Vektor-Vorcodierung mit Gitterbasisreduktion . . . . .	89
4.6	Leistungsfähigkeit der Vektor-Vorcodierung . . . . .	93
4.7	Verallgemeinerte Struktur der nichtlinearen Vorcodierung . . . . .	97
4.7.1	Implementierungsaspekte . . . . .	98
4.8	Baumsuchverfahren für die Vektor-Vorcodierung mit reduzierter Komplexität	101
4.8.1	Terminologie der Baumsuchverfahren . . . . .	101
4.8.2	Enumerationsstrategie . . . . .	103
4.8.3	Klassifizierung der Baumsuchverfahren . . . . .	104
4.8.4	Reduzierung der mittleren Komplexität der Tiefensuche . . . . .	105
4.8.5	Vektor-Vorcodierung mit begrenzter Komplexität . . . . .	117
4.9	Zusammenfassung . . . . .	124

<b>5</b>	<b>Systemspezifische Aspekte</b>	<b>127</b>
5.1	Vorentzerrung bei nicht idealer Transceiver-Kalibrierung . . . . .	127
5.1.1	Erweitertes Kanalmodell . . . . .	128
5.1.2	Lineare Vorentzerrung bei nicht idealer Kalibrierung . . . . .	132
5.1.3	Vorentzerrung für Modulo-Empfänger bei nicht idealer Kalibrierung	134
5.1.4	Simulationsergebnisse . . . . .	134
5.2	Vorentzerrung für CDMA-Systeme . . . . .	136
5.3	Vorentzerrung für OFDM-Systeme . . . . .	137
5.3.1	OFDM-Systemmodell . . . . .	137
5.3.2	Vorentzerrung und Kanalcodierung . . . . .	138
5.3.3	Vektor-Vorcodierung mit reduziertem PAPR . . . . .	144
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>151</b>
<b>A</b>	<b>Mathematische Grundlagen und Herleitungen</b>	<b>155</b>
A.1	Matrixinversionslemma . . . . .	155
A.2	Wirtinger Kalkül . . . . .	155
A.2.1	Cauchy-Riemannsche Differenzierbarkeitsbedingungen . . . . .	155
A.2.2	Wirtinger-Ableitung . . . . .	156
A.3	Funktionsapproximationen . . . . .	158
A.3.1	Exponentialfunktion . . . . .	158
A.3.2	Komplementäre Gaußsche Fehlerfunktion . . . . .	159
A.4	Lineare Vorentzerrung . . . . .	161
A.4.1	Herleitung des ZF-Sendefilters $T_xZF$ . . . . .	162
A.4.2	Herleitung des Wiener Sendefilters $T_xWF$ . . . . .	163
<b>B</b>	<b>Numerische Optimierung</b>	<b>165</b>
B.1	Optimierung ohne Restriktionen . . . . .	165
B.1.1	Optimalitätsbedingungen . . . . .	167
B.1.2	Linienoptimierung . . . . .	167
B.1.3	Bestimmung der Suchrichtung . . . . .	170
B.1.4	Trust-Region-Verfahren . . . . .	175
B.2	Nichtlineare Optimierung mit Restriktionen . . . . .	180
B.2.1	Quadratische Programmierung . . . . .	183
B.2.2	Sequentielle Quadratische Programmierung (SQP) . . . . .	184
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>184</b>
	<b>Literaturverzeichnis des Autors</b>	<b>207</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Konfigurationen von Mehrantennensystemen . . . . .	6
2.2	Blockschaltbild eines Mehrnutzer-Systems in der Abwärtsstrecke . . . . .	8
2.3	Signalraumdiagramm der 4-/16-QAM-Modulation . . . . .	9
2.4	Verteilungsfunktion der Konditionszahl $\kappa$ für räumlich korrelierte Kanäle, $U=N_t=4$ . . . . .	12
3.1	Systemmodell der linearen Vorentzerrung . . . . .	17
3.2	Bitfehlerrate der linearen Vorentzerrung, $U = N_t = 2$ , 4-/16-QAM . . . . .	24
3.3	Bitfehlerrate der linearen Vorentzerrung, $U = N_t = 4$ , 4-/16-QAM . . . . .	24
3.4	Verzerrtes unverraushtes Empfangssymbol $\check{d}$ am Eingang des Entscheiders	25
3.5	Entscheidungsgebiete der Inphasenkomponente einer Gray-codierten 4- QAM-Modulation . . . . .	27
3.6	Wahrscheinlichkeitsdichte des verrauschten reellwertigen Empfangssymbols	27
3.7	Systemmodell MinBER-tc . . . . .	28
3.8	Systemmodell MinBER-rc . . . . .	33
3.9	Systemmodell MinBER-tu . . . . .	43
3.10	Entscheidungsgebiete für die Inphasenkomponente einer Gray-codierten 16- QAM-Modulation . . . . .	47
3.11	Systemmodell MinBER-ru . . . . .	48
3.12	Bitfehlerrate der numerischen BER-Optimierung, $U = N_t = 4$ , 4-QAM . . . . .	51
3.13	Bitfehlerrate der numerischen BER-Optimierung, $U = N_t = 4$ , 16-/64-QAM	51
3.14	Bitfehlerrate der numerischen BER-Optimierung, $U = N_t = 8$ , 4-/16-QAM	52
3.15	Iterativer Fortschritt der Bitfehlerrate bei numerischer BER-Optimierung, $U = N_t = 8$ , 4-QAM . . . . .	53
3.16	Iterativer Fortschritt der Bitfehlerrate bei numerischer BER-Optimierung, $U = N_t = 8$ , 16-QAM . . . . .	54
3.17	Signalraumdiagramme für lineare Vorentzerrung (TxWF) und Minimierung der BER (MinBER-tu) . . . . .	55
3.18	Bitfehlerrate der numerischen BER-Optimierung mit limitierter Iterations- anzahl, $U = N_t = 4$ , 16-QAM . . . . .	56
3.19	Bitfehlerrate der numerischen BER-Optimierung mit limitierter Iterations- anzahl, $U = N_t = 8$ , 16-QAM . . . . .	56



4.1	Systemmodell eines AWGN-Kanals mit zusätzlicher, dem Sender bekannter, additiver Interferenz . . . . .	60
4.2	Signalraumdiagramm der 4-ASK-Konstellation und des zyklisch erweiterten 4-ASK-Signalalphabets . . . . .	63
4.3	Vereinfachte Darstellung der Dirty-Paper-Codierung . . . . .	64
4.4	Blockschaltbild der Quantisierungs- und Modulo-Operation . . . . .	67
4.5	Allgemeines Systemmodell der Vorcodierung für dezentralisierte Modulo-Empfänger . . . . .	67
4.6	Effektives Signalraumdiagramm der 4-QAM-Modulation für konventionelle und Modulo-Empfänger . . . . .	68
4.7	Blockschaltbild der Modulo-Matrix-Inversion . . . . .	69
4.8	Blockschaltbild der Modulo-Matrix-Multiplikation . . . . .	69
4.9	Blockschaltbild der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung . . . . .	71
4.10	Bitfehlerrate der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, $U=N_t=4$ , 16-QAM .	78
4.11	Bitfehlerrate der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, $U=N_t=4$ , 4-/64-QAM	78
4.12	Bitfehlerrate der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, $U=N_t=8$ , 16-QAM .	79
4.13	Bitfehlerrate der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, $U=N_t=8$ , 4-/64-QAM	79
4.14	Einfluss der sortierten Matrixzerlegung auf die Bitfehlerrate der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, $U=N_t=4$ , 16-QAM . . . . .	80
4.15	Mittlerer quadratischer Fehler der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung . .	81
4.16	Bitfehlerrate der reellwertigen und komplexwertigen Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, $U=N_t=4$ , 16-QAM, THP-ZF . . . . .	82
4.17	Bitfehlerrate der reellwertigen und komplexwertigen Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, $U=N_t=4$ , 16-QAM, THP-WF . . . . .	82
4.18	Linearisiertes Modell der Vektor-Vorcodierung . . . . .	83
4.19	Blockschaltbild der <i>Zero-Forcing</i> -Vektor-Vorcodierung (VP-ZF) . . . . .	84
4.20	Blockschaltbild der Wiener-Filter-Vektor-Vorcodierung (VP-WF) . . . . .	87
4.21	Einfluss der Gitterbasisreduktion auf die Verteilungsfunktion der Konditionszahl $\kappa$ . . . . .	90
4.22	Blockschaltbild der Vektor-Vorcodierung mit Gitterbasisreduktion (VP-LR)	91
4.23	Blockschaltbild der Vektor-Vorcodierung mit Gitterbasisreduktion: <i>Rounding-Off</i> -Approximation (VP-RO) . . . . .	92
4.24	Blockschaltbild der Vektor-Vorcodierung mit Gitterbasisreduktion: <i>Nearest-Plane</i> -Approximation (VP-NP) . . . . .	92
4.25	Bitfehlerrate der Vektor-Vorcodierung sowie Babais Näherungslösungen, $U=N_t=4$ . . . . .	93
4.26	Bitfehlerrate der Vektor-Vorcodierung sowie Babais Näherungslösungen, $U=N_t=8$ . . . . .	94
4.27	Bitfehlerrate der Vektor-Vorcodierung sowie Babais Näherungslösungen, $U=4$ , $N_t=\{4, 5, 6\}$ , 16-QAM . . . . .	95

4.28	Leistungsfähigkeit von Babais <i>Nearest-Plane</i> -Approximation in der Vektor-Vorcodierung bei räumlich korrelierten Kanälen, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	96
4.29	Verallgemeinerte Struktur der Näherungslösungen der Vektor-Vorcodierung	97
4.30	Verallgemeinerte Struktur der Vektor-Vorcodierung . . . . .	98
4.31	Elemente der Baumsuche . . . . .	102
4.32	Schnorr-Euchner-Enumeration . . . . .	104
4.33	Analytische und numerisch ermittelte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion und Verteilungsfunktion der Metrik des restlichen Teilpfades . . . . .	109
4.34	Leistungsfähigkeit der Vektor-Vorcodierung mit prognostiziertem Suchradius, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	110
4.35	Leistungsfähigkeit der Vektor-Vorcodierung mit prognostiziertem Suchradius, $U=N_t=8$ , 16-QAM, vergrößerte Darstellung . . . . .	111
4.36	Leistungsfähigkeit der Vektor-Vorcodierung mit prognostiziertem Suchradius bei räumlich korrelierten Kanälen, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	113
4.37	Aufwand der Baumsuche VP-PSR, $K=16$ Layer . . . . .	114
4.38	Aufwand der Baumsuche VP-PSR, $K=32$ Layer . . . . .	115
4.39	Mittlere Anzahl von vertikalen Pfaderweiterungen je Layer, $K = 16$ Layer .	115
4.40	Kumulative Verteilungsfunktion der vertikalen Pfaderweiterungen in der Wiener-Filter-Vektor-Vorcodierung, $K=16$ Layer . . . . .	116
4.41	Bitfehlerrate der <i>Zero-Forcing</i> -Vektor-Vorcodierung mit M-Algorithmus, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	119
4.42	Bitfehlerrate der Wiener-Filter-Vektor-Vorcodierung mit M-Algorithmus, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	119
4.43	Maximale Komplexität der Tiefen- (VPS) und Breitensuche (VPM), $\chi=2$ .	120
4.44	Performance der <i>Zero-Forcing</i> -Vektor-Vorcodierung mit begrenzter Komplexität, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	121
4.45	Performance der Wiener-Filter-Vektor-Vorcodierung mit begrenzter Komplexität, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	122
4.46	Performancegewinn durch Anwendung der Gitterbasisreduktion bei der Wiener-Filter-Vektor-Vorcodierung mit begrenzter Komplexität, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	122
4.47	Performance der Vektor-Vorcodierung mit begrenzter Komplexität bei räumlich korrelierten Kanälen, $U=N_t=8$ , 16-QAM . . . . .	123
5.1	Extrinsischer Übertragungskanal mit mehreren Sendee- und Empfangsantennen	128
5.2	Sendee- und Empfangszweitor in der Abwärtsstrecke . . . . .	129
5.3	Sendee- und Empfangszweitor in der Aufwärtsstrecke . . . . .	129
5.4	Blockschaltbild des erweiterten Kanals mit reziprokem extrinsischen Kanal sowie BS- und MS-Transceivern in Abwärtsrichtung . . . . .	130
5.5	Bitfehlerrate der linearen und nichtlinearen Vorentzerrung mit BS-Kalibrierungsfehler, $U=N_t=4$ , 16-QAM . . . . .	135

5.6	Bitfehlerrate der linearen und nichtlinearen Vorentzerrung mit BS-Kalibrierungsfehler, $U=4$ , $N_t=6$ , 16-QAM . . . . .	135
5.7	Vorentzerrung für dezentralisierte Empfänger eines CDMA-Systems, Spreizfaktor 16, 16-QAM . . . . .	136
5.8	Blockschaltbild der OFDM-Übertragungsstrecke . . . . .	138
5.9	Blockfehlerrate eines WIGWAM-Systems mit $U=N_t=4$ , Wiener-Filter-Vorentzerrung . . . . .	141
5.10	Blockfehlerrate eines LTE-Systems mit $U=N_t=4$ , Wiener-Filter-Vorentzerrung, unkorrelierte Kanäle . . . . .	143
5.11	Blockfehlerrate eines LTE-Systems mit $U=N_t=4$ , Wiener-Filter-Vorentzerrung, korrelierte Kanäle . . . . .	143
5.12	Blockfehlerrate der Vorentzerrung bei nicht idealer Kalibrierung, WIGWAM-System, $U=N_t=4$ , 16-QAM . . . . .	144
5.13	Komplementäre Verteilungsfunktion der Unterträgeranzahl mit mindestens einem alternativen Repräsentanten bei Verwendung der Tiefensuche . . . . .	147
5.14	PAPR verschiedener Vorcodierungs-Verfahren, $U=N_t=4$ , $N_d=48$ , $N_f=64$ . . . . .	148
5.15	PAPR verschiedener Vorcodierungs-Verfahren, $U=N_t=4$ , $N_d=596$ , $N_f=1024$ . . . . .	148
5.16	Bitfehlerrate der Vektor-Vorcodierung mit reduziertem PAPR, $U=N_t=4$ , $N_d=596$ , $N_f=1024$ . . . . .	149
A.1	Komplementäre Gaußsche Fehlerfunktion und Taylor-Approximation . . . . .	160
A.2	Komplementäre Gaußsche Fehlerfunktion und Tschebyscheff-Approximation . . . . .	161
B.1	Armijo-Bedingung . . . . .	169
B.2	Krümmungsbedingung . . . . .	170
B.3	Wolfe-Bedingungen . . . . .	171

# Tabellenverzeichnis

2.1	Kohärenzzeit für verschiedene Geschwindigkeiten und Trägerfrequenzen . . .	15
4.1	Methoden für die Filterberechnung der nichtlinearen Vorcodierung . . . . .	99
4.2	Maximal erlaubte Anzahl vertikaler Pfaderweiterungen . . . . .	120
5.1	Parameter der untersuchten OFDM-Systeme . . . . .	139
A.1	Rechenregeln der Wirtinger-Ableitung . . . . .	157
A.2	Wirtinger-Ableitungen nach einem Vektor . . . . .	157
A.3	Wirtinger-Ableitungen nach einer Matrix . . . . .	157
A.4	Reellwertige Ableitungen nach einer Matrix . . . . .	158
A.5	Koeffizienten für die Approximation der komplementären Gaußschen Fehlerfunktion . . . . .	160

# Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
3GPP	3rd Generation Partnership Project
AGC	Automatic Gain Control
ASK	Diskrete Amplitudenmodulation, engl.: <i>Amplitude Shift Keying</i>
AWGN	Additives Weißes Gaußsches Rauschen, engl.: <i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	Bitfehlerrate, engl.: <i>Bit Error Rate</i>
BICM	Bit-Interleaved Coded Modulation
CDF	Verteilungsfunktion, engl.: <i>Cumulative Distribution Function</i>
CDMA	Codegeteilter Mehrfachzugriff, engl.: <i>Code Division Multiple Access</i>
CVP	Gitter-Decodierproblem, engl.: <i>Closest Vector Problem</i>
CP	Zyklische Erweiterung des Sendesignals bei OFDM-Systemen, engl.: <i>Cyclic Prefix</i>
DFE	Entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung, engl.: <i>Decision Feedback Equalization</i>
DPC	Dirty-Paper- (Vor-) Codierung, Costa- (Vor-) Codierung, engl.: <i>Dirty-Paper Coding</i>
FDD	Frequenzduplex, engl.: <i>Frequency Division Duplex</i>
FER	Blockfehlerrate bei codierter Übertragung, engl.: <i>Frame Error Rate</i>
FFT	Schnelle Fourier-Transformation
GSM	Global System for Mobile Communications
GNB	Gleichheitsnebenbedingung(en)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
i.i.d.	Unabhängig und identisch verteilt, engl.: <i>independent and identically distributed</i>
IFFT	Inverse Schnelle Fourier-Transformation
ISI	Intersymbol-Interferenz, engl.: <i>Intersymbol Interference</i>
LICQ	Linear Independence Constraint Qualification
LR	Gitterbasisreduktion, engl.: <i>Lattice Reduction</i>
LTE	Long Term Evolution

<b>Abkürzung</b>	<b>Bedeutung</b>
KKT	Karush-Kuhn-Tucker
NP	<i>Nearest-Plane-Approximation</i> bei der Vektor-Vorcodierung mit Gitterbasisreduktion
MAI	Mehrnutzer-Interferenz, engl.: <i>Multiple Access Interference</i>
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MinBER-MUT	Minimum Bit Error Rate Multiuser Transmission
MinBER-rc	MinBER, Optimierung des Empfangssignals mit Restriktionen
MinBER-ru	MinBER, Optimierung des Empfangssignals ohne Restriktionen
MinBER-tc	MinBER, Optimierung des Sendesignals mit Restriktionen
MinBER-tu	MinBER, Optimierung des Sendesignals ohne Restriktionen
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimaler MSE
MSE	Mittlerer quadratischer Fehler, engl.: <i>Mean Square Error</i>
MUT	Multiuser Transmission
OFDM	Orthogonales Frequenzmultiplex, engl.: <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	Mehrfachzugriff mit orthogonalen Unterträgern , engl.: <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PAPR	Verhältnis von Spitzen- und Durchschnittsleistung, engl.: <i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PDF	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion, engl.: <i>Probability Density Function</i>
PMEPR	Verhältnis von Spitzen- und Durchschnittsleistung, engl.: <i>Peak-to-Mean Envelope Power Ratio</i>
PSK	Diskrete Phasenmodulation, engl.: <i>Phase Shift Keying</i>
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation, engl.: <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QoS	Quality of Service
QP	Quadratische Programmierung
RO	<i>Rounding-Off-Approximation</i> bei der Vektor-Vorcodierung mit Gitterbasisreduktion
RRM	Funkressourcenmanagement, engl.: <i>Radio Resource Management</i>
RxMF	Empfangsseitiges angepasstes Filter, engl.: <i>Receive Matched Filter</i>
RxWF	Wiener Empfangsfilter, engl.: <i>Receive Wiener Filter</i>
RxZF	ZF Empfangsfilter, engl.: <i>Receive Zero-Forcing</i>
S	Matrixzerlegung mit S-Sortierung (z.B. SLQD)
SINR	Signal-zu-Störverhältnis, engl.: <i>Signal to Interference and Noise Ratio</i>

<b>Abkürzung</b>	<b>Bedeutung</b>
SIMD	Single Instruction Multiple Data
SISO	Single Input Single Output
SLQD	Sortierte LQ-Zerlegung, engl.: <i>Sorted LQ Decomposition</i>
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis, engl.: <i>Signal to Noise Ratio</i>
SQP	Sequentielle Quadratische Programmierung
SVD	Singulärwertzerlegung, engl.: <i>Singular Value Decomposition</i>
TDD	Zeitduplex, engl.: <i>Time Division Duplex</i>
TDMA	Zeitgeteilter Mehrfachzugriff, engl.: <i>Time Division Multiple Access</i>
THP	Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, engl.: <i>Tomlinson-Harashima Precoding</i>
TSWG	Technical Support Working Group
TxMF	Sendeseitiges angepasstes Filter, engl.: <i>Transmit Matched Filter</i>
TxWF	Wiener Sendefilter, engl.: <i>Transmit Wiener Filter</i>
TxZF	ZF Sendefilter, engl.: <i>Transmit Zero-Forcing</i>
U	Unsortierte Matrixzerlegung (z.B. LQD)
UNB	Ungleichheitsnebenbedingung(en)
V	Matrixzerlegung mit V-Sortierung (z.B. VLQD)
V-BLAST	Vertical Bell Labs Layered Space Time
VP	Vektor-Vorcodierung, engl.: <i>Vector Precoding</i>
VP-PPR	Vektor-Vorcodierung für OFDM-Systeme mit reduzierter Spitzenleistung
VP-PSR	Vektor-Vorcodierung mit prognostiziertem Suchradius
WF	Lineare Sende- bzw. Empfangssignalverarbeitung nach dem MMSE-Kriterium, engl.: <i>Wiener-Filter</i>
WIGWAM	Wireless Gigabit With Advanced Multimedia support
WINNER	Wireless world INitiative NEw Radio
WLAN	Drahtloses lokales Netzwerk, engl.: <i>Wireless Local Area Network</i>
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
ZF	Vollständige Interferenzunterdrückung, engl.: <i>Zero-Forcing</i>

# Verzeichnis der verwendeten Symbole

## Operatoren und Funktionen

$\mathbb{N}$	Menge der natürlichen Zahlen, $\mathbb{N} = \{1, 2, 3, \dots\}$
$\mathbb{N}_0$	Menge der natürlichen Zahlen und der Zahl 0, $\mathbb{N}_0 = \{0, \mathbb{N}\}$
$\mathbb{R}_+$	Menge aller nichtnegativen reellen Zahlen $\{x \in \mathbb{R} \mid x \geq 0\}$
$\mathbb{R}_{++}$	Menge aller positiven reellen Zahlen $\{x \in \mathbb{R} \mid x > 0\}$
$\equiv$	Äquivalenz
$\triangleq$	Definition
$\in$	Element von
$\nabla$	Nabla-Operator
$\frac{d}{dx}$	Ableitung nach der Variablen $x$
$\frac{\partial}{\partial x}$	partielle Ableitung nach der Variablen $x$
$\odot$	elementweise Multiplikation zweier Matrizen/Vektoren
$\otimes$	Kronecker-Produkt
$ \cdot $	Absolutwert eines Skalars
$\lfloor \cdot \rfloor$	Rundung einer reellen Zahl auf die nächstkleinere natürliche Zahl
$\lceil \cdot \rceil$	Rundung einer reellen Zahl auf die nächstgrößere natürliche Zahl
$\lceil \cdot \rceil$	Rundung einer reellen Zahl auf die nächste natürliche Zahl
$[a, b)$	Menge aller $x \in \mathbb{R}$ mit $a \leq x < b$
$\ \cdot\ _2$	$l^2$ -Norm bzw. euklidische Norm
$[\mathbf{M}]_{a,b}$	Element in der $a$ -ten Zeile und $b$ -ten Spalte der Matrix $\mathbf{M}$
$[\mathbf{M}]_{a,:}$	$a$ -te Zeile der Matrix $\mathbf{M}$
$[\mathbf{M}]_{:,b}$	$b$ -te Spalte der Matrix $\mathbf{M}$
$[\mathbf{M}]_{a_1:a_2, b_1:b_2}$	Teilmatrix von $\mathbf{M}$ mit den Elementen aus den Zeilen $a_1$ bis $a_2$ von Spalte $b_1$ bis $b_2$
$(\cdot)^*$	komplexe Konjugation
$(\cdot)^T$	Transponierte einer Matrix
$(\cdot)^H$	Transjugierte einer Matrix
$(\cdot)^{-1}$	Inverse einer Matrix
$(\cdot)^\dagger$	Pseudo-Inverse einer Matrix
$(\cdot)^{-T}$	Transponierte der Inversen einer Matrix
$(\cdot)^{-H}$	Transjugierte der Inversen einer Matrix
$\arg \max$	Argument, das den folgenden Ausdruck maximiert



$\arg \min$	Argument, das den folgenden Ausdruck minimiert
$\text{card}(\cdot)$	Kardinalität bzw. Mächtigkeit einer Menge
$\delta_{\text{KR}}$	Kronecker-Delta
$\det(\cdot)$	Determinante einer Matrix
$\text{diag}\{\cdot\}$	diag-Operator: bildet einen Vektor auf eine Diagonalmatrix ab
$\text{diag}\{f(n)\}_{n=a,\dots,b}$	$\text{diag}\{[f(a), \dots, f(b)]\}$
$\text{diag}^{-1}\{\cdot\}$	inverser diag-Operator: bildet die Hauptdiagonale einer quadratischen Matrix auf einen Spaltenvektor ab
$\text{dg}\{\cdot\}$	dg-Operator $\text{dg}\{\cdot\} = \text{diag}\{\text{diag}^{-1}\{\cdot\}\}$ : setzt alle Nebendiagonalelemente einer quadratischen Matrix zu Null
$\dim(\cdot)$	Dimension eines Vektorraumes
$\text{dom}$	Domäne bzw. Definitionsbereich einer Funktion
$\text{erfc}(\cdot)$	komplementäre Gaußsche Fehlerfunktion
$\mathcal{E}\{\cdot\}$	Erwartungswert
$\exp(\cdot)$	Exponentialfunktion zur Basis $e$
$\Im\{\cdot\}$	Imaginärteil
$\text{int}(\cdot)$	Inneres bzw. Menge aller inneren Punkte
$\ker(\cdot)$	Kern bzw. Nullraum einer Abbildung
$\text{ld}(\cdot)$	Logarithmus zur Basis 2 (dualer Logarithmus)
$\text{lg}(\cdot)$	Logarithmus zur Basis 10 (dekadischer Logarithmus)
$\ln(\cdot)$	Logarithmus zur Basis $e$ (natürlicher Logarithmus)
$\text{mod}_\lambda\{\cdot\}$	Modulo-Operation zur Basis $\lambda$ $\text{mod}_\lambda\{x\} = x - \lfloor \frac{x}{\lambda} + \frac{1}{2} \rfloor \lambda$
$\text{Pr}\{\cdot\}$	Wahrscheinlichkeit
$Q_\lambda\{\cdot\}$	Quantisierung auf ein Element der Menge $\lambda\mathbb{Z}$ $Q_\lambda\{x\} = \lfloor \frac{x}{\lambda} + \frac{1}{2} \rfloor \lambda$
$\Re\{\cdot\}$	Realteil
$\text{rank}(\cdot)$	Rang einer Matrix
$\text{sgn}\{\cdot\}$	Vorzeichen (signum), $\text{sgn}\{0\} = 0$
$\text{span}(\cdot)$	durch das Argument aufgespannter Vektorraum
$\text{tr}(\cdot)$	Spur einer Matrix
$\text{vec}\{f(n)\}_{n=a,\dots,b}$	vec-Operator: generiert den Spaltenvektor $[f(a), \dots, f(b)]^T$

## Symbole

In der folgenden Liste sind häufig verwendete Skalare, Vektoren und Matrizen aufgeführt. Weitere Definitionen sind an den betreffenden Stellen im Text zu finden. Die hier dargestellten Vektoren und Matrizen sind auf das äquivalente reellwertige Systemmodell beschränkt. Ihre komplexwertigen Pendanten sind durch einen Unterstrich ( $\underline{\cdot}$ ) gekennzeichnet und sind analog den reellwertigen Variablen zu interpretieren.

$\mathbf{0}_m$	$m \times 1$ – Nullvektor
$\mathbf{1}_m$	$m \times 1$ – Einsvektor
$\mathbf{d}$	Datensymbole
$\check{\mathbf{d}}$	Datensymbole am Eingang des Entscheiders ohne additives Rauschen
$\tilde{\mathbf{d}}$	Datensymbole am Eingang des Entscheiders, überlagert durch additives Rauschen
$\underline{\mathbb{D}}_M$	Signalalphabet der $M$ -stufigen QAM
$\underline{\mathbb{D}}_{\sqrt{M}}$	Signalalphabet der $\sqrt{M}$ -stufigen ASK, das im reellwertigen Systemmodell das Signalalphabet der $M$ -stufigen QAM repräsentiert
$\mathbf{e}_m$	$m$ '-te Spalte der dem Kontext entsprechenden Einheitsmatrix
$E_{\text{Tx}}$	mittlere Sendeenergie
$\mathbf{G}$	Skalierungsmatrix (reellwertige Diagonalmatrix)
$\mathbf{H}$	Kanalmatrix
$\check{\mathbf{H}}$	für MMSE-Vorentzerrung erweiterte Kanalmatrix
	$\check{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}, \sqrt{\alpha} \mathbf{I}]$
$\bar{\mathbf{H}}$	Platzhalter für die Kanalmatrix $\mathbf{H}$ oder die erweiterte Kanalmatrix $\check{\mathbf{H}}$
$\mathbf{I}_m$	$m \times m$ – Einheitsmatrix
$L$	Lagrange-Funktion
$\mathbf{L}$	normierte linke untere Dreiecksmatrix
$K$	Anzahl der Layer in der nichtlinearen Vorcodierung
$M$	Modulationsindex (z. B. $M$ -QAM)
$\mathcal{M}$	Listengröße der Breitensuche der Vektor-Vorcodierung (VPM)
$\mathbf{n}$	Additives Weißes Gaußsches Rauschen (AWGN)
$N_d$	Anzahl der für die Datenübertragung verwendeten Unterträger bei OFDM-Systemen
$N_f$	Länge der FFT bei OFDM-Systemen
$N_p$	Länge der zyklischen Erweiterung ( <i>Cyclic Prefix</i> ) bei OFDM-Systemen
$N_t$	Anzahl der Antennen an der Basisstation
$\mathcal{O}$	Sortierung (Liste von Indizes)
$\mathbf{p}$	Verschiebungsvektor in der nichtlinearen Vorcodierung

$\mathbf{Q}$	Matrix mit orthonormalen Zeilen
$R_c$	Coderate
$\mathbf{s}$	Sendesymbole
$\mathbf{T}$	unimodulare Transformationsmatrix der Gitterbasisreduktion
$U$	Anzahl der aktiven Nutzer
$\mathcal{U}_{\text{tr}}$	Vertrauensbereich der <i>Trust-Region</i> -Verfahren
$\mathbf{U}$	unimodulare Matrix zur Vorkonditionierung des Gitter-Decodierproblems
$\mathbf{V}$	sendeseitiges Filter für die lineare Vorentzerrung
$\mathbb{V}$	Voronoi-Region
$\mathbf{W}$	Quasi-Newton-Matrix
$\mathbf{x}$	Symbole am Ausgang der Rückkoppelstruktur bei der nichtlinearen Vorcodierung
$\tilde{\mathbf{y}}$	Empfangssymbole ohne additives Rauschen
$\tilde{\tilde{\mathbf{y}}}$	Empfangssymbole, überlagert durch additives Rauschen
$\mathbf{z}$	durch den Verschiebungsvektor $\mathbf{p}$ überlagerte Datensymbole
$\beta$	Skalierungsfaktor für die Einhaltung einer mittleren Sendeenergie
$\mathbf{\Gamma}$	Generatormatrix eines Gitters
$\bar{\mathbf{\Gamma}}$	Gitterbasis-reduzierte Matrix
$\mathbf{\Delta}$	mit nichtnegativen Elementen besetzte Diagonalmatrix
$\epsilon$	mittlerer quadratischer Fehler (MSE)
$\vartheta$	Anzahl vertikaler Pfaderweiterungen in der Baumsuche
$\kappa$	Konditionszahl einer Matrix $\kappa = \frac{\sigma_{\max}(\mathbf{H})}{\sigma_{\min}(\mathbf{H})} \geq 1$
$\lambda$	Breite des Modulo-Intervalls in der nichtlinearen Vorcodierung
$\mathbf{\Lambda}$	Modulo-Gitter
$\nu$	Index eines Symbolintervalls
$\xi$	Parameter (Schwellwert) der VP-PSR-Verfahren Hilfsterm bei der Herleitung der Wiener-Filter
$\mathbf{\Pi}$	unitäre Permutationsmatrix
$\rho$	Korrelationskoeffizient ( $0 \leq \rho \leq 1$ ) Radius in der Baumsuche
$\rho_R$	Koeffizient für empfangsseitige Korrelation
$\rho_T$	Koeffizient für sendeseitige Korrelation
$\Upsilon$	(Pfad-)Metrik der Baumsuchverfahren
$\mathbf{\Phi}$	Kovarianz- bzw. Korrelationsmatrix
$\chi$	maximale Anzahl an Nachfolgern je Knoten in der Baumsuche



# Einleitung

Die drahtlose Übertragung digitaler Daten ist eine wesentliche Grundlage für die Abdeckung des stetig steigenden Bedarfs an Mobilität und Erreichbarkeit in unserer Gesellschaft. Neben der Telefonie und dem Austausch von Textnachrichten ist die breitbandige Kommunikation von multimedialen Inhalten mit ständig steigender Datenrate zu einer Selbstverständlichkeit im Alltag vieler Menschen geworden. Der Transfer großer Datenmengen über Funk wird hierbei durch die Entwicklung immer leistungsfähigerer Massenspeicher und deren Einsatz in verschiedensten Endgeräten wie z. B. Mobiltelefonen, Digitalkameras und tragbaren Computern in Zukunft weiter erheblich ansteigen.

Da die für die drahtlose Kommunikation zur Verfügung stehenden physikalischen Ressourcen begrenzt sind und darüber hinaus vom Gesetzgeber reglementiert werden, ist die effiziente Ausnutzung *aller* sich bietenden Freiheitsgrade für die Realisierung zukünftiger Kommunikationssysteme unabdingbar. In den letzten Jahren ist in diesem Zusammenhang die räumlich überlagerte Übertragung mit Mehrantennen-Systemen zu einem eigenständigen und vielversprechenden Forschungsgebiet gereift. Durch Ausnutzung verschiedener, gering korrelierter räumlicher Ausbreitungspfade können mehrere Signale im gleichen Frequenzband zur gleichen Zeit übertragen werden. Verfahren für die Entzerrung der durch die Überlagerungen der einzelnen Ausbreitungspfade hervorgerufenen Störungen setzen meist eine gemeinsame Verarbeitung aller Empfangssignale voraus. Dies ist jedoch in der Abwärtsstrecke von einem zentralen Sender zu mehreren verteilten Empfängern nicht möglich. Ein solches Szenario tritt aber in der Praxis relativ häufig auf. Als Beispiele sind hier die zellularen Mobilfunksysteme sowie WLAN-Netze (*Wireless Local Area Network*) zu nennen.

Die sendeseitige Signalverarbeitung ermöglicht in der Abwärtsstrecke neben der räumlichen geschichteten Übertragung zu verteilten Nutzern den Einsatz *einfacher* Empfängerstrukturen. Grundlage hierfür ist die Verlagerung der komplexen Verfahren zur Entzerrung des Mehrantennen-Kanals auf den in Abwärtsrichtung leistungsfähigeren Sender. Dieser ist als Basisstation bzw. *Access Point* nicht auf Batterien zur Energieversorgung angewiesen. Des Weiteren unterliegen zentrale Sender hinsichtlich Größe und Herstellungskosten erheblich weniger strengen Auflagen als die für den Massenmarkt zu

produzierenden mobilen Endgeräte.

Gegenstand dieser Arbeit ist daher die Untersuchung von sendeseitigen Signalverarbeitungsverfahren für die Abwärtsstrecke von einem zentralen Sender zu nicht kooperierenden Empfängern. Ziel hierbei ist es, das Sendesignal *vor* dem Absenden so zu modifizieren, dass nach der Übertragung über den Kanal möglichst störungsfreie Signale von den verschiedenen Empfängern beobachtet werden. Der Kanal arbeitet nach diesem Prinzip gewissermaßen als Entzerrer für die durch die sendeseitige Signalverarbeitung hervorgerufenen „Störungen“. In Anlehnung an den Begriff der empfangsseitigen Entzerrung werden die sendeseitigen Verfahren unter der Bezeichnung *Vorentzerrung* zusammengefasst.

## 1.1 Gliederung

Die Arbeit ist in folgende Abschnitte gegliedert:

In Kapitel 2 werden das dieser Arbeit zugrunde liegende Systemmodell sowie häufig verwendete Variablen eingeführt.

Kapitel 3 befasst sich mit der Vorentzerrung für konventionelle lineare Empfänger. Neben den konventionellen linearen Vorentzerrungsfiltren wird mit der *Minimum Bit Error Rate Multiuser Transmission* ein Ansatz zur direkten sendeseitigen Minimierung der Bitfehlerrate untersucht. Im Mittelpunkt steht hierbei die Weiterentwicklung der Min-BER-Verfahren hinsichtlich höherwertiger Modulation sowie die Reduzierung der rechentechnischen Komplexität der Optimierungsalgorithmen.

In Kapitel 4 wird die Vorcodierung für nichtlineare Modulo-Empfänger untersucht. Die diskutierten Verfahren basieren auf dem Paradigma der *Dirty Paper*-Codierung und der hierfür eingeführten äquivalenten Signaldarstellung durch Restklassen-Arithmetik. Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt auf der Reduzierung der Komplexität der Vektor-Vorcodierung sowie der Bewertung verschiedener suboptimaler Ansätze hinsichtlich der bei begrenztem Aufwand erreichbaren mittleren Leistungsfähigkeit.

In Kapitel 5 wird die sendeseitige Vorentzerrung unter systemspezifischen Aspekten wie nicht idealer Kanalreziprozität sowie Verwendung von Kanalcodierung untersucht. Des Weiteren wird eine Erweiterung der Vektor-Vorcodierung zur Reduktion des Dynamikbereichs von Mehrträgersystemen entwickelt.

Kapitel 6 fasst die wichtigsten Ergebnisse der Arbeit zusammen.

## 1.2 Notation

Im Folgenden werden einige grundlegende Definitionen hinsichtlich der in dieser Arbeit verwendeten mathematischen Notation aufgeführt. Eine ausführliche Auflistung ist in dem auf Seite (xviii) beginnenden Operatoren- und Funktionsverzeichnis dargestellt.

- Die Mengen der ganzen, der reellen sowie der komplexen Zahlen werden mit  $\mathbb{Z}$ ,  $\mathbb{R}$  und  $\mathbb{C}$  bezeichnet.  $\mathbb{R}^{m \times n}$  beschreibt die Menge aller  $m \times n$ -dimensionalen reellwertigen

Matrizen und  $\mathbb{R}^m = \mathbb{R}^{m \times 1}$  die Menge aller  $m$ -dimensionalen reellwertigen Spaltenvektoren.

- Kursiv gedruckte Buchstaben ( $x$ ) beschreiben skalare Variablen, wohingegen Vektoren durch fett gedruckte Kleinbuchstaben ( $\mathbf{x}$ ) und Matrizen durch fett gedruckte Großbuchstaben ( $\mathbf{X}$ ) gekennzeichnet sind.  $\mathbf{0}_m$  sowie  $\mathbf{1}_m$  beschreiben jeweils einen  $m$ -dimensionalen Spaltenvektor, dessen sämtliche Elemente identisch Null beziehungsweise identisch Eins sind. Entsprechend wird die  $m \times n$ -dimensionale Null- / Einismatrix durch  $\mathbf{0}_{m \times n}$  /  $\mathbf{1}_{m \times n}$  dargestellt. Die  $m \times m$ -dimensionale Einheitsmatrix wird mit  $\mathbf{I}_m$  bezeichnet, deren  $n$ -ter Spaltenvektor mit  $\mathbf{e}_n$ . Die Dimension von  $\mathbf{e}_n$  wird nicht explizit angegeben, sondern geht aus dem jeweiligen Kontext hervor.
- Der Operator  $[\mathbf{M}]_{m_1:m_2, n_1:n_2}$  greift auf die durch die Zeilen  $m_1$  bis einschließlich  $m_2$  und die Spalten  $n_1$  bis einschließlich  $n_2$  gebildete Teilmatrix von  $\mathbf{M}$  zu. Die erste Zeile bzw. Spalte wird mit 1 nummeriert. Die Adressierung der  $m$ -ten Zeile von  $\mathbf{M}$  erfolgt mit  $[\mathbf{M}]_{m,:}$ , die der  $n$ -ten Spalte entsprechend mit  $[\mathbf{M}]_{:,n}$ .
- Die Operationen  $\mathbf{M}^*$ ,  $\mathbf{M}^T$  und  $\mathbf{M}^H$  beschreiben die komplex Konjugierte, die Transponierte sowie die Transjugierte der Matrix  $\mathbf{M}$ . Die Inverse von  $\mathbf{M}$  wird mit  $\mathbf{M}^{-1}$  bezeichnet und  $\mathbf{M}^{-T}$  sowie  $\mathbf{M}^{-H}$  beschreiben die Transponierte bzw. die Transjugierte von  $\mathbf{M}^{-1}$ .
- Vektoren und Matrizen des komplexwertigen Systemmodells sind durch einen Unterstrich ( $\underline{\cdot}$ ) gekennzeichnet.