

Die Deutsche Bibliothek — CIP-Einheitsaufnahme

Meurer, Michael:

Gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung / von Michael Meurer. – Kaiserslautern : Univ., 2003
(Forschungsberichte Mobilkommunikation ; Bd. 12)

Zugl.: Kaiserslautern, Univ., Diss. 2003

ISBN 3-936890-04-8

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

Verfasser: Michael Meurer

Verlag: Universität Kaiserslautern

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

D 386

© Michael Meurer · Kaiserslautern 2003

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

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 1438-6720

ISBN 3-936890-04-8

Michael Meurer
Auf dem Bännjerrück 22
D-67663 Kaiserslautern
Geburtsort: Dernbach / Ww.

Gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA–Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung

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

von
Dipl.–Ing. Michael Meurer

D 386

Tag der Einreichung: 30.10.2002
Tag der mündlichen Prüfung: 06.02.2003

Dekan des Fachbereichs
Elektrotechnik: Prof. Dr.–Ing. R. Urbansky

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

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

2. Berichterstatter: Prof. Dr. sc. techn. P. Leuthold

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in der Zeit von Oktober 1998 bis Oktober 2002 im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter von Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E.h. P.W. Baier am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung der Universität Kaiserslautern. Ich möchte all jenen danken, die mich während der Entstehung dieser Arbeit unterstützt haben.

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

Herrn Prof. Dr. sc. techn. P. Leuthold danke ich für das Interesse an dieser Arbeit, die kritisch-kooperative Durchsicht der Dissertation — dies führte zu wesentlichen Verbesserungen — und für die Übernahme des Korreferats. Weiterhin danke ich dem Vorsitzenden der Promotionskommission, Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Urbansky.

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

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

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

Nicht zuletzt möchte ich mich bei meiner Freundin, meiner Familie und meinen Freunden bedanken, die mir immer ein großer Rückhalt waren. Ganz besonders herzlich danke ich meinen Eltern. Sie haben mir das Studium der Elektrotechnik ermöglicht und mir immer ihre uneingeschränkte Unterstützung zukommen lassen. Ihnen widme ich diese Arbeit.

Kaiserslautern, im Februar 2003

Michael Meurer

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Problem der Interferenz in zellularen Mobilfunksystemen	1
1.2	Gemeinsame Empfangssignalverarbeitung zur Reduktion der schädlichen Wirkung von Interferenz	6
1.2.1	Stand der Technik	6
1.2.2	Offene Probleme	11
1.3	Zeitdiskretes Übertragungsmodell	18
1.4	Ziele und durchzuführende Arbeiten	28
1.5	Inhaltsübersicht	30
2	Grundzüge der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung	33
2.1	Problem des Datenschätzens	33
2.2	Optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung	34
2.2.1	Allgemeines Verfahren	34
2.2.2	Spezialfall des allgemeinen Verfahrens für den interferenzfreien Fall, Einzelsymbolfall	42
2.2.3	Mehrteilnehmereffizienz und asymptotische Mehrteilnehmereffizienz	46
2.3	Generische Struktur für Verfahren zur suboptimalen gemeinsamen Emp- fangssignalverarbeitung	53
2.3.1	Motivation und Ausgangspunkt	53
2.3.2	Strukturierung der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung . . .	56
2.4	Blockbilden	60
2.4.1	Begriff und Motivation	60
2.4.2	Klassifizierung von blockzugehörigen Empfangssignalbeiträgen . . .	63
2.4.3	Blockorientiertes Übertragungsmodell in Matrix–Vektor–Notation .	64
2.5	Datenzuordnen	65
2.5.1	Grundidee und Konsequenzen	65
2.5.2	Mengenformalismus zum Beschreiben von Blockzugehörigkeit	67
2.5.3	Erweitertes, das Datenzuordnen berücksichtigendes block- orientiertes Übertragungsmodell in Matrix–Vektor–Notation	68
2.6	Interblock–Signalverarbeitung	70
2.6.1	Ziele und Aufgaben	70
2.6.2	Schnittstellen	71
2.6.3	Grundlegende Konzepte	72
2.7	Intrablock–Signalverarbeitung	76
2.7.1	Ziele und Aufgaben	76
2.7.2	Schnittstellen	77

2.7.3	Optimale Verfahren	79
2.7.4	Suboptimale Verfahren und Know-How-Transfer	84
2.8	Kombinieren und Entscheiden	85
2.8.1	Ziele und Aufgaben	85
2.8.2	Grundlegende Kombinations- und Entscheidungstechniken	89
2.8.3	Optimales Verfahren zum Kombinieren und Entscheiden	96
2.9	Konvergenz der suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignal- verarbeitung	99
3	Blockbilden und Datenzuordnen	101
3.1	Klassifizierung des Blockbildens	101
3.1.1	Vorbemerkung	101
3.1.2	Länge des blockzugehörigen Ausschnittes	102
3.1.3	Voll- und Teilüberdeckung	103
3.1.4	Intersektion	103
3.1.5	Zeitliche Anordnung	105
3.2	Auswahlschemata zum Datenzuordnen	106
3.3	Konzept zum flexiblen Blockbilden und Datenzuordnen in CDMA- Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff	110
4	Lineare Verfahren der Intrablock-Signalverarbeitung	115
4.1	Grundlagen	115
4.1.1	Allgemeine lineare Schätzer	115
4.1.2	Dekorrelator und Minimum-Varianz-Schätzer	117
4.2	Iterative Realisierung linearer Schätzer	118
4.2.1	Grundstruktur	118
4.2.2	Konvergenz und Konvergenzgeschwindigkeit	119
4.2.3	Schätzfehler	121
4.3	Allgemeine lineare parallele Interferenzelimination	121
4.3.1	Prinzip des Gruppenbildens und Verfahren	121
4.3.2	Konvergenz und Konvergenzgeschwindigkeit	126
4.3.3	Mehrteilnehmereffizienz	128
4.4	Spezialfälle der Gruppenwahl	129
4.4.1	Vorbemerkung	129
4.4.2	Nicht iterativer Dekorrelator	132
4.4.3	Symbolweise parallele Interferenzelimination	136
4.4.4	Parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz	142
4.4.5	Parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz	147
5	Nichtlineare Verfahren der Intrablock-Signalverarbeitung	152

5.1	Verallgemeinerter iterativer Schätzer mit Schätzwertverbesserung	152
5.1.1	Verfahren und Struktur	152
5.2	Schätzwertverbesserung	155
5.2.1	Motivation und Gütekriterien	155
5.2.2	Triviale Verfahren	159
5.2.3	Hartes Quantisieren	161
5.2.4	Weiches Quantisieren	162
5.3	Allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung . .	168
5.3.1	Gesamtkonzept	168
5.3.2	Symbolweise parallele Interferenzelimination	170
5.3.3	Parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz	174
5.3.4	Parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz	177
6	Interblock-Signalverarbeitung durch Rekonstruktion und Elimination von Interblock-Interferenz	181
6.1	Vorbemerkung	181
6.2	Suboptimale Verfahren	184
6.3	Optimales und asymptotisch optimales Verfahren	185
6.4	Auswirkung des Sicherstellens der Konvergenz des Verfahrens zur gemein- samen Empfangssignalverarbeitung auf die Interblock-Signalverarbeitung .	192
7	Gesamtkonzept zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff	195
7.1	Vorbemerkung	195
7.2	Ausführung der funktionalen Gruppen der generischen Struktur für Ver- fahren zur suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung	196
7.3	Aufwandsgünstige Realisierung	198
7.4	Annahmen, Bewertungsmaße und Referenzen	201
7.5	Einfluß verschiedener Systemparameter auf die Schätzgüte	203
7.5.1	Anzahl der CDMA-Codes	203
7.5.2	Gruppenwahl	206
7.5.3	Anzahl der Iterationsschritte	209
7.5.4	Blocklänge	211
7.5.5	Blockoffset	215
7.5.6	Verfahren zur Schätzwertverbesserung	219
8	Schlußfolgerungen, Empfehlungen und Ausblicke	223
9	Zusammenfassung	229
10	Summary	230

A Definitionen und Herleitungen	231
A.1 Definition und ausgewählte Eigenschaften der Q-Funktion	231
A.2 Beweis der Äquivalenz von (2.20) und (2.23)	233
A.3 Beweis der Äquivalenz von (4.14) und (4.15)	234
B Liste häufig verwendeter Abkürzungen und Formelzeichen	236
B.1 Abkürzungen	236
B.2 Mathematische Schreibweisen	237
B.3 Formelzeichen	240
Literatur	246

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Problem der Interferenz in zellularen Mobilfunksystemen

Mobilkommunikation dient dem Übertragen von Information zwischen zwei Kommunikationspartnern, wobei mindestens einer der beiden Kommunikationspartner nicht ortsfest, sondern mobil in einem geographischen Gebiet, dem Versorgungsgebiet, ist [Ste92]. Die Kommunikationspartner werden auch Teilnehmer genannt. Technische Einrichtungen, die Mobilkommunikation ermöglichen, heißen Mobilkommunikationssysteme [Web99]. Ziel der Mobilkommunikation ist es, möglichst freizügige Mobilität mindestens eines der Kommunikationspartner innerhalb des Versorgungsgebietes zu gewährleisten. Zu diesem Zweck bedienen sich alle heute bekannten Mobilkommunikationssysteme elektromagnetischer Wellen im Frequenzbereich einiger hundert Megahertz bis weniger Gigahertz zum Übertragen von Information [Web99]. Da die zur Kommunikation eingesetzten elektromagnetischen Wellen auch Funkwellen genannt werden [Web99], heißen solche Mobilkommunikationssysteme auch Mobilfunksysteme. Das Übertragen von Information erfolgt bei Mobilfunksystemen durch Übertragen von informationstragenden Daten, die den verwendeten Funkwellen aufgeprägt werden. Das von den mobilen Teilnehmern verwendete Endgerät, das die Kommunikation mit Funkwellen ermöglicht, wird als Mobilstation (MS) bezeichnet.

Der bereits oben erwähnte Frequenzbereich der zum Mobilfunk eingesetzten Funkwellen ist eine äußerst knappe, begrenzte Resource, die effizient genutzt werden sollte [Ste96, DB96]. Effizientes Nutzen bedeutet hier, daß möglichst viele Teilnehmer gleichzeitig untereinander Informationen austauschen können, wobei das Mobilfunksystem zu diesem Zweck wiederum ein Minimum des für Mobilfunksysteme zur Verfügung stehenden Frequenzbereichs nutzt [Web99].

Bei konventionellen terrestrischen Mobilfunksystemen wird das Versorgungsgebiet des Mobilfunksystems flächendeckend in einzelne Teilgebiete unterteilt, die Zellen genannt werden. In jeder Zelle ist ein ortsfestes Transitsystem, die Basisstation (BS) vorhanden. Jede Mobilstation ist mindestens einer, üblicherweise jedoch genau einer Zelle zugeordnet und kommuniziert mit der dieser Zelle zugehörigen Basisstation, um Informationen zu übertragen [Lee90]. Da die Kommunikation zwischen Basisstation und Mobilstation über Funkwellen erfolgt, wird diese Übertragungsstrecke auch Funkschnittstelle oder Luftschnittstelle genannt. Ausgehend von der Basisstation wird die Kommunikation in der Regel über weitere Transitsysteme bis zum eigentlichen Kommunikationspartner weitervermittelt [EF86, Web99]. In Mobilfunksystemen wird eine Duplexübertragung realisiert [Lee90]. Dabei wird die Übertragung von der Mobilstation zur Basisstation als Aufwärtsstrecke (engl. uplink, UL) bezeichnet, wohingegen die entgegengesetzt gerichtete

Übertragung von der Basisstation zur Mobilstation als Abwärtsstrecke (engl. downlink, DL) bezeichnet wird, siehe Bild 1.1.

Schon allein aus Kostengründen ist es notwendig, daß eine Basisstation gleichzeitig Verbindungen zu mehreren Mobilstationen aufrechterhalten kann [Web99]. Ansonsten wäre zur Versorgung einer geforderten Anzahl von Teilnehmern innerhalb des Versorgungsgebietes eine Vielzahl von kleinen Zellen und damit eine Vielzahl von teuren Basisstationen nötig. Des weiteren ist der Frequenzbereich, der für die Kommunikation zwischen Basisstationen und Mobilstationen eines Mobilfunksystems zu Verfügung steht, sehr knapp und kostbar, was z.B. in Deutschland eindrucksvoll bei der Versteigerung der Lizenzen für die Nutzung der Frequenzspektrumsressourcen des UMTS-Mobilfunksystems demonstriert wurde [ntz00a, ntz00b]. Daher ist es unerlässlich, daß eine Basisstation gleichzeitig mit mehreren Mobilstationen im selben Frequenzbereich kommuniziert — für die Kommunikation mit mehreren Mobilstationen also Funkwellen des gleichen Frequenzbereichs einsetzt. Mehrere Mobilstationen nutzen somit gleichzeitig ein gemeinsames Übertragungsmedium. Will ein Empfänger in der Aufwärtsstrecke, d.h. der Empfänger einer Basisstation, oder ein Empfänger in der Abwärtsstrecke, d.h. der Empfänger einer Mobilstation, die für einen Teilnehmer datentragenden Funkwellen empfangen, so sind folglich diesem Nutzsignal neben systemfremden Störsignalen, die auch als Rauschen bezeichnet werden, des weiteren Interferenzsignale, d.h. die Daten anderer Teilnehmer tragende Funkwellen überlagert. Der Begriff der Interferenz wird hier in einem allgemeineren Sinn als in der Physik üblich verwendet. In der Physik bezeichnet Interferenz die kohärente Überlagerung von Wellen [GKV98], während man im Mobilfunk unter Interferenz allgemein die Überlagerung beliebiger deterministischer Signale versteht. Betrachtet man die durch einen Empfänger empfangenen, ein Datum eines ausgewählten Teilnehmers, des Referenzteilnehmers, tragenden Funkwellen, so lassen sich grundsätzlich zwei Arten von Interferenzsignalen beobachten. Beide Arten unterscheiden sich im Ursprung des jeweiligen Interferenzsignals, d.h. es ist entscheidend, ob das jeweilige Interferenzsignal auf die Übertragung von

- weiteren für den Referenzteilnehmer bestimmte Daten oder
- für andere Teilnehmer bestimmte Daten

zurückzuführen ist. Interferenzsignale der ersten Art werden als Intersymbol-Interferenz (engl. intersymbol interference, ISI), solche der zweiten Art als Vielfachzugriffs-Interferenz (engl. multiple access interference, MAI) bezeichnet. Aufgrund der Tatsache, daß der Referenzteilnehmer üblicherweise genau einer Zelle, die im folgenden als Referenzzelle bezeichnet wird, zugeordnet ist, läßt sich die Vielfachzugriffs-Interferenz des weiteren klassifizieren. Man unterscheidet zwischen solcher Vielfachzugriffs-Interferenz,

- die auf Daten zurückgeht, die für ebenfalls der Referenzzelle zugeordnete Teilnehmer bestimmt sind, die Intrazell-Vielfachzugriffs-Interferenz, und solche Vielfachzugriffs-Interferenz,
- die auf Daten zurückgeht, die für nicht der Referenzzelle zugeordnete Teilnehmer bestimmt sind, die Interzell-Vielfachzugriffs-Interferenz.

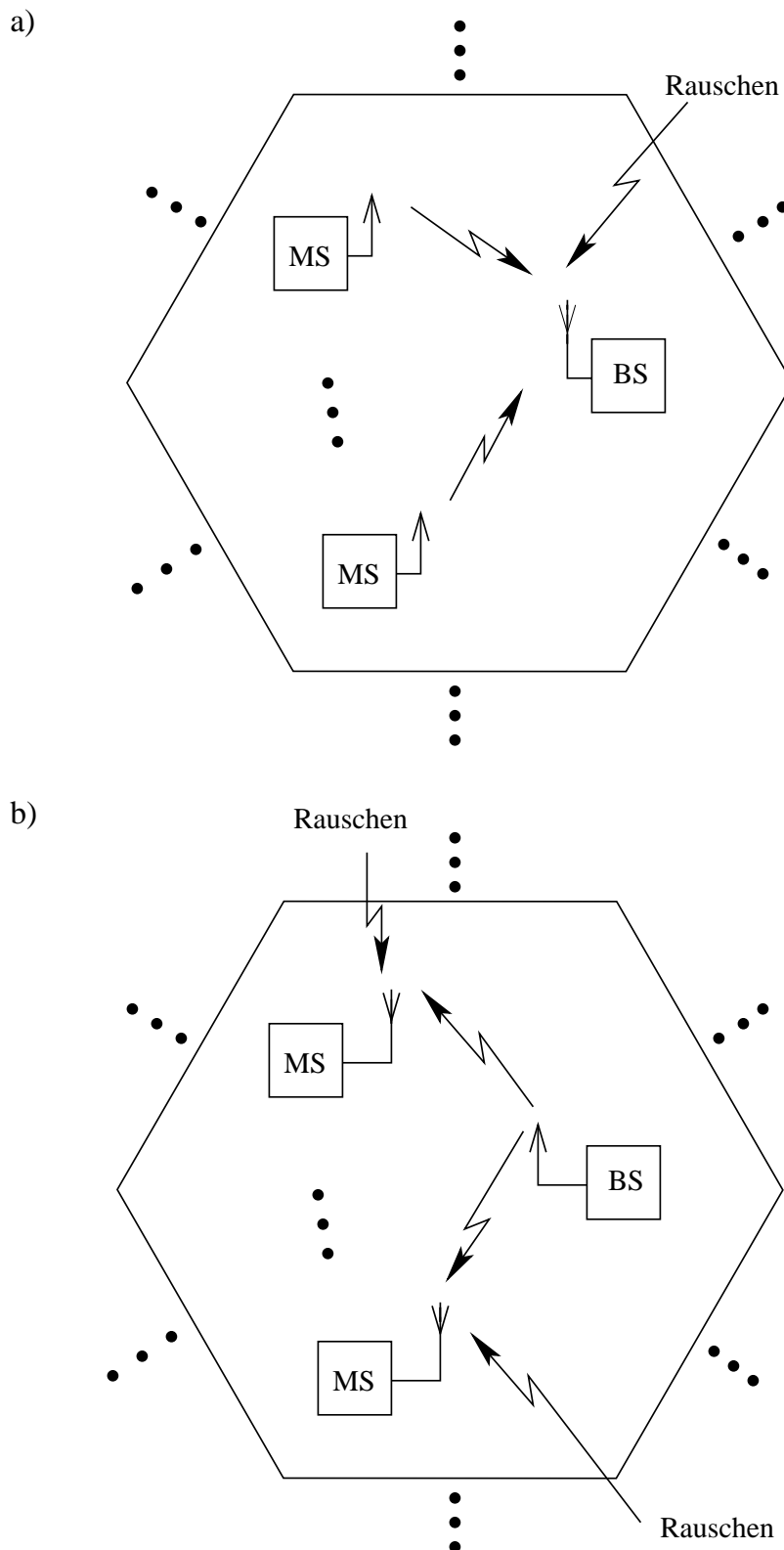


Bild 1.1. Funkübertragung in einer mehrere Mobilstationen (MSen) und eine Basisstation (BS) umfassende Zelle eines zellularen Mobilfunksystems:

a) Aufwärtsstrecke,

b) Abwärtsstrecke

Systemfremde Störsignale wie z.B. thermisches Rauschen oder empfangene Signale anderer Funksysteme sind nur bei begrenzten Sendeleistungen der Sender des Mobilfunksystems ein Problem. Zumindest theoretisch ist es jedoch möglich die Sendeleistungen aller Sender des Mobilfunksystems so hoch zu wählen, daß der Beitrag der systemfremden Störsignale zum Empfangssignal jedes Empfängers des Mobilfunksystems vernachlässigbar ist. Die Kommunikation zwischen Basisstationen und Mobilstationen, sowohl in der Aufwärtsstrecke als auch in der Abwärtsstrecke, ist dann ausschließlich durch die auftretende Interferenz beeinträchtigt. Das Mobilfunksystem wird in diesem Fall als interferenzbegrenzt bezeichnet [Gib99, Ste92, DB96].

Entscheidend für die Leistungsfähigkeit eines Mobilfunksystems ist die schädliche Wirkung oder kurz die Schädlichkeit der auftretenden Interferenzsignale. Einerseits ist die Schädlichkeit eines Interferenzsignals durch dessen Leistung bestimmt, denn Interferenzsignale verschwindenden Beitrags zum Empfangssignal eines Empfängers des Mobilfunksystems können vernachlässigt werden. Andererseits ist darüber hinaus jedoch für die Schädlichkeit eines Interferenzsignals auch dessen Struktur von Bedeutung, denn unterschiedliche Interferenzsignale gleicher Leistung können je nach Ähnlichkeit mit dem jeweils interessierenden Nutzsignal durchaus stark unterschiedliche Schädlichkeit im Hinblick auf die erreichbare Leistungsfähigkeit des Mobilfunksystems haben. Technisch gesehen hängt der Grad der Schädlichkeit eines Interferenzsignals von dem Kreuzkorrelationskoeffizienten [Rup93] zwischen Nutzsignal und Interferenzsignal ab. Je größer der Betrag des Kreuzkorrelationskoeffizienten, desto schädlicher ist das Interferenzsignal für das jeweils betrachtete Nutzsignal [Ver98].

In zellularen Mobilfunksystemen sind im allgemeinen die Distanzen zwischen den einer Zelle zugeordneten Mobilstationen und der zellzugehörigen Basisstation deutlich kleiner als die Distanzen zwischen diesen Mobilstationen und allen anderen Basisstationen. Aufgrund der damit im Vergleich zur Interzell-Vielfachzugriffs-Interferenz größeren Leistung der Intrazell-Vielfachzugriffs-Interferenz ist üblicherweise die Intrazell-Vielfachzugriffs-Interferenz schädlicher als die Interzell-Vielfachzugriffs-Interferenz [Lee90]. Daher sollen sich die Ausführungen in dieser Arbeit ausschließlich auf die Intrazell-Vielfachzugriffs-Interferenz beschränken. Interzell-Vielfachzugriffs-Interferenz wird als Beitrag zum Rauschen interpretiert. Zur Vereinfachung wird im folgenden, wenn nichts anderes vermerkt ist, Vielfachzugriffs-Interferenz als Synonym für Intrazell-Vielfachzugriffs-Interferenz verwendet. Mit den oben gemachten Annahmen kann die Analyse des zellularen Mobilfunksystems auf die Analyse einer einzigen Zelle des Mobilfunksystems, der Referenzzelle, reduziert werden.

Um die schädliche Wirkung der Vielfachzugriffs-Interferenz innerhalb der Referenzzelle, d.h. die schädliche Wirkung der Intrazell-Vielfachzugriffs-Interferenz, zu reduzieren, muß der Zugriff auf das von mehreren Mobilstationen gemeinsam genutzte Übertragungsmedium gemäß eines gewissen Verhaltenscodexes erfolgen. Solche Verhaltenscodizes heißen Vielfachzugriffsverfahren. Bekannte elementare Vielfachzugriffsverfahren sind Frequenzmultiplex (engl. frequency division multiple access, FDMA), Zeitmulti-

plex (engl. time division multiple access, TDMA) und Codemultiplex (engl. code division multiple access, CDMA) [MG62, Cal88, Ste92, SOSL88, LL86, BJK91, MR00, Meu00].

Beim Frequenzmultiplex wird das insgesamt für die Übertragung in einer Zelle zur Verfügung stehende Frequenzband in eine Anzahl nichtüberlappende Teilfrequenzbänder unterteilt [SOSL88, LL86, BJK91]. Jeder einer Zelle zugehörige Teilnehmer nutzt genau eines dieser Teilfrequenzbänder exklusiv zur Kommunikation mit der Basisstation, so daß der Datenaustausch verschiedener Teilnehmer mit der Basisstation in verschiedenen Teilfrequenzbändern erfolgt. Empfängerseitig lassen sich die auf die Daten verschiedener Teilnehmer zurückgehenden Empfangssignalbeiträge durch Filter separieren, wodurch die in einer Zelle auftretenden Vielfachzugriffs-Interferenzen unschädlich gemacht werden können.

In Mobilfunksystemen, die Zeitmultiplex verwenden, wird jedem Teilnehmer einer Zelle innerhalb eines periodisch wiederholten Zeitrahmens ein Zeitintervall zugeteilt, in dem er allein Zugriff auf das gesamte für die Übertragung in einer Zelle zur Verfügung stehende Frequenzband hat [Naß95, Wal98, Goo91, MP92, EV97]. Durch die exklusive Nutzung des Übertragungsmediums durch einen Teilnehmer innerhalb des jeweiligen Zeitintervalls wird die Überlagerung von Beiträgen zum Empfangssignal, die auf die Datenübertragung verschiedener Teilnehmer zurückgehen, und damit die Vielfachzugriffs-Interferenz verhindert.

Beim Codemultiplex stehen jedem Teilnehmer sowohl das gesamte für die Übertragung in einer Zelle verfügbare Frequenzband als auch die gesamte Zeit zur Verfügung [Gib99, Ste92, DB96, Goi98]. Allgemein werden beim Codemultiplex Signale unterschiedlicher Feinstruktur zum Übertragen der Daten verschiedener Teilnehmer eingesetzt. Dabei ist es entscheidend, daß die Feinstruktur der Empfangssignalbeiträge, die aus den gesendeten Signalen der einzelnen Teilnehmer durch Übertragung über den Mobilfunkkanal entstehen, verschieden sind. Empfängerseitig ist es dann aufgrund der charakteristischen Signalfinstrukturen möglich, die auf verschiedene Teilnehmer zurückgehenden Empfangssignalbeiträge zumindest näherungsweise zu separieren. Besonders einfach gelingt diese Aufgabe dann, wenn die Empfangssignalbeiträge verschiedener Teilnehmer orthogonal sind [Dix84]. In diesem Fall kann eine perfekte Separation durch signalangepaßte Filterung [Tur60, Tur80, Goi98, PG58] oder Korrelation [Lük92, Goi98] erfolgen. Im allgemeinen werden beim Codemultiplex pseudozufällige rauschartige Signale eingesetzt, die spätestens nach der Übertragung über den Mobilfunkkanal nicht mehr perfekt orthogonal sind. Verfahren, die, zumindest näherungsweise, das Separieren der Empfangssignalbeiträge auch in diesem Fall zulassen, wurden in den vergangenen Jahren intensiv studiert [Sch79, Sch80, Ver86a, Ver88, LV89, VA89, KIHP90a, LV90, VA90, XSR90, VA91, AF92, DH92, BFKM93, DH93, Ver93, ASF94, KKKB94, PF94a, RV94a, WDH94, YR94, DH95, TAS95, Kle96, KKKB96, ARS97, Ver98, ZB98, ARAS99, Kar99, HMC99b, BNK00, Poo00, TR00, Jar01, JD01, WM01, WOWB02, WM02] und sind zentrales Thema der vorliegenden Arbeit.

In heutigen Mobilfunksystemen wird mindestens eines der elementaren Vielfachzugriffsverfahren [Huf79, You79, Kam84, Kam85, HS87], meist jedoch eine Kombination mehrerer

dieser Vielfachzugriffsverfahren eingesetzt [MP92, SG91, Pad94, HKK⁺00]. Solche Kombinationen werden hybride Vielfachzugriffsverfahren genannt [Bai96, BJK96, BM02].

In den letzten 10 Jahren erfolgten rege Aktivitäten mit dem Ziel, einen Standard für Mobilfunksysteme der dritten Generation zu schaffen. Die Koordination aller Vorschläge wurde dabei weltweit von der International Telecommunications Union (ITU) unter dem Begriff IMT2000 (engl. International Mobile Telecommunications After The Year 2000) und in Europa vom European Telecommunications Standard Institute (ETSI) unter dem Begriff UMTS (engl. Universal Mobile Telecommunications System) durchgeführt. Als Resultat dieses langjährigen Findungsprozesses steht heute fest, daß praktisch alle relevanten Konzepte für die terrestrische Luftschnittstelle von Mobilfunksystemen der dritten Generation als Vielfachzugriffsverfahren CDMA oder ein auf CDMA aufbauendes hybrides Vielfachzugriffsverfahren verwenden [OP98, BW98a, BW98b, HT00, AS97, CMO99, DGNS98, FST⁺96, KKLN98]. Daher soll in der vorliegenden Arbeit ausschließlich auf die heute besonders interessierenden Mobilfunksysteme mit Codemultiplex eingegangen werden. Solche Mobilfunksysteme werden im folgenden als CDMA–Mobilfunksysteme bezeichnet.

1.2 Gemeinsame Empfangssignalverarbeitung zur Reduktion der schädlichen Wirkung von Interferenz

1.2.1 Stand der Technik

Die grundsätzliche für jeden Teilnehmer durch den zugehörigen Empfänger, d.h. den Empfänger der Mobilstation in der Abwärtsstrecke bzw. den Empfänger der Basisstation in der Aufwärtsstrecke zu lösende Aufgabe besteht darin, möglichst verlässliche Schätzungen der Daten zu gewinnen, die für den jeweiligen Teilnehmer übertragen werden. Bei der zu lösenden Aufgabe handelt es sich um ein Parameterschätzproblem [SM71] oder kurz Schätzproblem, das in der Literatur mit den Begriffen Datenschätzproblem [Ver98] oder Datendetektionsproblem [Ver98, Kle96] bezeichnet wird.

Gemäß den Betrachtungen in Unterkapitel 1.1 wird die optimale Lösung des Datenschätzproblems insbesondere dadurch erschwert, daß den empfangenen datentragenden Funkwellen nicht nur Rauschen, sondern auch schädliche Interferenzsignale, d.h. die Vielfachzugriffs-Interferenz und die Intersymbol-Interferenz, überlagert sind. Sind die schädlichen Interferenzsignale vernachlässigbar, so ist die optimale Lösung des Datenschätzproblems Stand der Technik [Ver98, Tur60]. In diesem Fall ist es zulässig, die Schätzung jedes einzelnen Datums separat und unabhängig von anderen Daten zu ermitteln [Ver98]. Ist die Statistik des Rauschens bekannt, so kann eine diese Statistik nutzende optimale, d.h. möglichst verlässliche Schätzungen liefernde Empfangssignalverarbeitung durchgeführt [PV88] und damit das Datenschätzproblem optimal gelöst werden. Genügt die Statistik des Rauschens einer Gaußverteilung — und dies ist für typische Szenarien im Mobilfunk zumindest näherungsweise der Fall [Lee90] —, so ist die dazu durchzuführende

Empfangssignalverarbeitung besonders einfach und kann beispielsweise durch signalangepaßtes Filtern mit anschließendem Entscheiden erfolgen [Tur60], siehe auch Abschnitt 2.2.2.

Üblicherweise lassen sich die schädlichen Interferenzsignale jedoch nicht von vornherein vernachlässigen. Zum Lösen des Datenschätzproblems gibt es dann zwei prinzipiell unterschiedliche Ansätze:

- Man kann die von den Sendern abgestrahlten Sendesignale derart generieren, daß das an jedem Empfänger resultierende Empfangssignal ein leistungsmäßig möglichst starkes Nutzsignal und leistungsmäßig möglichst schwache schädliche Interferenzsignale beinhaltet. Wenn es so gelingt, die schädliche Interferenz von vornherein zu vermeiden, dann reduziert sich das Datenschätzproblem auf den bereits diskutierten Spezialfall vernachlässigbarer schädlicher Interferenz und kann optimal auf oben dargestellte Weise gelöst werden. Da man beim Erzeugen des Sendesignals für einen Teilnehmer auch alle anderen Teilnehmer, bei denen Interferenzsignale verursacht werden, berücksichtigen muß, nennt man solche Verfahren auch Verfahren zur gemeinsamen Sendesignalerzeugung. Solche Verfahren sind noch relativ neu und werden derzeit noch in keinem dem Autor bekannten kommerziellen Mobilfunksystem angewandt. Erste Veröffentlichungen zu Verfahren zur gemeinsamen Sendesignalerzeugung finden sich in [EN93, ESN95, ENS97, Tom71, HM72, BPD00, KM00, MBW⁺00, MBL⁺00, BMWT00, MPWB00, TWMB01, WR01, JU00, VM98, NB01, MTJ02, LMTB01].
- Man kann an jedem Empfänger unter Ausnutzen der Signalstruktur des jeweiligen Empfangssignals die schädliche Wirkung der Interferenz durch geschickte Empfangssignalverarbeitung reduzieren oder sogar eliminieren. In einer solchen Empfangssignalverarbeitung müssen neben den Empfangssignalanteilen, die auf für den jeweiligen Teilnehmer übertragene Daten zurückgehen, auch solche Empfangssignalanteile berücksichtigt werden, die auf Teilnehmer zurückgehen, deren Interferenzen hinsichtlich ihrer schädlichen Wirkung reduziert werden sollen. Deshalb heißen solche Verfahren auch Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung.

Kombinierte Ansätze, die die Grundideen beider prinzipieller Ansätze verbinden, sind ebenfalls denkbar [MTWB01a, MTWB01b, NB01, NBF00, Fis02, BQT⁺03]. Solche Ansätze sind jedoch ebenso wie die Verfahren zur gemeinsamen Sendesignalerzeugung noch relativ neu und wenig untersucht.

Thema der vorliegenden Arbeit sind ausschließlich Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung. Ein Hauptproblem beim gemeinsamen Verarbeiten der Empfangssignale besteht darin, daß ein durch Empfangssignalverarbeitungsverfahren geleistetes Reduzieren von Interferenz hinsichtlich ihrer schädlichen Wirkung zu einer erhöhten Empfindlichkeit des Empfängers gegenüber verbleibenden Störsignalen führt [WM02, Ver98]. Verbleibende Störsignale sind dabei systemfremde Störsignale, d.h. das in Unterkapitel 1.1 eingeführte Rauschen, und nicht in die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung einbezogene Interferenzsignale. Wenn das Datenschätzproblem an einem beliebig herausgegriffenen Empfänger, dem Referenzempfänger, durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung optimal gelöst werden soll, d.h. das Wechselspiel zwischen Reduktion der

schädlichen Wirkung von Interferenz auf der einen Seite und erhöhter Empfindlichkeit gegenüber Störsignalen auf der anderen Seite so ausbalanciert werden soll, daß die erhaltenen Schätzungen der interessierenden Daten möglichst zuverlässig sind, dann kann die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung nicht Datum für Datum erfolgen. Der Grund für diese Einschränkung liegt darin, daß das Reduzieren der schädlichen Wirkung von Interferenz, die auf ein spezielles Datum zurückgeht, immer eine gewisse Unsicherheit beinhaltet. Diese Unsicherheit resultiert daraus, daß dieses spezielle Datum selbst schädliche Interferenz durch andere Daten erfährt — insbesondere schädliche Interferenz durch solche Daten erfährt, für die das spezielle Datum selbst schädliche Interferenz hervorruft. Um die auftretenden Interferenzsignale hinsichtlich ihrer Schädlichkeit durch gemeinsames Empfangssignalverarbeiten bestmöglich zu reduzieren, muß über alle Teilnehmer hinweg die Gesamtheit aller Daten, die

- untereinander schädliche Interferenzen hervorrufen und die
- durch keine weiteren schädlichen Interferenzen gestört sind

auf einmal in der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung berücksichtigt werden. In einem CDMA-Mobilfunksystem — und, wie schon gesagt, sollen ausschließlich solche Mobilfunksysteme in der vorliegenden Arbeit betrachtet werden — ist ein solches Vorgehen dann und nur dann möglich, wenn für das Mobilfunksystem und das Szenario, in dem dieses betrieben werden soll, mindestens eine der beiden folgenden Bedingungen erfüllt ist:

- Die Übertragung der Daten zwischen Sendern und Empfängern ist in Segmenten nicht allzu großer Dauer organisiert, wobei die einzelnen Segmente unabhängig voneinander sind. Unabhängige Segmente sind dabei solche Segmente, die aufeinander keine schädliche Interferenz ausüben. Eine weitverbreitete Methode zum Erreichen der Unabhängigkeit von Segmenten ist das beispielsweise in der Luftschnittstelle von TD-CDMA [HKK⁺00] umgesetzte Einfügen von Schutzintervallen [Gib99, EV97, MP92] in die Übertragung zwischen Sendern und Empfängern. Die Dauer eines Segments muß dabei kleiner sein als die maximale Verzögerung, die für einen durch das Mobilfunksystem zu offerierenden Dienst zulässig ist [Bin01].
- Das Übertragen der Daten verschiedener Teilnehmer muß synchron erfolgen. Synchrones Übertragen heißt dabei, daß das Senden der Daten verschiedener Teilnehmer im Hinblick auf die relative zeitliche Verschiebung der gesendeten Signale so aufeinander abgestimmt ist, daß die Daten aller Teilnehmer zeitgleich am Referenzempfänger eintreffen [Ver98], vgl. Bild 1.2. Des weiteren muß die geltende Kombination aus
 - Übertragungseigenschaften der relevanten Mobilfunkkanäle zwischen Sendern und Referenzempfänger und
 - zeitlicher Organisation der verschiedenen für jeweils einen Teilnehmer gesendeten Daten innerhalb der Sendesignale

so beschaffen sein, daß keine Intersymbol-Interferenz auftritt.

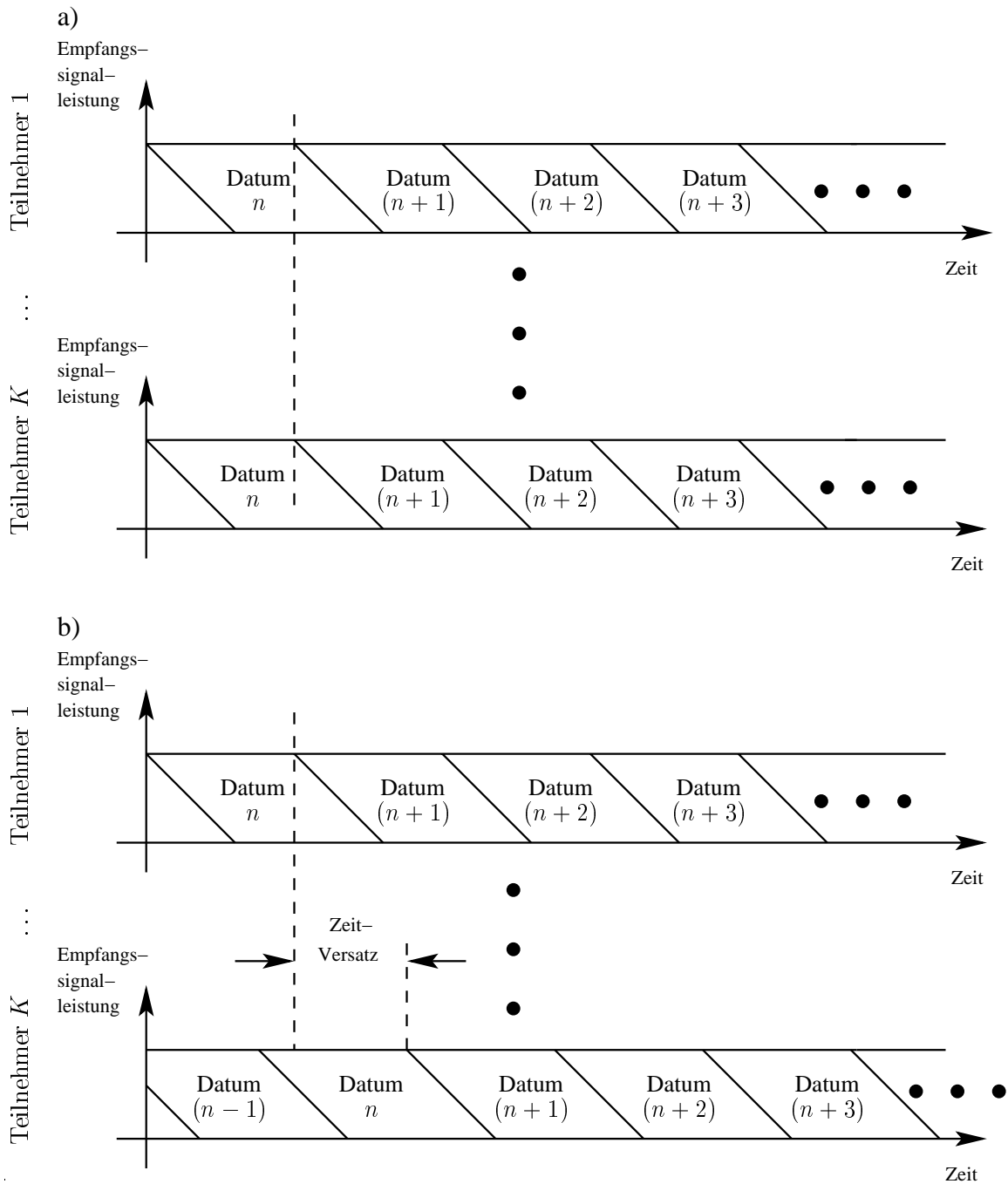


Bild 1.2. Zeitrelation der Datenübertragung verschiedener Teilnehmer. Schematisch gezeigt sind die am Referenzempfänger eintreffenden teilnehmerspezifischen Beiträge zum Empfangssignal:

- a) synchroner Mehrteilnehmerzugriff,
- b) asynchroner Mehrteilnehmerzugriff

Wenn mindestens eine der beiden obigen Bedingungen erfüllt ist, dann lassen sich am jeweiligen Referenzempfänger stets solche Ausschnitte des empfangenen Signals finden, die neben Rauschen nur auf eine begrenzte Anzahl von Daten zurückgehen und für jedes dieser Daten den gesamten Beitrag zum empfangenen Signal beinhalten. Ein Vorgehen bei der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, das auf der erstgenannten Bedingung an ein Mobilfunksystem basiert, wird in der Literatur als segmentweises oder blockweises Vorgehen [Kle96, Ver98] bezeichnet. In Analogie dazu ist für ein Vorgehen bei der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, das auf der zweitgenannten Bedingung aufbaut, der Begriff symbolweises Vorgehen [Ver98, DH93] geprägt. Beide Vorgehensweisen zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung an einem Empfänger erlauben bei Beachten der jeweiligen oben ausgeführten Bedingung die schädliche Wirkung von Interferenz in einer optimalen Weise zu reduzieren und möglichst zuverlässige Schätzungen der jeweiligen interessierenden übertragenen Daten zu ermitteln [Ver98]. In optimaler Weise reduzieren heißt dabei, daß —, wie bereits erwähnt, — das Wechselspiel aus Reduktion der schädlichen Wirkung von Interferenz einerseits und erhöhter Empfindlichkeit gegenüber Störsignalen andererseits optimal ausbalanciert ist.

Sowohl blockweise gemeinsame Empfangssignalverarbeitung als auch symbolweise gemeinsame Empfangssignalverarbeitung werden in der Literatur ausgiebig behandelt. Dabei werden sowohl die optimale Lösung [Ver86b, Ver98, Sch79, Sch80] als auch aufwandsgünstigere suboptimale Lösungen [LV89, VA90, Kle96, Dah98, JD01, Poo00] diskutiert. Unter anderem werden die Einflüsse

- von Eigenschaften der relevanten Mobilfunkkanäle zwischen Sendern und Empfängern [VKAP98, ZB94b],
- ungenauer Kenntnis der Eigenschaften der relevanten Mobilfunkkanäle zwischen Sendern und Empfängern [Naß95, Pap00],
- der die CDMA-typische teilnehmerspezifische Sendesignalfeinstruktur bestimmenden CDMA-Signaturen [Pap00],
- verschiedener teilnehmerspezifischer Datenraten [Kar99],
- des eingesetzten Verfahrens zum Einstellen der Sendeleistungen [BCMW00],
- von numerischen Approximationen [KA98, Sch99, SWMB97] und Rechenungenauigkeiten [Sch99],
- der Anzahlen der Sendeantennen der Sender und der Empfangsantennen der Empfänger [BKNS94a, Bla98, KIHP90b, JD01, RA99, Pap00, Dah98, KSP95, Hot96],
- nichtlinearer Störungen wie z.B. Frequenzversatz [SM01a, SM01c, SM01b, CKM01, SLa01], Synchronisationsfehler [ZB95, PSO96, BKS96, RGV96, GKB95] und Intermodulationsprodukte durch nicht ideale Verstärker [Naß95]

auf die erzielbare Güte der Schätzungen der übertragenen Daten beim Einsatz verschiedener Verfahren zur optimalen und suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung studiert. Insbesondere interessiert hierbei das Wechselspiel zwischen Aufwand, der Fähigkeit, die schädliche Wirkung von Interferenz zu reduzieren, und der Empfindlichkeit gegenüber verbleibenden Störsignalen. Ziel der meisten der oben genannten Untersuchungen ist es, einen nach gewissen Kriterien besonders attraktiven Kompromiß auszuarbeiten [KA00, DHHZ95]. Die wichtigsten Veröffentlichungen zu blockweiser und symbolweiser gemeinsamer Empfangssignalverarbeitung sind in Tabelle 1.1 zusammengestellt.

1.2.2 Offene Probleme

Nicht alle CDMA-Mobilfunksysteme — insbesondere praktisch relevante CDMA-Mobilfunksysteme gemäß der Standards IS-95 (cdmaOne) [SG91, Pad94, KKLN98], IS-2000 (cdma2000) [KKLN98, OP98] und UMTS-FDD [HT00, AS97, OP98, CMO99, DGNS98, ASS98, FST⁺96] — bzw. die Szenarien, in denen diese Systeme eingesetzt werden sollen, erfüllen mindestens in einer der beiden Kommunikationsrichtungen Aufwärtsstrecke und Abwärtsstrecke keine der beiden in Abschnitt 1.2.1 eingeführten, für die Realisierbarkeit optimaler gemeinsamer Empfangssignalverarbeitung notwendigen Bedingungen. Die vorliegende Arbeit soll sich daher auf solche CDMA-Mobilfunksysteme konzentrieren, die nicht den in Abschnitt 1.2.1 eingeführten Bedingungen entsprechen. Streng genommen interessieren dabei ausschließlich diese Kommunikationsrichtungen, die den angesprochenen Bedingungen nicht genügen. Betrachtet man eine solche Kommunikationsrichtung eines interessierenden CDMA-Mobilfunksystems, dann ist die zwischen Sendern und Empfängern stattfindende Kommunikation folgendermaßen gekennzeichnet:

- Die Übertragung der Daten zwischen Sendern und Empfängern ist
 - nicht in unabhängigen Segmenten, siehe Abschnitt 1.2.1, oder
 - in unabhängigen Segmenten größerer Dauer als die für den durch das Mobilfunksystem zu offerierenden Dienst maximal zulässige Verzögerung [Bin01]organisiert, und
- das Übertragen
 - der Daten verschiedener Teilnehmer erfolgt asynchron, oder das Übertragen
 - verschiedener Daten eines Teilnehmers erfolgt unter Entstehen von Intersymbol-Interferenz.

CDMA-Mobilfunksysteme, bei denen die Übertragung der Daten zwischen Sendern und Empfängern in der interessierenden Kommunikationsrichtung nicht in unabhängigen Segmenten organisiert ist, werden im folgenden als CDMA-Mobilfunksysteme mit infiniten Datenübertragung bezeichnet. In Analogie dazu heißen solche CDMA-Mobilfunksysteme,

Tabelle 1.1. Ausgewählte Veröffentlichungen zu blockweiser und symbolweiser gemeinsamer Empfangssignalverarbeitung

Vorgehen	Mehrteilnehmerzugriff	Klasse des Verfahrens	Referenz	Bemerkung
symbolweise	synchron	optimal	[Ver98],[Ver86a]	—
		sub-optimal	[LV89],[Ver98]	lineare nicht iterative Verfahren
			[VA91],[VA89]	parallele Interferenzelimination
			[DH93],[WDH94]	Decision Feedback
blockweise	synchron	optimal	[Ver98]	Äquivalenz von ISI und asynchronem Mehrteilnehmerzugriff
			[Sch79],[Sch80],[For72]	—
		sub-optimal	[Fel94],[Kle96],[BFKM93],[JD01],[Jar01],[KB92],[KKKB94],[KKKB96]	lineare nicht iterative Verfahren
			[Kle96]	Decision Feedback
			[TR00],[HMC99b]	Kombinationen aus iterativen und nicht iterativen linearen Verfahren
			[BNK00]	Expectation Maximization
			[ARS97],[Poo00],[WM01],[WOWB02]	Berücksichtigen von Fehlerschutzcodierung
			[WOWB02],[Ver98],[Sch79]	—
	asynchron	sub-optimal	[BFKM93],[LV90],[Kar99]	lineare nicht iterative Verfahren
			[VA90],[VA91],[KIHP90a],[ZB98]	parallele Interferenzelimination
		optimal	[DH95],[DH92],[XSR90],[AF92],[Ver93],[ASF94],[RV94a],[PF94a],[YR94],[TAS95]	Decision Feedback
			[TR00]	Kombinationen aus iterativen und nicht iterativen linearen Verfahren
			[ARAS99]	Berücksichtigen von Fehlerschutzcodierung

bei denen die Übertragung der Daten in der interessierenden Kommunikationsrichtung nur in unabhängigen Segmenten größerer Dauer als die für den durch das Mobilfunksystem zu offerierenden Dienst maximal zulässige Verzögerung organisiert ist, CDMA-Mobilfunksysteme mit quasi-infiniter Datenübertragung. Die Bezeichner beider Klassen von CDMA-Mobilfunksystemen wurden durch den Autor in dieser Weise gewählt, da es notwendig ist, in der interessierenden Kommunikationsrichtung eines CDMA-Mobilfunksystems mit quasi-infiniter Datenübertragung eine sehr große Anzahl Daten, im Fall des CDMA-Mobilfunksystems mit infiniten Datenübertragung sogar unendlich viele Daten gleichzeitig bei der optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung an den Empfängern zu berücksichtigen.

Realisierbare CDMA-Mobilfunksysteme gehören nie der Klasse der CDMA-Mobilfunksysteme mit infiniten Datenübertragung an, da es stets definierte Zeitpunkte der Inbetriebnahme bzw. der Außerbetriebnahme des jeweiligen CDMA-Mobilfunksystems gibt. Trotzdem eignen sich die somit nur theoretisch relevanten CDMA-Mobilfunksysteme mit infiniten Datenübertragung hervorragend zum Studium von CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter Datenübertragung, da

- quasi-infinite Datenübertragung als Spezialfall der infiniten Datenübertragung bei entsprechender Wahl der zu übertragenden Daten betrachtet werden kann, vgl. auch Unterkapitel 1.3, und
- infinite Datenübertragung der Grenzfall quasi-infiniter Datenübertragung beim Grenzübergang unabhängiger Segmente beliebig großer Dauer ist.

Im folgenden sollen, wenn nichts Gegenteiliges vermerkt ist, die Betrachtungen ausschließlich auf CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten Datenübertragung beschränkt werden. CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter Datenübertragung sind als Spezialfälle mit erfaßt.

Bei CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten Datenübertragung besteht das wichtigste grundlegende und für die durch einen Empfänger zu leistende optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung relevante Problem darin, daß es nicht gelingt, über alle Teilnehmer hinweg eine endliche Anzahl von Daten zu finden, wobei die herausgegriffenen Daten folgende Eigenschaften haben: Die herausgegriffenen Daten

- rufen ausschließlich untereinander schädliche Interferenz hervor und
- sind durch keine weiteren schädlichen Interferenzsignale gestört.

Bei CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter Datenübertragung ist die Anzahl der herauszugreifenden Daten sehr groß. Die Zeit, die zwischen Eintreffen und Schätzen der verschiedenen Daten am Empfänger verstreicht, ist dann deutlich größer als die Verzögerung, die für den zu unterstützenden Dienst maximal zulässig ist. Aus diesen Tatsachen resultieren für die optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter, im Grenzfall infiniten Datenübertragung prinzipiell zwei Probleme:

- Die optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung wird in CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter Datenübertragung sehr aufwendig. Im Grenzfall unendlicher Datenübertragung strebt der Rechenaufwand gegen Unendlich.
- Die mittlere Dauer zwischen Eintreffen eines Datums am Empfänger und Vorliegen der Schätzung des Datums wird in CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter Datenübertragung sehr lang, d.h. deutlich größer als die dem zu unterstützenden Dienst zugehörige maximal zulässige Verzögerung. Im Grenzfall unendlicher Datenübertragung strebt diese mittlere Dauer gegen Unendlich.

Aus diesen Gründen ist eine optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung praktisch nicht realisierbar. Es besteht somit die Notwendigkeit, suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung zu entwickeln, die es erlauben, die oben angesprochenen Probleme zu lösen. Die von den suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung gelieferten Schätzungen der interessierenden Daten sollen dabei hinsichtlich ihrer Zuverlässigkeit nur wenig den durch optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung gewonnenen Schätzungen nachstehen.

In der Literatur wird den Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung — insbesondere zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung — in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung nur wenig Beachtung geschenkt.

In [SHTA00, SHAA02, MAAS01, ASDO96, SMAH96, DJ98, ASS98] wird vorgeschlagen, das aus Abschnitt 1.2.1 bekannte symbolweise Vorgehen auch im Fall von CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung einzusetzen. Symbolweises Vorgehen in der in Abschnitt 1.2.1 beschriebenen Weise ignoriert beim Einsatz in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung Intersymbol-Interferenz und Vielfachzugriffs-Interferenz, die auf nicht zeitgleich übertragene Daten zurückgeht. Somit gilt allgemein: Symbolweises Vorgehen in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung ignoriert schädliche Interferenz. Der Preis, der dafür zu zahlen ist, besteht in einer verglichen zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung geringeren Zuverlässigkeit der Schätzungen der übertragenen Daten. Lediglich in wenigen Sonderfällen, wenn

- die Daten verschiedener Teilnehmer synchron übertragen werden,
- die Datensymbollänge, d.h. die Dauer, die während des Sendens eines Datums verstreicht, viel größer als die Verzögerungsspreizung [Bel63, PB82, Lor85, Naß95] der relevanten Mobilfunkkanäle zwischen Sendern und Empfängern ist und
- die Daten jedes einzelnen Teilnehmers zeitlich seriell und überlappungsfrei gesendet werden,

ist dieser Nachteil von geringem Gewicht, da in solchen Sonderfällen die Intersymbol-Interferenz und die Vielfachzugriffs-Interferenz, die auf nicht zeitgleich übertragene Daten zurückgeht, vernachlässigt werden können. Wenn die Übertragung der Daten zwischen Sendern und Empfängern mit hohen Datenraten erfolgen soll, sind die Datensymbollängen üblicherweise in der Größenordnung der Verzögerungsspreizungen der relevanten Mobilfunkkanäle zwischen Sendern und Empfängern [Kle96, HFS02]. Symbolweises Vorgehen bei der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ist dann nur unter signifikanter Verschlechterung der Zuverlässigkeit der Schätzungen der übertragenen Daten möglich [KHKS02].

In [KHKS02, Kle96, Ver93, WNM92, Bi93, ZB94a, HFS02, GS98, Kle97] wird das ebenfalls aus Abschnitt 1.2.1 bekannte blockweise Vorgehen zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung favorisiert. Die an einem Referenzempfänger zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung durchgeführte Signalverarbeitung ist dabei grundsätzlich folgendermaßen charakterisiert:

- Es werden zeitlich zueinander korrespondierende Abschnitte der Sendesignale der Sender und der durch diese Abschnitte der Sendesignale beeinflusste Abschnitt des Empfangssignals des Referenzempfängers betrachtet.
- Die erhaltenen Abschnitte von Sendesignalen und Empfangssignal werden als einem näherungsweise unabhängigen Segment, vgl. Abschnitt 1.2.1, der zwischen Sendern und Empfänger erfolgte Datenübertragung zugehörig interpretiert. Man nimmt dabei an, daß der betrachtete Abschnitt des Empfangssignals des Referenzempfängers neben Rauschen nur auf Daten zurückgeht, die einen Beitrag zu mindestens einem der betrachteten Abschnitte der Sendesignale der Sender leisten.
- Für das näherungsweise unabhängige Segment werden in der in Abschnitt 1.2.1 beschriebenen Weise durch blockweises Vorgehen Schätzungen der übertragenen, dem näherungsweise unabhängigen Segment zugehörigen Daten ermittelt.
- Die beschriebene Prozedur wird für verschiedene Wahlen der Abschnitte von Sendesignalen und Empfangssignalen wiederholt, um auf diese Weise Schritt für Schritt für jedes übertragene, für den Referenzempfänger interessante Datum mindestens eine Schätzung zu erhalten.

Bei dem oben dargelegten Vorgehen wird ähnlich wie bei dem zuvor angesprochenen symbolweisen Vorgehen vernachlässigt, daß der betrachtete Abschnitt des Empfangssignals des Referenzempfängers im allgemeinen noch von weiteren nicht berücksichtigten und nicht zum näherungsweise unabhängigen Segment gehörigen Daten beeinflusst wird. Die durch die nicht berücksichtigten Daten verursachte schädliche Interferenz wird somit in der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ebenso nicht berücksichtigt. Welche Daten unmittelbar die nicht berücksichtigte schädliche Interferenz erfahren, hängt stark von der Wahl der Abschnitte der Sendesignale sowie weiteren Parametern wie beispielsweise der Verzögerungsspreizung der relevanten Mobilfunkkanäle [Bel63, PB82,

Lor85, Hoe92, Naß95, Zol93, FL96, FTH⁺99] zwischen Sendern und Referenzempfänger ab. Üblicherweise beeinträchtigt die nicht berücksichtigte schädliche Interferenz vorrangig solche durch den Referenzempfänger zu schätzenden Daten, die Beiträge zu dem betrachteten Abschnitt des Empfangssignals liefern, die wiederum zeitnah zu den Grenzen des Abschnitts des Empfangssignals liegen. Grundsätzlich äußert sich das Nichtberücksichtigen der schädlichen Interferenz so, daß sich im Vergleich zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung die Zuverlässigkeit der Schätzungen aller zum näherungsweise unabhängigen Segment gehörigen Daten verschlechtert. Detaillierte Aussagen über den genauen Grad der Verschlechterung der Zuverlässigkeit lassen sich im allgemeinen nur durch umfangreiche Simulationen [HFS02, OSC⁺97, NTD⁺98, BKNS94b, SB96, NSKJ95, Naß95, MS99] ermitteln und hängen von vielen das Mobilfunkszenario beschreibenden Randbedingungen ab. Prinzipiell gilt jedoch: Je kleiner die zeitlichen Längen der Abschnitte der Sendesignale im Verhältnis zur Verzögerungsspreizung der relevanten Mobilfunkkanäle zwischen Sendern und Referenzempfänger, desto gravierender die Verschlechterung der Zuverlässigkeit der Schätzungen [KHKS02].

In den letzten 10 Jahren wurden einige Anstrengungen unternommen, die vielfältigen oben angesprochenen Probleme, die sich beim symbolweisen oder blockweisen Vorgehen zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung ergeben, durch spezielle an die unendliche oder quasi-unendliche Datenübertragung angepaßte Vorgehensweisen zu entschärfen.

In [DH95, Ver98] werden systemtheoretische Ansätze verfolgt, die zu Verfahren führen, die unendlicher Datenübertragung durch rückgekoppelte Strukturen gerecht werden. Die beschriebenen Verfahren berücksichtigen bei der durchgeführten gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sämtliche auftretenden Interferenzsignale infolge Vielfachzugriffs-Interferenz und Intersymbol-Interferenz und liefern die Schätzungen der zu übertragenden Daten Datum für Datum. Für beide Verfahren ist es essentiell, daß sich das Mobilfunkszenario, d.h.

- die Konfiguration der aktiven Teilnehmer,
- die verwendeten, die CDMA-typische teilnehmerspezifische Sendesignalfeinstruktur bestimmenden CDMA-Signaturen und
- die Eigenschaften der relevanten Mobilfunkkanäle zwischen Sendern und Empfängern

über die gesamte Dauer der Datenübertragung — also im Falle unendlicher Datenübertragung über einen unendlich langen Zeitraum — nicht verändert. In Mobilfunksystemen ist Zeitinvarianz in der oben geforderten Ausprägung noch nicht einmal näherungsweise vorzufinden, so daß die in [DH95, Ver98] vorgeschlagenen Verfahren praktisch nicht relevant sind.

Realitätsnähere Verfahren, die Veränderungen im Mobilfunkszenario, vor allem Zeitvarianz der relevanten Mobilfunkkanäle zwischen Sendern und Empfängern zulassen, nutzen praktisch ausnahmslos blockorientiertes Vorgehen [Ver88, Ver93, WNM92, WNM96, WNM93, Bra97, JA97, ML01, MJWT01], das in der Literatur auch als fensterorientiertes Vorgehen bezeichnet wird [Ver98]. Bei dem blockorientierten Vorgehen zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung an einem Referenzempfänger wird ähnlich zu dem in Abschnitt 1.2.1 dargelegten blockweisen Vorgehen immer nur ein Abschnitt des Empfangssignals des Referenzempfängers verarbeitet, um Schätzungen einiger oder aller zu diesem Abschnitt des Empfangssignals beitragenden Daten zu ermitteln. Durch

- Berücksichtigen aller oder vieler der zum betrachteten Abschnitt des Empfangssignals beitragenden Daten während des Verarbeitens eines Abschnitts des Empfangssignals [Ver88, Ver93, WNM92, WNM93, WNM96, Bra97, JA97] und gegebenenfalls
- separates Reduzieren der schädlichen Wirkung nicht berücksichtigter, einen Beitrag zu dem jeweilig betrachteten Abschnitt des Empfangssignals liefernder Daten [MJWT01]

werden alle oder ein wesentlicher Anteil der auftretenden schädlichen Interferenzsignale infolge Vielfachzugriffs-Interferenz und Intersymbol-Interferenz bei der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung berücksichtigt.

Betrachtet man die Vielfalt der in der Literatur dokumentierten Arbeiten auf dem Gebiet der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, so fällt auf, daß eine deutlich größere Anzahl von Beiträgen für CDMA-Mobilfunksysteme, die den Bedingungen nach Abschnitt 1.2.1 entsprechenden, als für CDMA-Mobilfunksystemen mit in finiter Datenübertragung verfügbar ist. Die Veröffentlichungen decken lediglich kleine Teilbereiche dessen ab, was zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung denkbar und unter gewissen Bedingungen sinnvoll ist. Der größte Anteil der verfügbaren Arbeiten beschäftigt sich mit Detailstudien von diesen wenigen Teilbereichen entstammenden Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, wobei beispielsweise der Einfluß

- der Zeitvarianz des Mobilfunkszenarios [WNM93, KSK⁺99],
- von Fehlern bei der Synchronisation [ZB95],
- von Frequenzversatz [PGB01] und
- der Anzahl der Sendeantennen der Sender und der Anzahl der Empfangsantennen der Empfänger [TG01, DC00, DJFH97, DJC99],

auf die erzielbare Güte der Schätzungen der übertragenen Daten sowie der zum Ermitteln einer Schätzung nötige Rechenaufwand untersucht wird.

Das Themengebiet der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung ist nach Kenntnis des Autors bisher nicht systematisch untersucht. Es besteht die Notwendigkeit, dieses Themengebiet

mit Systematik zu erarbeiten bzw. einen Weg aufzuzeigen, wie das systematische Erarbeiten geschehen könnte. Der Weg für systematische Vergleiche verschiedener Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung muß geebnet und ein systematischer Zugang zu neuen Verfahren geschaffen werden. Die dazu vorrangig zu klärenden Fragen lassen sich im wesentlichen auf wenige Grundprobleme verdichten:

- Wie sieht das (nicht realisierbare) optimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung aus ?
- Wie lassen sich realisierbare suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung grundsätzlich sinnvoll strukturieren ? Lassen sich einzelne Teilaufgaben definieren ?
- Wie können gegebenenfalls einzelne Teilaufgaben zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung gegeneinander abgegrenzt werden ?
- Wie sehen dann die zwischen den einzelnen Teilaufgaben bestehenden Schnittstellen aus ?
- Welche Verfahren sind geeignet, die einzelnen Teilaufgaben zu lösen ?
- Ist es möglich, die Vielfalt der entwickelten Verfahren mit blockweisem oder symbolweisem Vorgehen für CDMA-Mobilfunksysteme, die den Bedingungen aus Abschnitt 1.2.1 genügen, systematisch auf angepaßte Verfahren für CDMA-Mobilfunksysteme mit unendlicher Datenübertragung zu übertragen ?

1.3 Zeitdiskretes Übertragungsmodell

Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung können nur entwickelt und untersucht werden, wenn geeignete mathematische Hilfsmittel zum Beschreiben aller beteiligten relevanten Signale, Größen und Übertragungssysteme vorhanden sind. Das Ziel dieses Unterkapitels besteht darin, solche geeigneten mathematischen Hilfsmittel vorzustellen und basierend auf diesen ein mathematisches Modell für alle beteiligten relevanten Signale, Größen und Übertragungssysteme zu entwickeln.

Die mathematischen Darstellungen in dieser Arbeit erfolgen im zeitdiskreten äquivalenten Tiefpaßbereich [SJ67, Pro95, Kle96]. Vektoren werden mit fettgedruckten Kleinbuchstaben, Matrizen mit fettgedruckten Großbuchstaben bezeichnet. Folgen von Skalaren werden durch eckige Klammern gekennzeichnet und auf diese Weise von Folgengliedern unterschieden. Komplexe Größen, seien es skalare Größen, Vektoren oder Matrizen, werden unterstrichen. Das Bilden der Vektornorm, die komplexe Konjugation und die Transposition werden mit $\|\cdot\|$, $(\cdot)^*$ bzw. $(\cdot)^T$ bezeichnet. Wahrscheinlichkeiten werden mit $P(\cdot)$, Wahrscheinlichkeitsdichten mit $p(\cdot)$ bezeichnet. Der Erwartungswert und die Varianz einer Zufallsgröße sind durch $E\{\cdot\}$ bzw. $\text{var}\{\cdot\}$ gekennzeichnet.

Entsprechend der in Unterkapitel 1.1 dargelegten Entwicklung wird von dem in Bild 1.1 skizzierten Mobilfunkszenario ausgegangen. Dabei wird eine Zelle eines zellularen CDMA-Mobilfunksystems betrachtet, in der insgesamt K Mobilstationen mit einer Basisstation kommunizieren. Die Kommunikation zwischen Basisstation und Mobilstationen läßt sich grundsätzlich in der in Bild 1.3 dargestellten Weise beschreiben, wobei angenommen ist, daß sowohl Basisstation als auch Mobilstationen jeweils lediglich mit einer einzigen Sendeantenne bzw. einer einzigen Empfangsantenne ausgestattet sind. Für mathematische Modelle von Mobilfunkszenarien mit Basisstationen oder Mobilstationen mit mehreren Sendeantennen bzw. Empfangsantennen sei der Leser auf [Bla98, LB00, Pap00, LBM01, JBM01, JMB01, JMT02, JBMW02a, JBMW02b, JBM⁺02] verwiesen.

Bild 1.3a zeigt die Kommunikation der Mobilstationen mit der Basisstation in der Aufwärtsstrecke. Der Sender jeder Mobilstation erzeugt ausgehend von den Daten, die durch diese zu übertragen sind, ein CDMA-Signal [SOSL88]. Dieses wird von der Mobilstation gesendet. Daher wird das erzeugte CDMA-Signal auch als mobilstationspezifisches oder teilnehmerspezifisches Sendesignal bezeichnet. Nach Übertragen über den Mobilfunkkanal gelangt das teilnehmerspezifische Sendesignal zum Empfänger der Basisstation, wo es als Bestandteil des gesamten durch den Empfänger empfangenen Signals einer gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zugeführt wird. Das Generieren und Senden des teilnehmerspezifischen Sendesignals durch den Sender einer Mobilstation erfolgt prinzipiell unabhängig von der Signalerzeugung in allen anderen Mobilstationen und wird höchstens durch die Basisstation oder eine der Basisstation übergeordnete Instanz koordiniert, z.B. zum Erzielen eines synchronisierten Mehrteilnehmerzugriffs, siehe Bild 1.2. Charakteristisch für die in Bild 1.3a skizzierte Kommunikation in der Aufwärtsstrecke ist, daß die auf verschiedene Teilnehmer zurückgehenden CDMA-Signale über unterschiedliche Wege, d.h. unterschiedliche Mobilfunkkanäle zum Empfänger gelangen.

Bild 1.3b skizziert die Kommunikation der Basisstation mit den Mobilstationen in der Abwärtsstrecke. Ausgehend von allen für die verschiedenen Teilnehmer zu übertragenden Daten werden nach einem gegebenen Zuordnungsschema [LB00] insgesamt K_S CDMA-Signale, $K_S \geq K$, in einer solchen Weise generiert, daß die für einen Teilnehmer zu übertragenden Daten mindestens einem CDMA-Signal aufgeprägt werden. Dieses Vorgehen schließt den Fall ein, daß für das Versorgen eines Teilnehmers nicht nur eines, sondern mehrere CDMA-Signale eingesetzt werden. In der Literatur wird ein solches zum Erzielen hoher Datenraten einzelner Teilnehmer eingesetztes Vorgehen als CDMA-Codepooling bezeichnet [LB00]. Die K_S CDMA-Signale werden überlagert, vom Sender der Basisstation gesendet und über die Mobilfunkkanäle zu den Empfängern der K Mobilstationen übertragen. In Analogie zur Bezeichnungsweise in der Aufwärtsstrecke wird die Überlagerung aller CDMA-Signale auch als Sendesignal der Basisstation bezeichnet. Das Übertragen des Sendesignals der Basisstation über den Mobilfunkkanal und das anschließende Verarbeiten erfolgen für jede Mobilstation unabhängig von allen anderen Mobilstationen. Aus diesem Grund ist in Bild 1.3b lediglich das Übertragen des Sendesignals der Basisstation über den Mobilfunkkanal und das anschließende Verarbeiten für den Empfänger einer beliebig herausgegriffene Mobilstation k , $k \in \{1..K\}$, den Referenzempfänger, dargestellt. Im Gegensatz zur Situation in der Aufwärtsstrecke gelangen

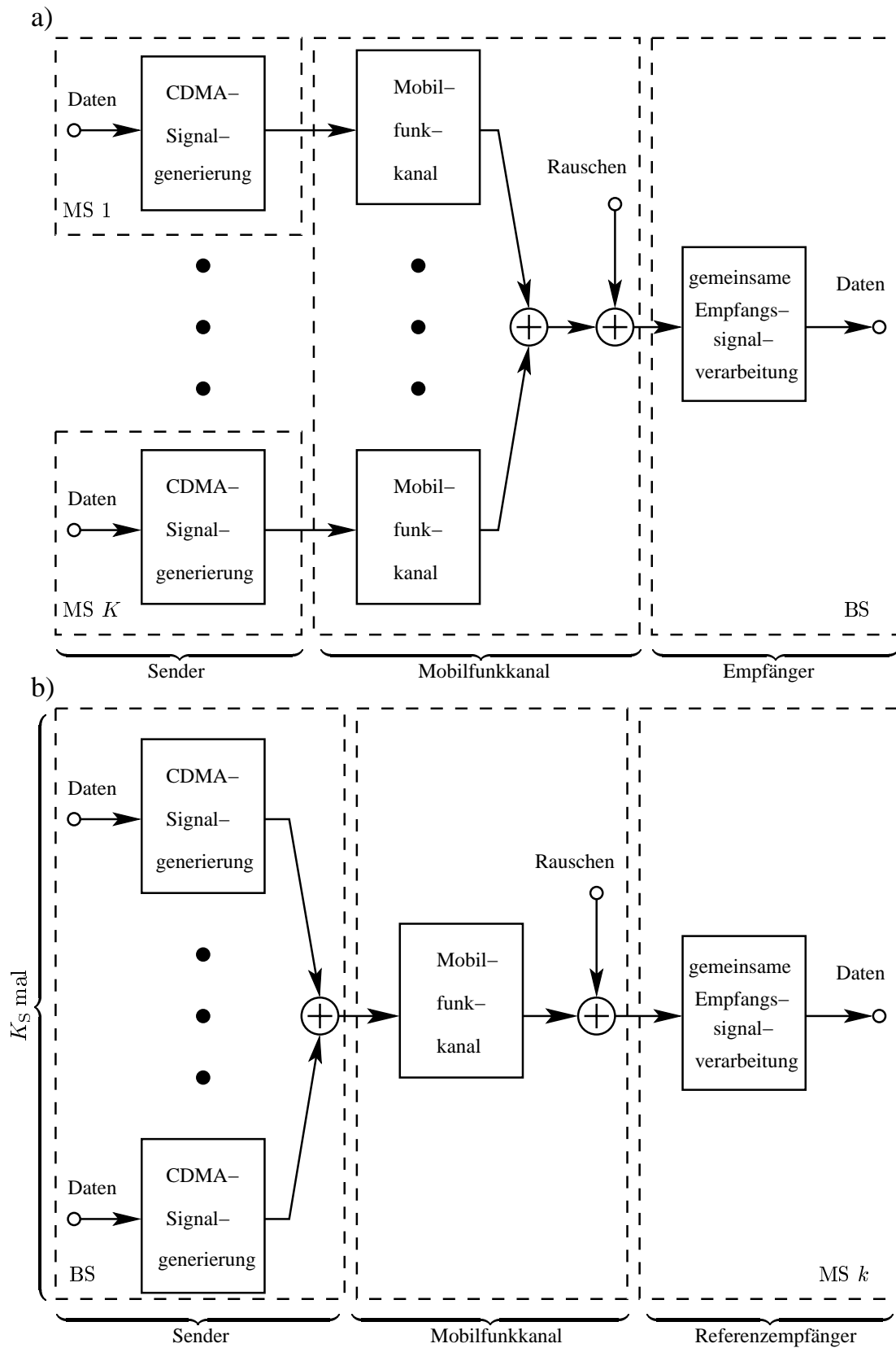


Bild 1.3. Kommunikation zwischen der Basisstation (BS) und mehreren Mobilstationen (MSen) einer Zelle eines zellularen CDMA-Mobilfunksystems:

- Aufwärtsstrecke,
- Abwärtsstrecke

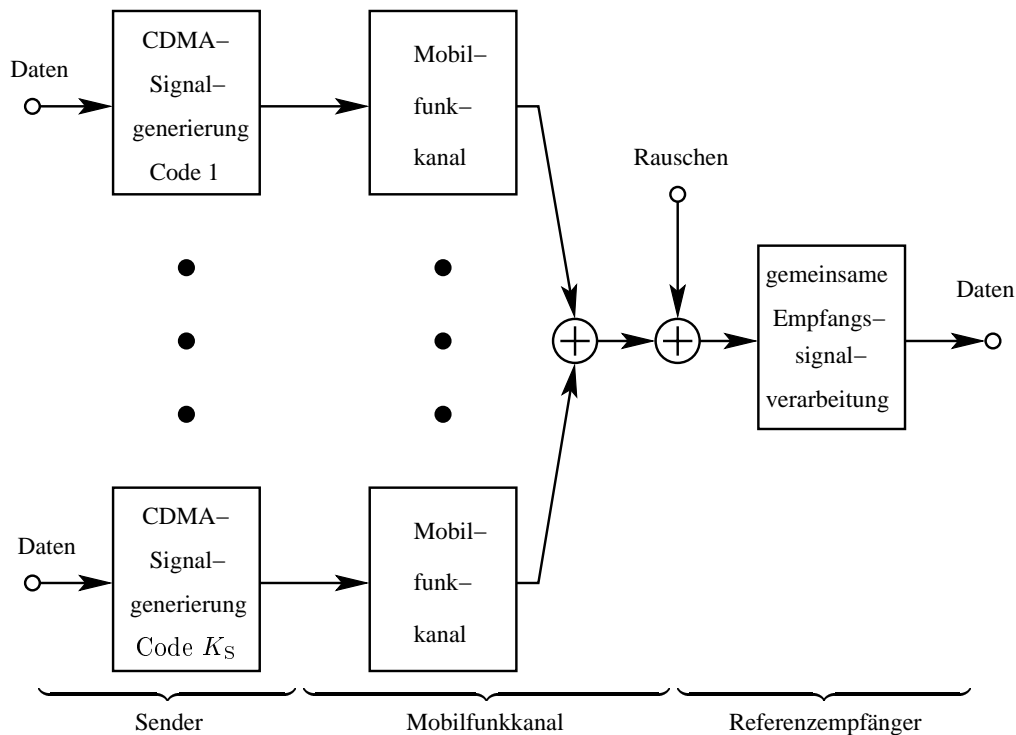


Bild 1.4. Allgemeine CDMA-Übertragungsstrecke mit K_S gleichzeitig genutzten CDMA-Codes

in der Abwärtsstrecke die auf verschiedene Teilnehmer zurückgehenden Daten stets über den gleichen Mobilfunkkanal vom Sender der Basisstation zum Referenzempfänger.

Trotz der Detailunterschiede hat die Kommunikation zwischen Basisstation und Mobilstationen in der Aufwärtsstrecke und in der Abwärtsstrecke erhebliche strukturelle Ähnlichkeiten. Die Übertragungen in beiden Strecken lassen sich nämlich als Spezialfälle der in Bild 1.4 dargestellten allgemeinen CDMA-Übertragungsstrecke interpretieren. Bei der allgemeinen CDMA-Übertragungsstrecke werden basierend auf den zu übertragenden Daten durch im allgemeinen mehrere Sender K_S CDMA-Signale erzeugt und über CDMA-signalspezifische Mobilfunkkanäle zum Referenzempfänger übertragen. Die CDMA-Signale basieren dabei auf CDMA-signalspezifischen CDMA-Signaturen, die im folgenden als CDMA-Codes bezeichnet werden. Daher werden die K_S CDMA-Signale auch CDMA-codespezifische Sendesignale, die einem CDMA-Signal aufzuprägenden Daten CDMA-codezugehörige Daten genannt. Der Begriff des Referenzempfängers wird bei der allgemeinen CDMA-Übertragungsstrecke im Vergleich zur oben beschriebenen in einer verallgemeinerten Weise verwendet. Beim Modellieren der Kommunikation in der Aufwärtsstrecke eines CDMA-Mobilfunksystems als allgemeine CDMA-Übertragungsstrecke ist nämlich der Empfänger der Basisstation als Referenzempfänger zu verstehen. Das im folgenden zu entwickelnde mathematische Signal- und Übertragungsmodell sowie alle weiteren Betrachtungen sollen sich auf die allgemeine CDMA-Übertragungsstrecke nach Bild 1.4 beziehen. Auf diese Weise sind sowohl die Kommunikation in der Aufwärtsstrecke als auch die Kommunikation in der Abwärtsstrecke eines CDMA-Mobilfunksystems als Sonderfälle abgedeckt.

Des weiteren soll ausschließlich die Datenübertragung in CDMA–Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung betrachtet werden, vgl. Unterkapitel 1.2. Die Datenübertragung in CDMA–Mobilfunksystemen mit quasi-unendlicher Datenübertragung läßt sich nämlich als Spezialfall der Datenübertragung in CDMA–Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung bei besonderer Wahl der zu sendenden Daten interpretieren und ist folglich miteinfaßt.

Bei den in der allgemeinen CDMA–Übertragungsstrecke an der Kommunikation beteiligten Signalen handelt es sich zumindest in guter Näherung ausschließlich um bandbegrenzte Signale [Gib99]. Daher läßt sich die allgemeine CDMA–Übertragungsstrecke durch ein äquivalentes zeitdiskretes CDMA–Übertragungssystem beschreiben [Kle96, Rup93]. Zweckmäßigerweise werden die in der allgemeinen CDMA–Übertragungsstrecke auftretenden Signale dabei durch Folgen von komplexen oder reellen Zahlen und Übertragungssysteme, die ein Signal auf ein anderes Signal abbilden, durch Operatoren beschrieben [Rup93]. Der Begriff der Folge wird hier teilweise allgemeiner und teilweise spezieller als in der Mathematik üblich verwendet [Rup93]. Er ist insofern allgemeiner, weil in der Mathematik lediglich die Menge der natürlichen Zahlen als Wertemenge der die Folge definierenden Zuordnung zugrundegelegt wird [KK68, OS75]. Er ist insofern spezieller, weil in der Mathematik neben Folgen von Skalaren auch Folgen anderer mathematischer Konstrukte wie beispielsweise Funktionen oder Abbildungen betrachtet werden. Eine ein Signal beschreibende Folge komplexer Zahlen $\underline{x}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$, wird durch alle Folgenglieder $\underline{x}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$, eindeutig definiert. Der Folgenindex ν , $\nu \in \mathbb{Z}$, steht dabei für die diskrete Zeit. Um jedoch die Unterscheidung zwischen Folgengliedern und der gesamten Folge im folgenden deutlicher zu gestalten, seien nachstehende Schreibweisen [Rup93, Kle96] vereinbart:

$\underline{x}(\nu)$ bezeichnet ein Folgenglied,

$\left[\underline{x}(\nu) \right]$ bezeichnet die gesamte Folge, bestehend aus allen Folgengliedern $\underline{x}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$.

Sind für $\nu < \nu_1$ und für $\nu > \nu_2 \geq \nu_1$, $\nu, \nu_1, \nu_2 \in \mathbb{Z}$, alle Folgenglieder $\underline{x}(\nu)$ gleich null, so wird dies durch die Schreibweise $\left[\underline{x}(\nu) \right]_{\nu_1}^{\nu_2}$ besonders hervorgehoben. Das Zusammenstellen einer endlichen Anzahl $\nu_2 - \nu_1 + 1$ aufeinanderfolgender Folgenglieder $\underline{x}(\nu)$, $\nu_1 \leq \nu \leq \nu_2$, $\nu, \nu_1, \nu_2 \in \mathbb{Z}$, zu einem Vektor $\underline{\mathbf{x}}$ der Dimension $\nu_2 - \nu_1 + 1$ wird durch die Schreibweise

$$\underline{\mathbf{x}} = \left(\underline{x}_1 \cdots \underline{x}_{\nu_2 - \nu_1 + 1} \right)^T = \left(\underline{x}(\nu_1) \cdots \underline{x}(\nu_2) \right)^T = \left[\underline{x}(\nu) \right]_{\nu_1}^{\nu_2} \quad (1.1)$$

symbolisiert. Ein Übertragungssystem, das das durch die Folge $\left[\underline{x}(\nu) \right]$ beschriebene Signal auf das durch die Folge $\left[\underline{y}(\nu) \right]$ beschriebene Signal abbildet, wird durch den Operator

$$\mathcal{H} : \left[\underline{x}(\nu) \right] \longmapsto \left[\underline{y}(\nu) \right] = \mathcal{H} \left\{ \left[\underline{x}(\nu) \right] \right\} \quad (1.2)$$

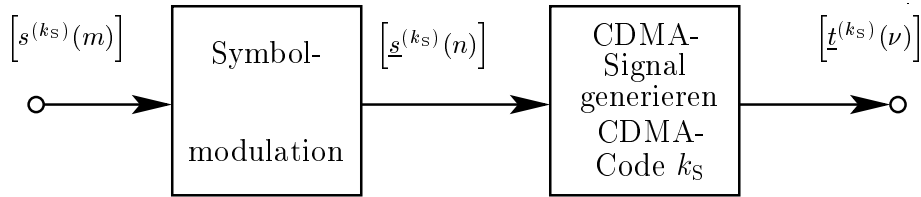


Bild 1.5. Generieren des zum CDMA-Code k_S , $k_S = 1 \dots K_S$, gehörigen CDMA-codespezifischen Sendesignals $\underline{t}^{(k_S)}(\nu)$ aus den binären Daten $s^{(k_S)}(m)$

repräsentiert. Ausgehend von diesem Folgenformalismus lassen sich im folgenden alle für die Kommunikation in der allgemeinen CDMA-Übertragungsstrecke nach Bild 1.4 relevanten Signale durch Folgen beschreiben. In der vorliegenden Arbeit wird die perfekte Kenntnis aller relevanten Mobilfunkkanäle an den Empfängern vorausgesetzt. Aus diesem Grund werden in dem mathematischen Modell der allgemeinen CDMA-Übertragungsstrecke zur Kanalschätzung [SB93, ASA97, MLW⁺02] notwendige Signalkomponenten, wie beispielsweise Pilotsymbole oder Mittambeln [MLW⁺02], nicht berücksichtigt. Im Interesse der Übersichtlichkeit wird beim Vorstellen des mathematischen Modells für die Formulierung „die das Signal beschreibende Folge $\underline{x}(\nu)$ “ die Kurzform „das Signal $\underline{x}(\nu)$ “ verwendet.

Die jedem CDMA-Code k_S , $k_S = 1 \dots K_S$, zugehörigen Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m \in \mathbb{Z}$, liegen üblicherweise in binärer Form vor [Pro95], d.h. es gilt

$$s^{(k_S)}(m) \in \{-1, +1\}, k_S = 1 \dots K_S, m \in \mathbb{Z}. \quad (1.3)$$

Durch Zusammenfassen aller zu einem CDMA-Code k_S , $k_S = 1 \dots K_S$, gehörigen Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m \in \mathbb{Z}$, erhält man die Datenfolge $\underline{s}^{(k_S)}(n)$. Es sei angemerkt, daß bei CDMA-Übertragungsstrecken mit quasi-infiniter Datenübertragung im Gegensatz zu (1.3) lediglich eine endliche Zahl von Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m \in \mathbb{Z}$, von null verschieden sind. Vor dem Übertragen werden mehrere binäre Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, durch Symbolmodulation [Pro95] zu einem Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, zusammengefaßt, siehe auch Bild 1.5. Viele der in der vorliegenden Arbeit niedergelegten Erkenntnisse gelten unabhängig vom verwendeten Verfahren zur Symbolmodulation. Im Interesse der Übersichtlichkeit wird jedoch im folgenden ausschließlich vierstufige Quadratur-Amplituden-Modulation (engl. quadrature amplitude modulation, QAM), die in der Literatur auch als Vierphasenmodulation (engl. quadrature phase shift keying, QPSK) bezeichnet wird [Naß95], betrachtet. Die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, folgen dann aus den binären Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m \in \mathbb{Z}$, gemäß

$$\underline{s}^{(k_S)}(n) = s^{(k_S)}(2n) + j s^{(k_S)}(2n + 1), n \in \mathbb{Z}. \quad (1.4)$$

Entsprechend dazu lassen sich die binären Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m \in \mathbb{Z}$, durch Symboldemodulation gemäß

$$s^{(k_S)}(m) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \underline{s}^{(k_S)} \left(\frac{m}{2} \right) \right\}, & m \text{ gerade,} \\ \operatorname{Im} \left\{ \underline{s}^{(k_S)} \left(\frac{m-1}{2} \right) \right\}, & m \text{ ungerade,} \end{cases} \quad (1.5)$$

aus den Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, gewinnen. Aus (1.3) und (1.4) folgt das für Vierphasenmodulation charakteristische Datensymbolalphabet

$$\mathbb{M} = \{-1 - j, -1 + j, +1 - j, +1 + j\}, \quad (1.6)$$

dem jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, $k_S = 1 \dots K_S$, entstammt. Es gilt also

$$\underline{s}^{(k_S)}(n) \in \mathbb{M}, \quad k_S = 1 \dots K_S, \quad n \in \mathbb{Z}. \quad (1.7)$$

Die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, werden in der Datensymbolfolge $\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]$ zusammengefaßt.

Ausgehend von der zum CDMA-Code k_S , $k_S = 1 \dots K_S$, gehörigen Datensymbolfolge $\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]$ wird das CDMA-codespezifische Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$ generiert, wobei wie bereits erwähnt, ν für die diskrete Zeit steht. Zu diesem Zweck wird jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, einer datensymbolspezifischen CDMA-Signatur

$$\underline{c}^{(k_S, n)} = \left(\underline{c}_1^{(k_S, n)} \dots \underline{c}_Q^{(k_S, n)} \right)^T \quad (1.8)$$

der Dimension Q aufgeprägt. Q wird in der Literatur [Kle96, Naß95] als spektraler Spreizfaktor oder Spreizfaktor bezeichnet. Mit der datensymbolspezifischen CDMA-Signatur $\underline{c}^{(k_S, n)}$ nach (1.8) und der relativen zeitlichen Verschiebung $T_A^{(k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, $T_A^{(k_S)} \in \mathbb{Z}$, der CDMA-codespezifischen Sendesignale $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, bezüglich einer noch zu definierenden Referenz, läßt sich der auf Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, zurückgehende Beitrag zu $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, durch den auf das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ normierten datensymbolspezifischen Beitrag

$$\left[\underline{c}^{(k_S, n)}(\nu) \right] = \left[\sum_{q=1}^Q \underline{c}_q^{(k_S, n)} \delta \left(\nu - nQ - q + 1 - T_A^{(k_S)} \right) \right] \quad (1.9)$$

ausdrücken. $\delta(\cdot)$ in (1.9) heißt Kronecker-Delta-Funktion [Rup93] und ist durch

$$\delta(x) = \begin{cases} 1, & x = 0, \\ 0, & x \neq 0, \end{cases} \quad (1.10)$$

definiert. Die in (1.9) eingehende relative zeitliche Verschiebung $T_A^{(k_S)}$ bezüglich einer Referenz spiegelt dabei unmittelbar den im allgemeinen asynchronen Mehrteilnehmerzugriff, vgl. Bild 1.2, wider. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit soll im folgenden $\left[\underline{t}^{(1)}(\nu) \right]$ als Referenz gewählt werden, so daß

$$T_A^{(1)} = 0 \quad (1.11)$$

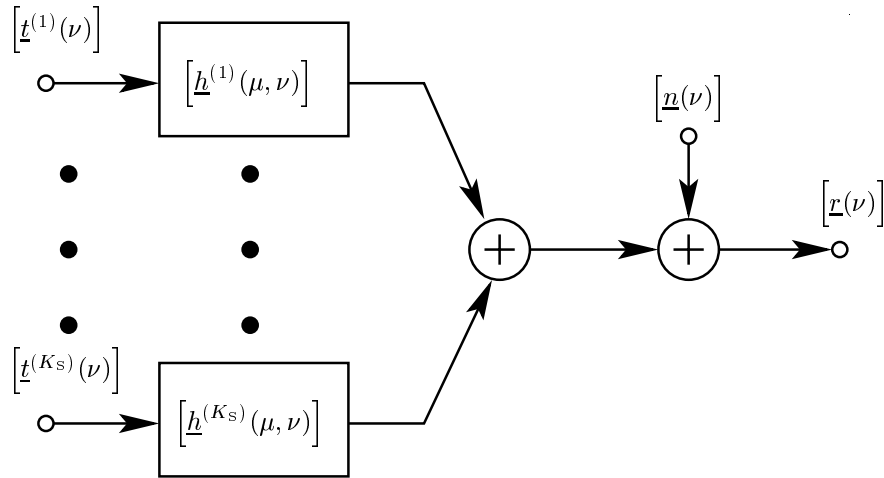


Bild 1.6. Übertragen der CDMA-codespezifischen Sendesignale $\underline{t}^{(k_S)}(\nu)$, $k_S = 1 \dots K_S$, über die zeitvarianten Mobilfunkkanäle $\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu)$, $k_S = 1 \dots K_S$, zum Referenzempfänger

gilt. Im folgenden bezeichnet $\lfloor x \rfloor$ die Gaußklammer [BS79] und liefert die größte ganze Zahl, die nicht größer als das reelle Argument x ist. Dann folgt mit (1.9) für das zum CDMA-Code k_S , $k_S = 1 \dots K_S$, gehörige CDMA-codespezifische Sendesignal

$$\underline{t}^{(k_S)}(\nu) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{s}^{(k_S)}(n) \underline{c}^{(k_S, n)}(\nu), \quad k_S = 1 \dots K_S, \quad (1.12)$$

wobei

$$\underline{t}^{(k_S)}(\nu) = \underline{c}_{((\nu - T_A^{(k_S)}) \bmod Q) + 1}^{(k_S, \lfloor (\nu - T_A^{(k_S)}) / Q \rfloor)} \cdot \underline{s}^{(k_S)}(\lfloor (\nu - T_A^{(k_S)}) / Q \rfloor), \quad \nu \in \mathbb{Z}. \quad (1.13)$$

Jedes CDMA-codespezifische Sendesignal $\underline{t}^{(k_S)}(\nu)$, $k_S = 1 \dots K_S$, wird über einen CDMA-codespezifischen durch die zeitvariante Kanalimpulsantwort [Bel63, PB82, Lor85, Naß95, Kle96, FL96] $\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu)$ beschriebenen zeitvarianten Mobilfunkkanal zum Referenzempfänger übertragen, siehe Bild 1.6. Die zeitvariante Kanalimpulsantwort $\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu)$ beschreibt dabei die Wirkung, die ein zum diskreten Zeitpunkt $(\nu - \mu)$ in den zeitvarianten Mobilfunkkanal eingespeister Kronecker-Delta-Impuls [Rup93] auf das Empfangssignal des Referenzempfängers zum diskreten Zeitpunkt ν hat. Vereinfachend sei im folgenden angenommen, daß die zeitvarianten Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu)$, $k_S = 1 \dots K_S$, einerseits kausal und andererseits endlicher Länge sind. Diese Annahmen sind in der Realität exakt bzw. in sehr guter Näherung erfüllt und daher weitgehend akzeptiert [Par92]. Unter diesen Annahmen läßt sich jede zeitvariante Kanalimpulsantwort in der Form

$$\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) = \underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \Big|_{\mu=0}^{\mu=W-1}, \quad k_S = 1 \dots K_S, \quad (1.14)$$

schreiben, wobei W die Anzahl der potentiell von null verschiedenen Folgenglieder $\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu)$, $\mu \in \mathbb{Z}$, und damit die Länge der Kanalimpulsantworten beschreibt. Mit (1.14) folgt durch Umformen für die Folgenglieder der zeitvarianten Kanalimpulsantwort

$$\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) = \sum_{w=1}^W \underline{h}^{(k_S)}(w-1, \nu) \cdot \delta(\mu - w + 1), \mu, \nu \in \mathbb{Z}. \quad (1.15)$$

Ausgehend von (1.12), (1.14) und (1.15) ergibt sich mit dem für die zeitdiskrete Faltungsoperation stehenden Operator "*" [Lor85] der auf das CDMA-codespezifische Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, zurückgehende Beitrag $\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right]$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers zu

$$\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right] = \left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right] * \left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]. \quad (1.16)$$

Für die Folgenglieder $\underline{r}^{(k_S)}(\nu)$ von $\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right]$ gilt dann

$$\underline{r}^{(k_S)}(\nu) = \sum_{w=1}^W \underline{h}^{(k_S)}(w-1, \nu) \cdot \underline{t}^{(k_S)}(\nu - w + 1). \quad (1.17)$$

Da die Übertragung über den zeitvarianten Mobilfunkkanal eine lineare Operation auf $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$ ist, kann in Analogie zu (1.12) $\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, als Überlagerung unendlich vieler, je ausschließlich auf ein einziges Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, zurückgehender Beiträge interpretiert werden. Mit den datensymbolspezifischen kombinierten Kanalimpulsantworten

$$\left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right] = \left[\underline{c}^{(k_S, n)}(\nu) \right] * \left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right], n \in \mathbb{Z}, \quad (1.18)$$

der Folgenglieder

$$\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) = \sum_{w=1}^W \underline{h}^{(k_S)}(w-1, \nu) \cdot \underline{c}^{(k_S, n)}(\nu - w + 1), \nu \in \mathbb{Z}, \quad (1.19)$$

ist der Beitrag $\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right]$ nach (1.16) des CDMA-codespezifischen Sendesignals $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers folglich

$$\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{s}^{(k_S)}(n) \left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right], k_S = 1 \dots K_S. \quad (1.20)$$

Für die Energie $E_s^{(k_S, n)}$ des Beitrages $\underline{s}^{(k_S)}(n) \left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right]$ jedes einzelnen Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, zu $\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right]$ gilt dabei

$$E_s^{(k_S, n)} = \frac{1}{2} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left| \underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right|^2 \left| \underline{s}^{(k_S)}(n) \right|^2. \quad (1.21)$$

Die Energie $E_s^{(k_S, n)}$ nach (1.21) hängt bei gegebenem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) lediglich von der zeitvarianten Kanalimpulsantwort $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$ des Mobilfunkkanals nach (1.14), der relativen zeitlichen Verschiebung $T_A^{(k_S)}$ nach (1.9) der CDMA-codespezifischen Sendesignale $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, bezüglich der Referenz nach (1.11) und von der CDMA-Signatur $\underline{c}^{(k_S, n)}$ nach (1.8) — insbesondere der Skalierung der CDMA-Signatur $\underline{c}^{(k_S, n)}$ — ab. Durch Skalieren der CDMA-Signatur $\underline{c}^{(k_S, n)}$ kann senderseitig eine beliebige Energie $E_s^{(k_S, n)}$ des Beitrages jedes einzelnen Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, zu $\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, eingestellt werden. Auf diesem Wege läßt sich ebenfalls für jedes der zu einem Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zusammengefaßten Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m = 2n \dots 2n + 1$, die zugehörige datumsspezifische Empfangsenergie

$$E_b^{(k_S, m)} = \frac{1}{2} E_s^{(k_S, n)} = \frac{1}{2} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left| \underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right|^2, m = 2n \dots 2n + 1, \quad (1.22)$$

einstellen. $E_b^{(k_S, m)}$ nach (1.22) wird in der Literatur häufig als Bitenergie bezeichnet [Ver98] und bestimmt maßgeblich die Übertragungsqualität eines CDMA-Mobilfunksystems [Naß95].

Mit dem Rauschen $\left[\underline{n}(\nu) \right]$, siehe Bild 1.6, das den Einfluß systemfremder Störsignale und der Interzell-Vielfachzugriffs-Interferenz, vgl. Unterkapitel 1.1, beschreibt, sowie $\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.17) folgt das am Referenzempfänger empfangene Signal

$$\left[\underline{r}(\nu) \right] = \sum_{k_S=1}^{K_S} \left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu) \right] + \left[\underline{n}(\nu) \right]. \quad (1.23)$$

Im folgenden soll entsprechend Unterkapitel 1.1 für das Rauschen $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ angenommen werden, daß Realteil und Imaginärteil eines jeden Folgengliedes $\underline{n}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$, statistisch unabhängig sind. Des weiteren seien Realteil und Imaginärteil von $\underline{n}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$, gemäß einer Gaußschen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion mit Erwartungswert Null verteilt und von den zu übertragenden Datensymbolen $\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, unabhängig. Die statistischen Bindungen zweiter Ordnung zweier Folgenglieder $\underline{n}(\nu)$ und $\underline{n}(\mu)$, $\nu, \mu \in \mathbb{Z}$, werden durch die Korrelationsfunktion [Rup93]

$$\varphi_{nn}(\nu, \mu) = \frac{1}{2} \text{E} \{ \underline{n}(\nu) \underline{n}(\mu)^* \} \quad (1.24)$$

bestimmt. Aufgrund der beschriebenen Eigenarten der Folgenglieder $\underline{n}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$, wird das Rauschen $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ im folgenden auch als mittelwertfreies Gaußrauschen bezeichnet [Lee90].

1.4 Ziele und durchzuführende Arbeiten

Ziel der vorliegenden Arbeit ist das Finden eines systematischen Zugangs zu Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung. Des Weiteren soll basierend auf dem zu findenden systematischen Zugang ein nach Meinung des Autors attraktives Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung vorgeschlagen und untersucht werden. Um den Fokus der Arbeit auf das Wesentliche zu beschränken, sollen bei den durchzuführenden Arbeiten einige Nebenbedingungen gelten:

- Wie schon erwähnt, soll davon ausgegangen werden, daß die zwischen Sendern und Referenzempfänger wirksamen Mobilfunkkanäle, insbesondere die die wirksamen Mobilfunkkanäle beschreibenden zeitvarianten Kanalimpulsantworten [Bel63, PB82, Lor85, Naß95, Kle96, FL96] am Referenzempfänger perfekt bekannt sind.
- Alle zur Datenübertragung eingesetzten CDMA-Signaturen und deren Zuordnung zu den aktiven Teilnehmer sind am Referenzempfänger verfügbar.
- Der Abgleich der von Sendern und Referenzempfänger verwendeten Trägerfrequenzen ist perfekt.
- Fehlerschutzcodierung und -decodierung sowie Quellcodierung und -decodierung sind nicht zu berücksichtigen.
- Jeder Sender hat eine einzige Sendeantenne und jeder Empfänger ist mit einer einzigen Empfangsantenne ausgestattet.
- Nichtlineare Störeffekte durch zur Realisierung eingesetzte nichtlineare Komponenten wie z.B. nichtlineare Verstärker, Analog-Digital-Wandler [Naß95, MR00, Meu00] werden nicht berücksichtigt.
- Als Symbolmodulationsverfahren soll Vierphasenmodulation betrachtet werden.

Zum Erreichen der gesteckten Ziele sind folgende Teilaufgaben zu lösen:

- Mathematisches Formulieren des durch die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung zu lösenden Schätzproblems.
- Erarbeiten des optimalen Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung. Dabei ist zu klären, wie das Optimalitätskriterium sinnvoll zu wählen ist und ob ein praktischer Einsatz des optimalen Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung möglich ist.
- Ist das optimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung nicht zweckmäßig, so ist eine nach zu erläuternden Kriterien sinnvolle Partitionierung

der suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in zu lösende Teilaufgaben zu erarbeiten. Ausgehend von den zu identifizierenden Teilaufgaben soll eine auf mehreren Verarbeitungseinheiten, im folgenden funktionale Gruppen genannt, basierende generische Struktur für suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen vorgeschlagen werden. Diese soll es ermöglichen

- systematisch Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu entwickeln,
- viele aus der Literatur bekannte relevante Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung darauf abzubilden und
- systematisch die verschiedenen aus der Literatur bekannten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu klassifizieren.

Die durch jeweils eine funktionale Gruppe zu lösende Teilaufgabe sowie die Schnittstellen zwischen verschiedenen funktionalen Gruppen sind zu klären und darzulegen. Zu diesem Zweck ist ein geeignetes mathematisches Modell zur Beschreibung aller interessierenden Signale und Daten zu entwickeln.

- Ausgehend von der gewählten Gliederung der generischen Struktur für suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in funktionale Gruppen sollen diese funktionalen Gruppen separat analysiert werden. Dabei sollen für jede funktionale Gruppe folgende Punkte untersucht werden:
 - Existieren für die durch die jeweilige funktionale Gruppe zu leistende Signalverarbeitung optimale Verfahren, die die zur jeweiligen funktionalen Gruppe gehörige Teilaufgabe optimal lösen ? Dabei ist zu klären, welche Optimalitätskriterien zur Wahl eines Verfahren angewendet werden.
 - Sind optimale Verfahren für die Signalverarbeitung, die durch die jeweilige funktionale Gruppe zu leisten ist, nicht verfügbar oder sprechen Gründe gegen deren Einsatz, so sind suboptimale Verfahren zum Lösen der zur jeweiligen funktionalen Gruppe gehörigen Teilaufgabe darzustellen.
 - Mindestens eine nach Meinung des Autors nach zu erläuternden Kriterien besonders attraktive Ausführung der jeweiligen funktionalen Gruppe ist vorzuschlagen und zu analysieren. Dazu sind gegebenenfalls geeignete Bewertungsmaße zu finden.
- Basierend auf den vorgeschlagenen Ausführungen der funktionalen Gruppen ist ein Gesamtkonzept für die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten Datenübertragung zu entwickeln und dessen Leistungsfähigkeit in einem typischen Mobilfunkszenario exemplarisch zu analysieren.
- Die wichtigsten aus den durchgeführten Arbeiten resultierenden Erkenntnisse sollen im Hinblick auf den möglichen Einsatz von Verfahren zur gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in aktuellen und zukünftigen Mobilfunksystemen bewertet werden.

1.5 Inhaltsübersicht

Die Gliederung und der Inhalt der vorliegenden Dissertation orientieren sich an den in Abschnitt 1.4 genannten Zielen und durchzuführenden Arbeiten.

In Kapitel 2 wird auf das Grundproblem der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, d.h. auf das zu lösende Datenschätzproblem eingegangen. Dazu wird zunächst eine mathematische Beschreibung des Datenschätzproblems erarbeitet, die auf das in Unterkapitel 1.3 eingeführte zeitdiskrete Übertragungsmodell zurückgreift. Basierend auf der mathematischen Darstellung des Datenschätzproblems wird ein nach gewissen Kriterien optimales Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung hergeleitet. Aus verschiedenen bereits in Abschnitt 1.2.2 angesprochenen Gründen ist das entwickelte optimale Verfahren nicht praktikabel. Aus diesem Grund wird im weiteren Verlauf von Kapitel 2 auf suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung eingegangen. Es wird gezeigt, daß sich die durch Verfahren zur suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu lösende Aufgabe nach gewissen Kriterien sinnvoll in die fünf Teilaufgaben *Blockbilden*, *Datenzuordnen*, *Interblock-Signalverarbeitung*, *Intrablock-Signalverarbeitung* sowie *Kombinieren und Entscheiden* zerlegen läßt. Basierend auf dieser neuartigen Erkenntnis wird daher eine auf funktionalen Gruppen aufbauende generische Struktur für suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung vorgeschlagen, wobei jede der fünf zu lösenden Teilaufgaben eindeutig einer funktionalen Gruppe zugeordnet ist. Die Klasse der durch die generische Struktur beschriebenen suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung umfaßt aufgrund der unmittelbaren Entsprechung zur natürlichen Partitionierung der zu lösenden Aufgabe praktisch alle aus der Literatur bekannten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung und erlaubt somit ein systematisches Herangehen an das Problem der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung. Das Herausarbeiten der Abgrenzungen der funktionalen Gruppen gegeneinander sowie der genauen, durch die funktionalen Gruppen zu lösenden Teilaufgaben ist Thema der folgenden Unterkapitel in Kapitel 2. Das exakte Erfassen der durch je eine funktionale Gruppe zu lösenden Teilaufgabe erfordert mathematische Signalmodelle, anhand derer die zwischen den funktionalen Gruppen bestehenden Schnittstellen spezifiziert werden. Grundlegende Betrachtungen zu nach gewissen Kriterien sinnvollen Ausführungen der funktionalen Gruppen und eine Erörterung des Konvergenzverhaltens der auf der generischen Struktur basierenden suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung schließen das Kapitel ab.

Gegenstand von Kapitel 3 ist die eingehende Analyse der funktionalen Gruppen *Blockbilden* und *Datenzuordnen*. Die Teilaufgabe des *Blockbildens* kann in vielfältiger Weise gelöst werden. Die verschiedenen dazu denkbaren Vorgehensweisen werden nach verschiedenen Gesichtspunkten klassifiziert und gemäß verschiedener Kriterien sinnvolle von weniger sinnvollen Vorgehensweisen abgegrenzt. Bevor Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzt werden können, muß durch *Datenzuordnen* festgelegt werden, welche Daten in die einem Block zugehörige *Intrablock-Signalverarbeitung* einbezogen werden

sollen. Nach gewissen Kriterien sinnvolle dazu geeignete Auswahl schemata zum *Datenzuordnen* sind Thema von Unterkapitel 3.2. Das Kapitel schließt mit der Darstellung besonders attraktiver Ausführungen der funktionalen Gruppen *Blockbilden* und *Datenzuordnen* für die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff.

Thema der Kapitel 4 und 5 sind Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung*. In Kapitel 4 wird dabei im Speziellen auf lineare Verfahren, d.h. lineare Schätzer, zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingegangen. Lineare Schätzer, vor allem der Dekorrelator und der Minimum-Varianz-Schätzer, werden bereits heute in CDMA-Mobilfunksystemen eingesetzt [HKK⁺00]. In der Literatur [Fel94, Kle96, BFKM93, JD01, KKKB94, KKKB96, LV89, LV90, Ver98] ist umfangreiches Wissen über derartige Schätzer verfügbar, so daß es absolut ratsam ist, dieses gewinnbringend für das Finden geeigneter Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* einzubringen. Die wichtigsten für diese Arbeit notwendigen Grundlagen werden aus diesem Grund in Unterkapitel 4.1 kurz rekapituliert, bevor der Autor eine aufwandsgünstige, auf iterativen Ansätzen beruhende neuartige allgemeine Realisierungsvariante linearer Schätzer vorschlägt und untersucht. Aus gewissen, in Unterkapitel 4.3 dargelegten Gründen besonders attraktive Spezialfälle der eingesetzten iterativ realisierten linearen Schätzer sind die Verfahren zur allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination, bei denen das iterative Vorgehen als Rekonstruktion und Eliminieren von Interferenzsignalen interpretierbar ist. Auf solche Verfahren wird in Kapitel 4 abschließend in detaillierter Form eingegangen.

Lineare Schätzverfahren sind nicht in der Lage, die wertediskrete Natur der zu schätzenden Daten während des Schätzens gewinnbringend zu berücksichtigen und sind daher in ihrer Leistungsfähigkeit begrenzt. Aus diesem Grund wird in Kapitel 5 auf dieser Einschränkung nicht unterliegende nichtlineare Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingegangen. Wie in Kapitel 5 gezeigt, läßt sich aufbauend auf der in Kapitel 4 eingeführten iterativen Realisierungsmöglichkeit linearer Schätzer durch einige Modifikationen eine neuartige Klasse nichtlinearer iterativer Schätzer finden, die praktisch alle relevanten nichtlinearen Schätzer aus der Literatur als Spezialfälle beinhaltet. Diese in dieser Allgemeinheit neuartigen zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzten nichtlinearen Verfahren werden als verallgemeinerte iterative Schätzer mit Schätzwertverbesserung bezeichnet. Die Schätzwertverbesserung als einzige nichtlineare Komponente erlaubt dabei Informationen über die wertediskrete Natur der übertragenen Daten und gegebenenfalls weitere A-priori-Informationen in den bei der *Intrablock-Signalverarbeitung* ablaufenden Schätzprozeß einzubringen. In Kapitel 5 werden verschiedene Verfahren zur Schätzwertverbesserung vorgestellt und deren Leistungsfähigkeit bewertet.

Die *Interblock-Signalverarbeitung* ist Gegenstand von Kapitel 6. Ausgehend von der durch die *Interblock-Signalverarbeitung* zu lösenden Teilaufgabe wird ein optimales Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* hergeleitet, das in der präsentierten Allgemeinheit neuartig ist. Wie sich zeigt, läßt sich das optimale Verfahren unter bestimmten Rahmenbedingungen in zwei Teilschritte zerlegen. Diese Erkenntnis eröffnet die Möglichkeit nach gewissen Kriterien attraktive suboptimale Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* zu

definieren, die an das zweischrittige Vorgehen beim optimalen Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* angelehnt sind. Der Vorschlag eines insbesondere für das Gesamtkonzept zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung vorteilhaften Verfahrens zur *Interblock-Signalverarbeitung* schließt Kapitel 6 ab.

Aufbauend auf den Erkenntnissen und Vorschlägen der Kapitel 2 bis 6 wird in Kapitel 7 ein neuartiger, alle funktionalen Gruppen abdeckender Gesamtvorschlag für die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff erarbeitet. Dabei wird einerseits die Ausführung der einzelnen funktionalen Gruppen genau erläutert, andererseits wird eine aufwandsgünstige Realisierungsmöglichkeit des Gesamtverfahrens dargelegt. Eine auf Simulationen beruhende Analyse des vorgeschlagenen Gesamtverfahrens schließt das Kapitel ab.

Kapitel 8 resümiert die wichtigsten, auf die in Kapiteln 2 bis 7 dargestellten Arbeiten zurückgehenden Erkenntnissen. Ausgehend von diesem Resümee werden einige Schlußfolgerungen gezogen und Empfehlungen für die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten Datenübertragung entwickelt. Besonders wird dabei auf das Potential und den möglichen Einsatzbereich von Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in zukünftigen CDMA-Mobilfunksystemen eingegangen.

Kapitel 9 und 10 enthalten schließlich Zusammenfassungen der vorliegenden Arbeit in deutscher und englischer Sprache.

Kapitel 2

Grundzüge der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung

2.1 Problem des Datenschätzens

Wie bereits in Kapitel 1 angesprochen, besteht die grundsätzliche Aufgabe des Referenzempfängers im Lösen des Datenschätzproblems. Der Referenzempfänger soll also aus dem verfügbaren Empfangssignal zuverlässige Schätzungen der übertragenen Daten ermitteln. Zum Gewinnen möglichst zuverlässiger Schätzungen muß, wie in Kapitel 1 dargestellt, das Datenschätzproblem durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung gelöst werden. Bild 2.1 visualisiert das sich stellende Datenschätzproblem und dessen Lösung durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung.

Das durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung zu lösende Datenschätzproblem läßt sich im Detail folgendermaßen charakterisieren: Basierend auf dem Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$, siehe (1.23), des Referenzempfängers muß am Referenzempfänger für jedes übertragene Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, eine Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ ermittelt werden, wobei folgende Informationen berücksichtigt werden können:

- die die wirksamen Mobilfunkkanäle beschreibenden zeitvarianten Kanalimpulsantworten $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.14),
- die datensymbolspezifischen CDMA-Signaturen $\underline{\mathbf{c}}^{(k_S, n)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, nach (1.8),
- die zeitliche Organisation des Mehrteilnehmerzugriffs, insbesondere die relativen zeitlichen Verschiebungen $T_A^{(k_S)}$ nach (1.9) der CDMA-codespezifischen Sendesignale $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, bezüglich der Referenz nach (1.11),
- die eingesetzten Verfahren zur Symbolmodulation nach Unterkapitel 1.3, insbesondere das damit verbundene Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.7),
- die A-priori-Wahrscheinlichkeiten der übertragenen Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, und damit die A-priori-Wahrscheinlichkeiten der übertragenen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$,
- bekannte, beispielsweise infolge einer Fehlerschutzcodierung auftretende statistische Bindungen zwischen übertragenen Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$,
- bekannte Eigenschaften des zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ beitragenden Rauschens $\left[\underline{n}(\nu) \right]$.

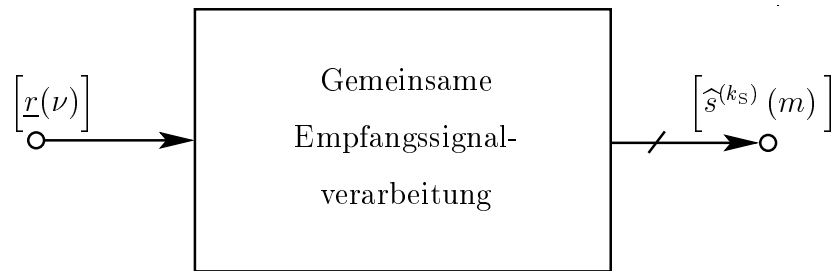


Bild 2.1. Am Referenzempfänger durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung zu lösendes Datenschätzproblem

Ausgehend von der in Unterkapitel 1.3 dargelegten binären Natur der übertragenen Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, nach (1.3) ist zu diesem Zweck für jedes Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, prinzipiell eine binäre Entscheidung zu treffen. Man muß unter Berücksichtigen aller oben genannten Einflußfaktoren am Referenzempfänger binär entscheiden, ob es sich bei dem übertragenen Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, um „-1“ oder um „+1“ handelt. Das Ergebnis dieses Entscheidungsprozesses ist die durch den Referenzempfänger ermittelte, zum jeweiligen Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, gehörige Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$.

Mathematisch gesehen handelt es sich bei der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, die zum Lösen des Datenschätzproblems eingesetzt wird, um einen Operator, der unter Berücksichtigen aller oben genannten Einflußfaktoren das Empfangssignal $\underline{x}(\nu)$ des Referenzempfängers nach (1.23) auf die K_S Folgen $\left[\hat{s}^{(k_S)}(m) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, der Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ der übertragenen Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, abbildet. In den folgenden Unterkapiteln soll erörtert werden, wie dieser Operator zu gestalten ist.

2.2 Optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung

2.2.1 Allgemeines Verfahren

Wenn ein Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zum Lösen des in Abschnitt 2.1 dargelegten Datenschätzproblems entworfen werden soll, so ist zu diesem Zweck zuvor ein Entwurfsziel zu definieren. Daher muß festgelegt werden, welchen Ansprüchen das zu entwerfende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung entsprechen soll. Es ist im Sinne einer möglichst fehlerfreien zu realisierenden Datenübertragung sinnvoll und daher allgemein akzeptiert zu fordern, daß die durch die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung gelieferten Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ der übertragenen Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, möglichst zuverlässig sein sollen. Möglichst zuverlässig heißt dabei,

daß statistisch gesehen das Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, und dessen Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ in möglichst wenigen Fällen voneinander abweichen sollen. Aus mathematischer Sicht bedeutet dies, daß beim in Abschnitt 2.1 dargelegten Entscheiden die Wahrscheinlichkeit dafür, daß eine Fehlentscheidung getroffen wird, minimal sein soll. Eine Fehlentscheidung Schätzen des Datums $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, äußert sich in einer falschen Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$, die in der Literatur üblicherweise als Bitfehler bezeichnet wird [Lee90, Naß95, Wal98, Kle96, Ver98]. Die Wahrscheinlichkeit $P_b^{(k_S, m)}$ für eine solche Fehlentscheidung wird daher auch als Bitfehlerwahrscheinlichkeit bezeichnet [Lee90, Naß95, Wal98, Kle96, Ver98] und läßt sich gemäß

$$P_b^{(k_S, m)} = P(\hat{s}^{(k_S)}(m) = +1 \mid s^{(k_S)}(m) = -1) P(s^{(k_S)}(m) = -1) \\ + P(\hat{s}^{(k_S)}(m) = -1 \mid s^{(k_S)}(m) = +1) P(s^{(k_S)}(m) = +1) \quad (2.1)$$

durch die beiden elementaren Fehlentscheidungswahrscheinlichkeiten $P(\hat{s}^{(k_S)}(m) = +1 \mid s^{(k_S)}(m) = -1)$ und $P(\hat{s}^{(k_S)}(m) = -1 \mid s^{(k_S)}(m) = +1)$ sowie die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_S)}(m) = -1)$ und $P(s^{(k_S)}(m) = +1)$ ausdrücken.

Wie beispielsweise in [Ver98] dargestellt, läßt sich die Forderung nach minimaler Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_b^{(k_S, m)}$ nach (2.1) beim Entwurf eines Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung dadurch erfüllen, als Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ des übertragenen Datums $s^{(k_S)}(m)$

$$\hat{s}^{(k_S)}(m) = \arg \max_{s \in \{-1, +1\}} \left(P \left(s^{(k_S)}(m) = s \mid \left[\underline{r}(\nu) \right] \right) \right), \quad k_S = 1 \dots K_S, m \in \mathbb{Z}, \quad (2.2)$$

zu wählen. Die in (2.2) eingehende Wahrscheinlichkeit steht dabei für die bedingte Wahrscheinlichkeit dafür, daß unter der Nebenbedingung des am Referenzempfängers bekannten Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ und aller in Abschnitt 2.1 genannten Einflußfaktoren, das übertragene Datum $s^{(k_S)}(m)$ und dessen Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ übereinstimmen. Die Wahl der Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ nach (2.2) drückt aus, daß beim Schätzen des Datums $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, stets so entschieden werden sollte, daß diese bedingte Wahrscheinlichkeit maximal wird.

In der Literatur wird das durch (2.2) beschriebene Vorgehen als Maximum-a-posteriori-Schätzen (MAP-Schätzen) bezeichnet [SM71, Ver98]. Eine gemäß (2.2) ermittelte Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ des Datums $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, heißt daher Maximum-a-posteriori-Schätzung oder kurz optimale Schätzung [Ver98]. Der Begriff optimale Schätzung wird in diesem Zusammenhang verwendet, da beim Datenschätzen dem Grundsatz maximaler Zuverlässigkeit entsprochen wird. In Anlehnung daran soll im folgenden ein Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, das das Ermitteln optimaler Schätzungen nach (2.2) erlaubt, als Verfahren zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung bezeichnet werden.

Ausgehend von der in Unterkapitel 1.3 eingeführten Symbolmodulation und Symboldemodulation läßt sich unter Verwenden der optimalen Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ nach (2.2) der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, nach (1.3) eine Schätzung

$$\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = \hat{s}^{(k_S)}(2n) + j \hat{s}^{(k_S)}(2n+1) \quad (2.3)$$

der übertragenen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, nach (1.4) angeben. Die Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ nach (2.3) heißt optimale Schätzung des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, da als Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ dieses Element aus dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) gewählt wird, das nach Symboldemodulation gemäß (1.5) zu optimalen Schätzungen $\widehat{s}^{(k_S)}(2n)$ bzw. $\widehat{s}^{(k_S)}(2n+1)$ nach (2.2) der in $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zusammengefaßten Daten $s^{(k_S)}(2n)$ bzw. $s^{(k_S)}(2n+1)$ führt. Ausgehend von (2.2) und dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) läßt sich $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ nach (2.3) in

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) &= \arg \max_{s_1 \in \{-1, +1\}} \left(\mathrm{P} \left(s^{(k_S)}(2n) = s_1 \mid \left[\underline{r}(\nu) \right] \right) \right) \\ &\quad + j \arg \max_{s_2 \in \{-1, +1\}} \left(\mathrm{P} \left(s^{(k_S)}(2n+1) = s_2 \mid \left[\underline{r}(\nu) \right] \right) \right) \\ &= \arg \max_{\substack{\underline{s} = s_1 + js_2, \\ s_1, s_2 \in \{-1, +1\}}} \left(\mathrm{P} \left(s^{(k_S)}(2n) = s_1 \mid \left[\underline{r}(\nu) \right] \right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \mathrm{P} \left(s^{(k_S)}(2n+1) = s_2 \mid \left[\underline{r}(\nu) \right] \right) \right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

umformen. Wenn des weiteren angenommen wird, daß die verschiedenen Daten statistisch unabhängig sind, d.h. falls für jedes Paar von Daten $s^{(k_S)}(m)$ und $s^{(k'_S)}(m')$, $k_S = 1 \dots K_S$, $k'_S = 1 \dots K_S$, $m, m' \in \mathbb{Z}$, $m \neq m' \vee k_S \neq k'_S$,

$$\mathrm{P} \left(s^{(k_S)}(m) \mid s^{(k'_S)}(m') \right) = \mathrm{P} \left(s^{(k_S)}(m) \right), \quad (2.5)$$

und

$$\mathrm{P} \left(s^{(k'_S)}(m') \mid s^{(k_S)}(m) \right) = \mathrm{P} \left(s^{(k'_S)}(m') \right) \quad (2.6)$$

gilt [Pap91] — und das soll im folgenden der Fall sein — so folgt aus (2.4)

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) &= \arg \max_{\substack{\underline{s} = s_1 + js_2, \\ s_1, s_2 \in \{-1, +1\}}} \left(\mathrm{P} \left(s^{(k_S)}(2n) = s_1 \wedge s^{(k_S)}(2n+1) = s_2 \mid \left[\underline{r}(\nu) \right] \right) \right) \\ &= \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\mathrm{P} \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s} \mid \left[\underline{r}(\nu) \right] \right) \right). \end{aligned} \quad (2.7)$$

Der Zusammenhang nach (2.7) besagt: Es sei die bedingte Wahrscheinlichkeit $\mathrm{P} \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s} \mid \left[\underline{r}(\nu) \right] \right)$ dafür, daß das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und dessen Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ übereinstimmen, unter der Nebenbedingung des am Referenzempfängers bekannten Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ und aller in Abschnitt 2.1 genannten Einflußfaktoren bekannt. Dann läßt sich die optimale Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, dadurch gewinnen, als Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ dieses Element aus dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) zu wählen, das diese bedingte Wahrscheinlichkeit maximiert.

Der Zusammenhang nach (2.7) und die Verbindung von (2.2) und (2.3) sind unter Voraussetzung der statistischen Unabhängigkeit aller übertragenen Daten gemäß (2.5) und (2.6) sowie Symbolmodulation und -demodulation gemäß Vierphasenmodulation, siehe (1.4) und (1.5), äquivalent. Dies hat im Umkehrschluß zur Folge, daß die optimale Schätzung

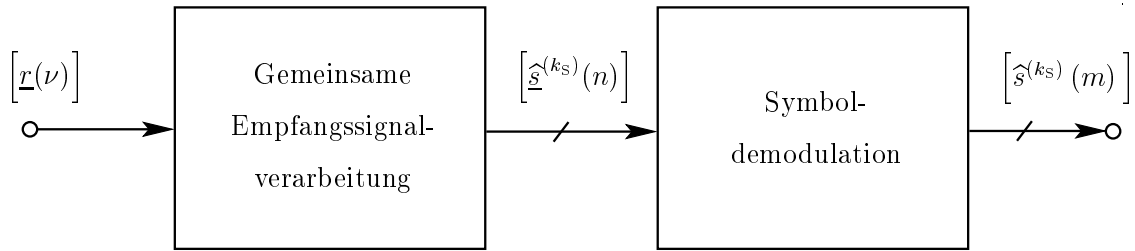


Bild 2.2. Modifiziertes am Referenzempfänger durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung zu lösendes Datenschätzproblem

$\hat{s}^{(k_S)}(m)$ jedes übertragenen Datums $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, nicht nur durch unmittelbares Auswerten von (2.2), sondern auch durch Ermitteln der optimalen Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(\lfloor m/2 \rfloor)$ gemäß (2.7) des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(\lfloor m/2 \rfloor)$ und anschließende Symboldemodulation nach (1.5) bestimmt werden kann. Im folgenden soll ausschließlich auf die letztgenannte Alternative zum Ermitteln optimaler Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, eingegangen werden. Daher wird beim weiteren Vorgehen ausnahmslos das Ermitteln der Schätzungen, speziell der optimalen Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(n)$ nach (2.7) der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, studiert. Das in Bild 2.1 dargestellte zu lösende Datenschätzproblem ist aus diesem Grund nochmals in Bild 2.2 in modifizierter Form wiedergegeben, wobei in der Darstellung die obigen Ausführungen berücksichtigt sind.

Bevor auf die Analyse von (2.7) und damit Verfahren zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung eingegangen werden kann, müssen noch einige wenige vom Autor verwendete Schreibweisen vereinbart werden. Diese Schreibweisen werden notwendig, da es mit den aus der Stochastik bekannten Begriffen Wahrscheinlichkeit und Wahrscheinlichkeitsdichte [Bos86] unmittelbar nicht möglich ist, eine beliebige unendlich lange Folge $\left[\underline{x}(\nu) \right]$, deren Folgenglieder $\underline{x}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$, Zufallsvariablen sind, als Ganzes zu beschreiben. Der Autor definiert daher die Folgenabschnittswahrscheinlichkeit

$$P_{\Upsilon} \left(\left[\underline{x}(\nu) \right] \right) := P \left(\left[\underline{x}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \right) \quad (2.8)$$

und die Folgenabschnittswahrscheinlichkeitsdichte

$$p_{\Upsilon} \left(\left[\underline{x}(\nu) \right] \right) := p \left(\left[\underline{x}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \right), \quad (2.9)$$

die im Grenzübergang $\Upsilon \rightarrow \infty$ die gesamte Folge $\left[\underline{x}(\nu) \right]$ statistisch beschreiben. In Analogie dazu wird des weiteren die Folgenabschnittsgleichheitswahrscheinlichkeit

$$P_{\Upsilon} \left(\left[\underline{x}(\nu) \right] = \left[\underline{y}(\nu) \right] \right) := P \left(\left[\underline{x}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} = \left[\underline{y}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \right) \quad (2.10)$$

zum Beschreiben der Gleichheit zweier Folgen $\left[\underline{x}(\nu) \right]$ und $\left[\underline{y}(\nu) \right]$ eingeführt.

Ausgehend von (2.10) läßt sich (2.7) in

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) &= \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(P \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s} \mid \left[\underline{r}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right) \right) \\ &= \lim_{\Upsilon \rightarrow \infty} \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\sum_{\substack{\forall \left[\underline{s}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}, \\ \text{mit } \underline{\tilde{s}}(n) = \underline{s}}} P_{\Upsilon} \left(\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right] = \left[\underline{\tilde{s}}(n) \right] \mid \left[\underline{r}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

umschreiben. Durch weiteres Umformen unter Berücksichtigen von (2.5) und (2.6) sowie Anwenden des Satzes von Bayes für bedingte Wahrscheinlichkeiten [Bos86] erhält man schließlich

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) &= \lim_{\Upsilon \rightarrow \infty} \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\sum_{\substack{\forall \left[\underline{s}^{(1)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1} \\ \dots \\ \forall \left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}, \\ \text{mit } \underline{\tilde{s}}^{(k_S)}(n) = \underline{s}} \dots \sum_{\substack{\forall \left[\underline{s}^{(K_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1} \\ \dots \\ \forall \left[\underline{s}^{(K_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}}} \right) \\ &\cdot P_{\Upsilon'} \left(\left[\underline{r}(\nu) \right] \mid \left[\underline{s}^{(1)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} = \left[\underline{\tilde{s}}^{(1)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \wedge \dots \wedge \left[\underline{s}^{(K_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} = \left[\underline{\tilde{s}}^{(K_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \right) \\ &\cdot P_{\Upsilon} \left(\left[\underline{s}^{(1)}(n) \right] = \left[\underline{\tilde{s}}^{(1)}(n) \right] \right) \cdot \dots \cdot P_{\Upsilon} \left(\left[\underline{s}^{(K_S)}(n) \right] = \left[\underline{\tilde{s}}^{(K_S)}(n) \right] \right) \end{aligned} \quad (2.12)$$

In (2.12) beschreiben die letzten K_S Faktoren $P_{\Upsilon} \left(\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right] = \left[\underline{\tilde{s}}^{(k_S)}(n) \right] \right)$ die A-priori-Wahrscheinlichkeiten für die verschiedenen möglichen Realisierungen der Datensymbolfolgen $\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$. Sind die A-priori-Wahrscheinlichkeiten aller möglichen Realisierungen der Datensymbolfolgen $\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, gleich — und dies ist in typischen CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten Datenübertragung der Fall —, so läßt sich (2.12) zu

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) &= \lim_{\Upsilon \rightarrow \infty} \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\sum_{\substack{\forall \left[\underline{s}^{(1)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1} \\ \dots \\ \forall \left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}, \\ \text{mit } \underline{\tilde{s}}^{(k_S)}(n) = \underline{s}} \dots \sum_{\substack{\forall \left[\underline{s}^{(K_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1} \\ \dots \\ \forall \left[\underline{s}^{(K_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}}} \right) \\ &\cdot P_{\Upsilon'} \left(\left[\underline{r}(\nu) \right] \mid \left[\underline{s}^{(1)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} = \left[\underline{\tilde{s}}^{(1)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \wedge \dots \wedge \left[\underline{s}^{(K_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} = \left[\underline{\tilde{s}}^{(K_S)}(n) \right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

vereinfachen. Eine Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ nach (2.13), die die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichte — hier die Folgenabschnittswahrscheinlichkeitsdichte — des Empfangssignals unter der Nebenbedingung angenommener gesendeter Datensymbole maximiert, wird in der Literatur als Maximum-Likelihood-Schätzung (ML-Schätzung) bezeichnet [Ver98].

Sind die Statistik — hier die Folgenabschnittswahrscheinlichkeitsdichte $\text{pr}_\Upsilon\left(\left[\underline{n}(\nu)\right]\right)$ — des zu $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ beitragenden Rauschens $\left[\underline{n}(\nu)\right]$ und alle datensymbolspezifischen kombinierten Kanalimpulsantworten $\left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu)\right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, nach (1.18) bekannt, so können die in (2.12) und (2.13) eingehenden bedingten Folgenabschnittswahrscheinlichkeitsdichten angegeben werden. Ein Verfahren zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung kann darauf aufbauend optimale Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ aller Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, durch Auswerten von (2.12) bzw. (2.13) ermitteln.

Für den bereits in Unterkapitel 1.3 angesprochenen besonders interessierenden Fall des mittelwertfreien Gaußrauschens $\left[\underline{n}(\nu)\right]$ — und dieser soll im folgenden ausschließlich betrachtet werden — läßt sich (2.12) in vergleichsweise einfacher Form darstellen: Unter Verwenden der Korrelationsfunktion $\varphi_{nn}(\nu, \mu)$ nach (1.24) der Folgenglieder $\underline{n}(\nu)$ und $\underline{n}(\mu)$, $\nu, \mu \in \mathbb{Z}$, ergibt sich die Kovarianzmatrix

$$\mathbf{R}_{nn, \Upsilon'} = \begin{pmatrix} \varphi_{nn}(-\Upsilon', -\Upsilon') & \cdots & \varphi_{nn}(-\Upsilon', +\Upsilon') \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{nn}(+\Upsilon', -\Upsilon') & \cdots & \varphi_{nn}(+\Upsilon', +\Upsilon') \end{pmatrix}, \Upsilon' \in \mathbb{N}, \quad (2.14)$$

der Dimension $(2\Upsilon' + 1) \times (2\Upsilon' + 1)$, die den Folgenabschnitt $\left[\underline{n}(\nu)\right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'}$ vollständig statistisch beschreibt. Mit (2.12), dem von den Daten $\tilde{\underline{s}}^{(k'_S)}(n')$, $k'_S = 1 \dots K_S$, $n' = -\Upsilon' \dots +\Upsilon'$, abhängigen Vektor

$$\tilde{\mathbf{n}}_{\Upsilon'}\left(\tilde{\underline{s}}^{(1)}(-\Upsilon') \dots \tilde{\underline{s}}^{(K_S)}(+\Upsilon')\right) = \left[\underline{r}(\nu)\right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} - \sum_{k'_S=1}^{K_S} \sum_{n'=-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \tilde{\underline{s}}^{(k'_S)}(n') \left[\underline{b}^{(k'_S, n')}(\nu)\right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \quad (2.15)$$

der Dimension $2\Upsilon' + 1$, der Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_{nn, \Upsilon'}$ nach (2.14) und der multivariaten Gaußwahrscheinlichkeitsdichte [Wha71] folgt dann die optimale Schätzung

$$\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \lim_{\Upsilon \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\sum_{\forall \left[\tilde{\underline{s}}^{(1)}(n)\right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}} \cdots \sum_{\substack{\forall \left[\tilde{\underline{s}}^{(k_S)}(n)\right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}, \\ \text{mit } \tilde{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = \underline{s}}} \cdots \sum_{\forall \left[\tilde{\underline{s}}^{(K_S)}(n)\right]_{-\Upsilon}^{+\Upsilon} \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}} \right) \frac{1}{2} e^{-\tilde{\mathbf{n}}_{\Upsilon'}\left(\tilde{\underline{s}}^{(1)}(-\Upsilon') \dots \tilde{\underline{s}}^{(K_S)}(+\Upsilon')\right)^* \mathbf{R}_{nn, \Upsilon'}^{-1} \tilde{\mathbf{n}}_{\Upsilon'}\left(\tilde{\underline{s}}^{(1)}(-\Upsilon') \dots \tilde{\underline{s}}^{(K_S)}(+\Upsilon')\right)} \cdot \left. \begin{matrix} \text{P}_\Upsilon\left(\left[\underline{s}^{(1)}(n)\right] = \left[\tilde{\underline{s}}^{(1)}(n)\right]\right) \cdots \text{P}_\Upsilon\left(\left[\underline{s}^{(K_S)}(n)\right] = \left[\tilde{\underline{s}}^{(K_S)}(n)\right]\right) \end{matrix} \right) \quad (2.16)$$

des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$. Sind, wie oben ausgeführt, alle A-priori-Wahrscheinlichkeiten gleich, so entfallen in (2.16) in Analogie zu (2.13) die letzten K_S die A-priori-Wahrscheinlichkeiten beschreibenden Faktoren.

Für den Spezialfall unkorrelierten mittelwertfreien Gaußrauschens $[\underline{n}(\nu)]$ mit der Korrelationsfunktion

$$\varphi_{nn}(\nu, \mu) = \sigma_n^2 \delta(\nu - \mu) \quad (2.17)$$

der Folgenglieder $\underline{n}(\nu)$ und $\underline{n}(\mu)$, $\nu, \mu \in \mathbb{Z}$, vereinfacht sich (2.14) bis (2.16) zu

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = \lim_{\Upsilon \rightarrow \infty} \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} & \left(\sum_{\substack{\forall [\underline{s}^{(1)}(n)] \\ \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1} \\ \text{mit } \underline{s}^{(1)}(n) = \underline{s}}}^{+\Upsilon} \cdots \sum_{\substack{\forall [\underline{s}^{(k_S)}(n)] \\ \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1} \\ \text{mit } \underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s}}}^{+\Upsilon} \cdots \sum_{\substack{\forall [\underline{s}^{(K_S)}(n)] \\ \in \mathbb{M}^{2\Upsilon+1}}}^{+\Upsilon} \right) \\ & \exp \left(\frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k'_S=1}^{K_S} \sum_{n'=-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \left(\tilde{\underline{s}}^{(k'_S)}(n') \left[\underline{b}^{(k'_S, n')}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \left[\underline{r}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \right. \\ & \quad \left. - \frac{1}{2\sigma_n^2} \left\| \sum_{k'_S=1}^{K_S} \sum_{n'=-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \tilde{\underline{s}}^{(k'_S)}(n') \left[\underline{b}^{(k'_S, n')}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\|^2 \right) \\ & \left. \cdot \left(\prod_{\Upsilon} \left(\left[\underline{s}^{(1)}(n) \right] = \left[\tilde{\underline{s}}^{(1)}(n) \right] \right) \cdots \prod_{\Upsilon} \left(\left[\underline{s}^{(K_S)}(n) \right] = \left[\tilde{\underline{s}}^{(K_S)}(n) \right] \right) \right) \right) \quad (2.18) \end{aligned}$$

Die Vorschriften (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) erlauben es, je nach gültiger Kombination aus Störsituation und A-priori-Wahrscheinlichkeiten optimale Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ nach (2.7) der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zu ermitteln. Ein Verfahren zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung muß diese Vorschriften beispielsweise durch vollständige Suche (engl. exhaustive search) [WM02] auswerten. Dieses Vorgehen ist nach Kenntnis des Autors für CDMA-Mobilfunksysteme mit unendlicher Datenübertragung in der Literatur bisher unbekannt und daher neuartig. Leider birgt dieses optimale Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, liefernde Vorgehen jedoch auch erhebliche systematische Probleme für das Lösen des Datenschätzproblems in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung:

- Der beim Ermitteln des Maximums in (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) zu durchsuchende Suchraum ist stets unendlich groß, d.h. dieser erstreckt sich über eine unendliche Anzahl von Kombinationen möglicher Folgen $[\underline{s}^{(k_S)}(n)]$, $k_S = 1 \dots K_S$, von Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$. Dieser Umstand bedeutet, daß diese Maximumsuche stets nur mit unendlichem Aufwand durchgeführt werden kann.

Dem Autor ist kein Verfahren bekannt, daß diese Aufgabe allgemein mit endlichem Aufwand lösen könnte.

- In die bei der Maximumsuche durchzuführenden Operationen gehen Folgen, d.h. mathematische Konstrukte unendlicher Länge ein. Alle Operationen auf Folgen sind daher stets mit unendlichem Aufwand verbunden.
- Das Signal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ muß zum Auswerten aller Vorschriften (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) vollständig bekannt sein. Daher ist es am Referenzempfänger notwendig, vor dem Ermitteln der optimale Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, unendlich lange zu warten, bis schließlich das gesamte Signal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ empfangen wurde.

Zusammenfassend läßt sich aus den oben dargelegten Problemen folgendes ableiten: Das Ermitteln optimaler Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, ist unabhängig von der konkreten Ausführung eines Verfahrens, das dieses leistet, stets mit unendlichem Aufwand verbunden. Des weiteren ist dieses Ermitteln — selbst bei unendlicher Verarbeitungsgeschwindigkeit — infolge des unendlich langen Wartens bis $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ vollständig bekannt ist, stets mit unendlicher Verarbeitungszeit verbunden. Verfahren zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, die auf (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) aufbauen und optimale Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, liefern, sind für CDMA-Mobilfunksysteme mit infiniten Datenübertragung daher nicht praktikabel.

In CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniten Datenübertragung sind lediglich endlich viele Folgenglieder der am Datenschätzproblem beteiligten Folgen $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ und $\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, potentiell von Null verschieden, siehe Unterkapitel 1.3. Dies wirkt sich mildernd auf alle oben genannten Probleme aus, da dieser Sachverhalt beim Auswerten von (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) berücksichtigt werden kann:

- Beim Grenzübergang $\Upsilon \rightarrow \infty$ und $\Upsilon' \rightarrow \infty$ in (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) wird der Grenzwert bereits für $\Upsilon = \Upsilon_{\min}$ und $\Upsilon' = \Upsilon'_{\min}$ erreicht und verändert sich für alle $\Upsilon > \Upsilon_{\min}$ und $\Upsilon' > \Upsilon'_{\min}$ nicht mehr. Υ_{\min} und Υ'_{\min} sind dabei im Vergleich zum Spreizfaktor Q nach (1.8) sehr groß, siehe auch Definition der quasi-infiniten Datenübertragung in Abschnitt 1.2.2. Beide Grenzübergänge $\Upsilon \rightarrow \infty$ und $\Upsilon' \rightarrow \infty$ in (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) können daher durch Auswerten der jeweiligen Ausdrücke für $\Upsilon = \Upsilon_{\min}$ und $\Upsilon' = \Upsilon'_{\min}$ ersetzt werden.
- Ein den obigen Ausführungen entsprechendes Ersetzen der Grenzübergänge in (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) mildert die beiden erstgenannten systematischen Probleme erheblich, da
 - sowohl der angesprochene Suchraum endlich, als auch
 - die beim Ermitteln optimaler Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, verwendeten Konstrukte endliche Länge haben.

Folglich ist der zum Ermitteln optimaler Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zu leistende Aufwand endlich, im allgemeinen jedoch infolge der großen Υ_{\min} und Υ'_{\min} weiterhin enorm.

- Das an dritter Stelle erwähnte systematische Problem tritt in CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter Datenübertragung ebenfalls lediglich in abgeschwächter Form auf, da am Referenzempfänger nicht unendlich lange gewartet werden muß, bis alle potentiell von null verschiedenen Folgenglieder $\underline{r}(\nu)$ von $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ bekannt sind. Das geschilderte systematische Problem ist jedoch auch weiterhin prohibitiv für den Einsatz von Verfahren zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter Datenübertragung. Denn in Mobilfunksystem sind für den zu offerierenden Dienst maximal zulässige Verzögerungen einzuhalten. Im Falle von quasi-infiniter Datenübertragung ist es jedoch nötig, länger auf die potentiell von null verschiedenen Folgenglieder $\underline{r}(\nu)$ von $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ zu warten, als es diese maximal zulässigen Verzögerungen erlauben.

Zusammenfassend läßt sich somit feststellen, daß in CDMA-Mobilfunksystemen sowohl mit infiniten Datenübertragung als auch mit quasi-infiniter Datenübertragung Verfahren zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung nicht praktikabel sind. Somit besteht die Notwendigkeit, suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu entwickeln und zu untersuchen, die man unter Umschiffung aller oben aufgeführten systematischen Probleme in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten Datenübertragung und in CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-infiniter Datenübertragung einsetzen kann. Aus diesem Grund soll im Abschnitt 2.2.3 auf das Bewerten und in den Unterkapiteln 2.3 bis 2.9 auf das Finden geeigneter suboptimaler Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung eingegangen werden.

2.2.2 Spezialfall des allgemeinen Verfahrens für den interferenzfreien Fall, Einzelsymbolfall

Bevor auf suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung detailliert eingegangen wird, soll in diesem Abschnitt noch ein Spezialfall des allgemeinen Verfahrens zur optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung nach Abschnitt 2.2.1 besonders beleuchtet werden. Dabei werden CDMA-Übertragungsstrecken mit infiniten Datenübertragung betrachtet, die dadurch gekennzeichnet sind, daß nur ein einziges Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, übertragen wird und alle anderen Datensymbole $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $k'_S = 1 \dots K_S$, $n' \in \mathbb{Z}$, $k_S \neq k'_S \vee n \neq n'$, gleich null sind. Dieser Spezialfall wird daher auch als Einzelsymbolfall bezeichnet. Da nur ein einziges von null verschiedenes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, übertragen wird und somit das in Unterkapitel 1.1 eingeführte Übertragungsmedium nicht zum Übermitteln mehrerer — ggf. auf unterschiedliche Teilnehmer zurückgehender — Datensymbole genutzt wird, tritt keine schädliche Interferenz bei der Übertragung auf. Die Übertragungsqualität ist somit ausschließlich durch Rauschen begrenzt. Wie sich in Abschnitt 2.2.3 zeigen wird, ist dieser

Spezialfall besonders geeignet, um daran suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu messen.

Für den Fall von Gaußrauschen ergibt sich durch Ausnutzen der oben dargestellten Eigenschaften von $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, und anschließendes Logarithmieren aus (2.16) für die Schätzung $\widehat{\underline{s}}_E^{(k_S)}(n)$ des übertragenen Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$

$$\widehat{\underline{s}}_E^{(k_S)}(n) = \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\operatorname{Re} \left\{ \underline{s}^* \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \mathbf{R}_{nn, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} - \frac{1}{2} |\underline{s}|^2 \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \mathbf{R}_{nn, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} + \ln \left(\mathrm{P} \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s} \right) \right) \right). \quad (2.19)$$

Im Falle des Vierphasenmodulation beschreibenden Datensymbolalphabets \mathbb{M} nach (1.6) vereinfacht sich (2.19) zu

$$\widehat{\underline{s}}_E^{(k_S)}(n) = \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\operatorname{Re} \left\{ \underline{s}^* \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \mathbf{R}_{nn, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} + \ln \left(\mathrm{P} \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s} \right) \right) \right). \quad (2.20)$$

Wenn, wie in Abschnitt 2.2.1 bereits angenommen, die zum Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zusammengefaßten Daten $s^{(k_S)}(2n)$ und $s^{(k_S)}(2n+1)$ unabhängig sind, siehe (2.5) und (2.6), dann läßt sich die in (2.20) eingehende A-priori-Wahrscheinlichkeit $\mathrm{P}(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s})$ gemäß

$$\mathrm{P}(\underline{s}^{(k_S)}(n) = s_1 + \mathrm{j}s_2) = \mathrm{P}(s^{(k_S)}(2n) = s_1) \mathrm{P}(s^{(k_S)}(2n+1) = s_2) \quad (2.21)$$

durch die beiden A-priori-Wahrscheinlichkeiten $\mathrm{P}(s^{(k_S)}(2n) = +1)$ und $\mathrm{P}(s^{(k_S)}(2n) = -1)$ bzw. $\mathrm{P}(s^{(k_S)}(2n+1) = +1)$ und $\mathrm{P}(s^{(k_S)}(2n+1) = -1)$ der Daten $s^{(k_S)}(2n)$ bzw. $s^{(k_S)}(2n+1)$ ausdrücken. In der Literatur wird zum Beschreiben der statistischen Eigenschaften eines Datums $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, anstelle der A-priori-

Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_s)}(m) = +1)$ und $P(s^{(k_s)}(m) = -1)$ häufig das Log-Likelihood-Verhältnis

$$L(s^{(k_s)}(m)) = \ln \left(\frac{P(s^{(k_s)}(m) = +1)}{P(s^{(k_s)}(m) = -1)} \right) \quad (2.22)$$

verwendet [Hag97]. Dieses ist ein zu den Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_s)}(m) = +1)$ und $P(s^{(k_s)}(m) = -1)$ äquivalentes, d.h. gleichen Informationsgehalt enthaltendes Maß, und kann alle Werte aus dem Bereich der reellen Zahlen annehmen. Mit $L(s^{(k_s)}(m))$ nach (2.22) läßt sich (2.20) wie in Anhang A.2 dargestellt in

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_E^{(k_s)}(n) = & \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \left(\operatorname{sgn} \left(2 \operatorname{Re} \left\{ \underline{s}^* \left(\left[\underline{b}^{(k'_s, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} + L(s^{(k_s)}(2n)) \right) \right. \\ & \left. \cdot \operatorname{sgn} \left(2 \operatorname{Im} \left\{ \underline{s}^* \left(\left[\underline{b}^{(k'_s, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} + L(s^{(k_s)}(2n+1)) \right) \right) \quad (2.23) \end{aligned}$$

überführen. Für den Sonderfall weißen Rauschens $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ nach (1.23) mit der Korrelationsfunktion $\varphi_{\text{nn}}(\nu, \mu)$ nach (2.17) läßt sich die Störsituation für das Datum $s^{(k_s)}(m)$ kompakt durch das Signal-Stör-Verhältnis (engl. signal-to-noise-ratio, SNR)

$$\gamma_b^{(k_s, m)} = \frac{E_b^{(k_s, m)}}{N_0 B} = \frac{E_b^{(k_s, m)}}{\sigma_n^2} \quad (2.24)$$

ausdrücken, wobei B für die Bandbreite der betrachteten CDMA-Übertragungsstrecke und N_0 für die einseitige spektrale Leistungsdichte des durch $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ beschriebenen Rauschens im betrachteten Frequenzband steht. Mit $E_b^{(k_s, m)}$ nach (1.22) gilt damit

$$\gamma_b^{(k_s, m)} = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left| \underline{b}^{(k_s, \lfloor m/2 \rfloor)}(\nu) \right|^2. \quad (2.25)$$

Der Zusammenhang nach (2.23) vereinfacht sich mit (2.25) zu

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_E^{(k_s)}(n) = & \operatorname{sgn} \left(\operatorname{Re} \left\{ \tilde{\underline{s}}^{(k_s)}(n) \right\} + \frac{1}{4\gamma_b^{(k_s, 2n)}} L(s^{(k_s)}(2n)) \right) \\ & \cdot \operatorname{sgn} \left(\operatorname{Im} \left\{ \tilde{\underline{s}}^{(k_s)}(n) \right\} + \frac{1}{4\gamma_b^{(k_s, 2n+1)}} L(s^{(k_s)}(2n+1)) \right), \quad (2.26) \end{aligned}$$

wobei

$$\left[\tilde{\underline{s}}^{(k_s, n)}(\nu) \right] = \frac{\left[\underline{b}^{(k_s, n)}(-\nu) \right]^* * \left[\underline{r}(\nu) \right]}{\sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left| \underline{b}^{(k_s, \lfloor m/2 \rfloor)}(\nu) \right|^2} \quad (2.27)$$

und

$$\tilde{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = \tilde{\underline{s}}^{(k_S, n)}(0) \quad (2.28)$$

gelten. Das durch (2.26), (2.27) und (2.28) beschriebene Verfahren kann als dreischrittiges Vorgehen interpretiert werden:

1. signalangepaßtes Filtern des Empfangssignals $\left[\underline{x}(\nu) \right]$ nach (1.23) gemäß (2.27),
2. Abtasten des Ausgangssignals $\left[\tilde{\underline{s}}^{(k_S, n)}(\nu) \right]$ zum Hauptabtastzeitpunkt $\nu = 0$ und
3. unabhängiges Schwellwertentscheiden für Realteil $\text{Re} \left\{ \tilde{\underline{s}}^{(k_S)}(n) \right\}$ und Imaginärteil $\text{Im} \left\{ \tilde{\underline{s}}^{(k_S)}(n) \right\}$ von $\tilde{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$, wobei in die jeweilige Wahl der individuellen Entscheidungsschwelle das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S, 2n)}$ bzw. $\gamma_b^{(k_S, 2n+1)}$ nach (2.25) und das Log-Likelihood-Verhältnis $L(s^{(k_S)}(2n))$ bzw. $L(s^{(k_S)}(2n+1))$ nach (2.22) eingehen.

Ausgehend von $\hat{\underline{s}}_E^{(k_S)}(n)$ nach (2.26) und (2.3) läßt sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_b^{(k_S, m)}$ nach (2.1) der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m = 2n \dots 2n+1$, durch

$$\begin{aligned} P_b^{(k_S, m)} &= P(s^{(k_S)}(m) \neq \hat{s}^{(k_S)}(m)) \\ &= P(s^{(k_S)}(m) = +1) Q \left(\sqrt{2\gamma_b^{(k_S, m)}} + \frac{L(s^{(k_S)}(m))}{2\sqrt{2\gamma_b^{(k_S, m)}}} \right) \\ &\quad + P(s^{(k_S)}(m) = -1) Q \left(\sqrt{2\gamma_b^{(k_S, m)}} - \frac{L(s^{(k_S)}(m))}{2\sqrt{2\gamma_b^{(k_S, m)}}} \right) \end{aligned} \quad (2.29)$$

ausdrücken. $Q(\cdot)$ in (2.29) beschreibt die Q-Funktion [Ver98], auf die in Anhang A.1 genauer eingegangen wird. Mit der Definition der Log-Likelihood-Verhältnisse $L(s^{(k_S)}(m))$ nach (2.22) ergibt sich damit

$$\begin{aligned} P_b^{(k_S, m)} &= \frac{1}{2 \cosh(L(s^{(k_S)}(m))/2)} \left(e^{L(s^{(k_S)}(m))/2} Q \left(\sqrt{2\gamma_b^{(k_S, m)}} + \frac{L(s^{(k_S)}(m))}{2\sqrt{2\gamma_b^{(k_S, m)}}} \right) \right. \\ &\quad \left. + e^{-L(s^{(k_S)}(m))/2} Q \left(\sqrt{2\gamma_b^{(k_S, m)}} - \frac{L(s^{(k_S)}(m))}{2\sqrt{2\gamma_b^{(k_S, m)}}} \right) \right). \end{aligned} \quad (2.30)$$

Bild 2.3 zeigt $P_b^{(k_S, m)}$ als Funktion von $\gamma_b^{(k_S, m)}$ für

$$P(s^{(k_S)}(m) = +1) = 1 - P(s^{(k_S)}(m) = -1) = p. \quad (2.31)$$

Für beliebig kleine Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_b^{(k_S, m)}$ konvergiert $P_b^{(k_S, m)}$ asymptotisch gegen den von der A-priori-Wahrscheinlichkeit p abhängigen Grenzwert

$$\lim_{\gamma_b^{(k_S, m)} \rightarrow 0} P_b^{(k_S, m)} = \frac{e^{-|L(s^{(k_S)}(m))|}}{2 \cosh(L(s^{(k_S)}(m))/2)} = \min(P(s^{(k_S)}(m) = -1), P(s^{(k_S)}(m) = +1)). \quad (2.32)$$

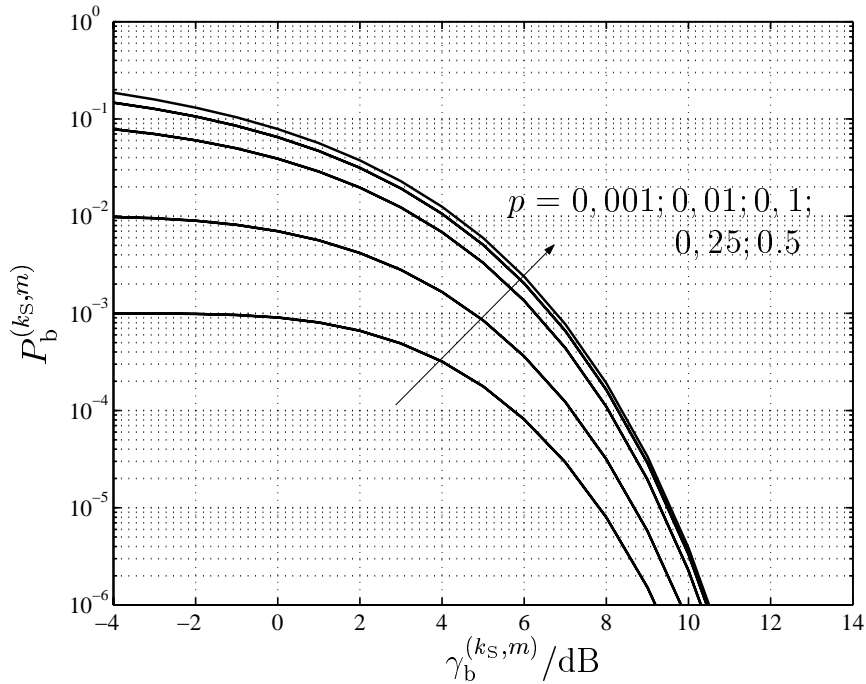


Bild 2.3. Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_b^{(k_S, m)}$ nach (2.30) der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m = 2n \dots 2n + 1$, für verschiedene A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_S)}(m) = +1) = p$

2.2.3 Mehrteilnehmereffizienz und asymptotische Mehrteilnehmereffizienz

Wie in Abschnitt 2.2.1 dargelegt, sind optimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung und in CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-unendlicher Datenübertragung nicht praktikabel. Alle in praktisch realisierbaren Systemen eingesetzten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sind daher suboptimal. Es ist wünschenswert, daß die Güte der durch die suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung gelieferten Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, – und diese sollen im folgenden als suboptimale Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ bezeichnet werden – der Güte der optimalen Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ nach (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) nur wenig nachsteht. Die Zuverlässigkeit der suboptimalen Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ soll demnach ähnlich groß wie die Zuverlässigkeit der optimalen Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ nach (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) sein. Als Bewertungsmaß der Zuverlässigkeit der Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, ist, wie in Abschnitt 2.2.1 dargestellt, die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_b^{(k_S, m)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, nach (2.1) geeignet. Wenn die Güte eines Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung mit der Güte eines Referenzverfahrens – beispielsweise der optimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung nach Abschnitt 2.2.1 – verglichen werden soll, so ist es daher für diesen Vergleich ratsam, die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten $P_b^{(k_S, m)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, nach (2.1) zugrunde zu legen. Ein detaillierter Einblick

in die Leistungsfähigkeit beider Verfahren läßt sich insbesondere dann erlangen, wenn die durch beide Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung erzielbaren Bitfehlerwahrscheinlichkeiten $P_b^{(k_S, m)}$ und $P_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, bei gegebenem Zustand der Mobilfunkkanäle in einer durch fixe statistische Kenngrößen charakterisierten Störsituation verglichen werden. Dabei ist es von Interesse, welche Bitenergien $E_b^{(k_S, m)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, nach (1.22) im Falle des zu untersuchenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung bzw. welche Bitenergien $E_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, im Falle des Referenzverfahrens nötig sind, um – abgesehen von der Skalierung – bei Verwenden gleicher CDMA-Signaturen $\underline{c}^{(k_S, n)}$ nach (1.8) gleiche Bitfehlerwahrscheinlichkeiten

$$P_b^{(k_S, m)} = P_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)} = P_{b, d}, m = 2n \dots 2n + 1, \quad (2.33)$$

zu erzielen. Als Referenzverfahren erscheint die optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung nach Abschnitt 2.2.1 besonders reizvoll. Eine solche Wahl des Referenzverfahrens impliziert jedoch zumindest die beiden folgenden Probleme:

- Wie in Abschnitt 2.2.1 dargestellt, ist die durch (2.12), (2.13), (2.16) und (2.18) charakterisierte optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung nicht praktikabel, da der dabei anfallende Aufwand sehr groß, im Falle von CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung unendlich groß wird.
- Sowohl die optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung als auch das zu untersuchende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung haben die Aufgabe, die in Unterkapitel 1.1 eingeführte schädliche Wirkung der Intersymbol-Interferenz und der Vielfachzugriffs-Interferenz zu reduzieren. Folglich ist es durch Vergleichen beider Verfahren nicht möglich, den Preis, der prinzipiell für gleichzeitiges Nutzen ein und desselben Übertragungsmediums, für die Übertragung verschiedener Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zu zahlen ist, vgl. auch Unterkapitel 1.1, zu bewerten.

Aufgrund der oben angeführten Probleme ist es vorteilhaft, für die Bewertung von Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, ein anderes Referenzverfahren zu wählen. In der Literatur [Ver98] wird vorgeschlagen, für einen Vergleich den aus Abschnitt 2.2.2 bekannten Spezialfall des allgemeinen Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung als Referenzverfahren – und somit dessen Leistungsfähigkeit im interferenzfreien Fall – heranzuziehen. Dieses Vorgehen erscheint vor allem aus zwei Gründen besonders attraktiv:

- Das in Abschnitt 2.2.2 beschriebene Verfahren ist einfach und praktikabel und kann geschlossen unmittelbar durch (2.26) und (2.27) beschrieben werden. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, des Referenzverfahrens kann daher sehr einfach durch simulatives Auswerten von (2.26) und (2.27) oder unmittelbar durch Verwenden von (2.30) ermittelt werden.
- Das Übertragen eines Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, mittels des Übertragungsmediums kann durch das gleichzeitige Übertragen weiterer Datensymbole $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $k'_S = 1 \dots K_S$, $n' \in \mathbb{Z}$, $n' \neq n \vee k'_S \neq k_S$, nur erschwert wer-

den [Ver98], da dabei möglicherweise Intersymbol-Interferenz oder Vielfachzugriffs-Interferenz mit schädlicher Wirkung entstehen, siehe Unterkapitel 1.1. Die zum Einhalten einer maximal zulässigen Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,\text{ref}}^{(k_S,m)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, gleich $P_{b,d}$ nötige Bitenergie $E_{b,\text{ref}}^{(k_S,m)}$ ist daher immer kleiner als die oder gleich der zuvor angesprochenen Bitenergie $E_b^{(k_S,m)}$ nach (1.22) im Falle des zu untersuchenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung.

Mit $E_{b,\text{ref}}^{(k_S,m)}$ und $E_b^{(k_S,m)}$ wird der Quotient

$$\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)} = \frac{E_{b,\text{ref}}^{(k_S,m)}}{E_b^{(k_S,m)}}, m = 2n \dots 2n + 1, \quad (2.34)$$

definiert, der stets reell, nicht negativ und kleiner gleich eins ist. Dieser Quotient beschreibt, um welchen Faktor die Bitenergie $E_{b,\text{ref}}^{(k_S,m)}$ größer zu wählen ist als die Bitenergie $E_b^{(k_S,m)}$, wenn mit dem Referenzverfahren und dem zu untersuchenden Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung gleiche Bitfehlerwahrscheinlichkeiten $P_{b,d}$ gemäß (2.33) erzielt werden sollen. Die Größe $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, nach (2.34) hat die Eigenschaften einer Effizienz und wird in der Literatur daher als Mehrteilnehmereffizienz (engl. multi user efficiency) [Ver98] bezeichnet. Die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, hängt ab von

- der gewünschten Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,d}$,
- den fixen, die Störsituation charakterisierenden statistischen Kenngrößen,
- dem zu untersuchenden Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung,
- den kombinierten Kanalimpulsantworten $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, nach (1.18), d.h. den zeitvarianten Kanalimpulsantworten $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, und den CDMA-Signaturen $\underline{c}^{(k_S,n)}$.

$\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ hat im allgemeinen für jedes Datum einen andere Wert [Ver98]. Wenn Vierphasenmodulation gemäß dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) eingesetzt wird, die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s})$, $\underline{s} \in \mathbb{M}$, aller Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, gleich sind und Gaußsches Rauschen $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ nach Unterkapitel 1.3 vorausgesetzt wird, so sind die zu den beiden in einem Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, kombinierten Daten $s^{(k_S)}(2n)$ und $s^{(k_S)}(2n + 1)$ gehörigen Mehrteilnehmereffizienzen $\eta_{P_{b,d},2n}^{(k_S)}$ und $\eta_{P_{b,d},2n+1}^{(k_S)}$ gleich. Grundsätzlich wird die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, umso größer,

- je geringer die schädliche Wirkung der auftretenden Interferenz ist und
- je besser das zu untersuchende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in der Lage ist, die schädliche Wirkung der Interferenz zu reduzieren.

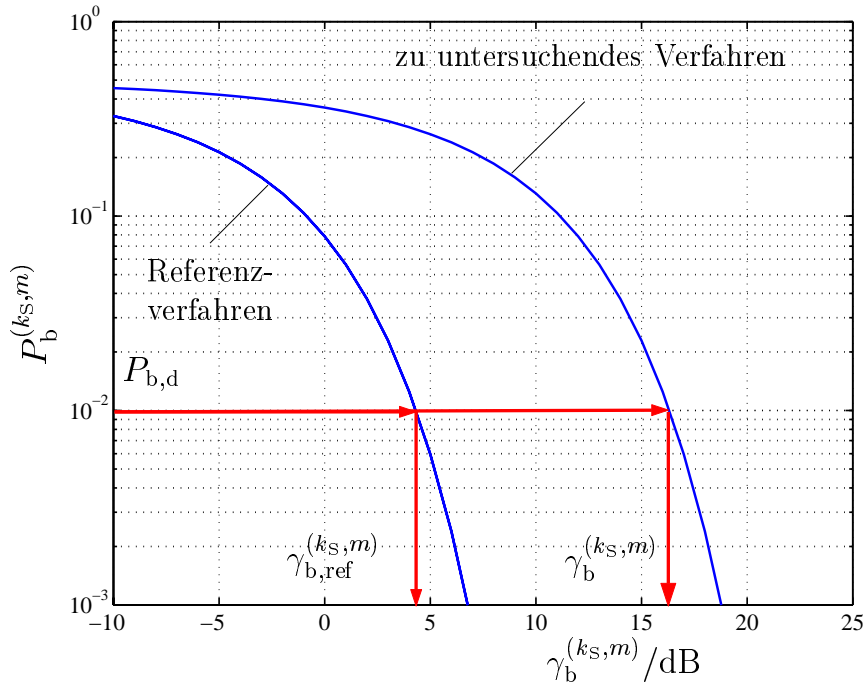


Bild 2.4. Visualisierung des Zusammenhangs zwischen einzuhaltender Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,d}$ und Signal-Stör-Verhältnissen $\gamma_b^{(k_S, m)}$ und $\gamma_b^{(k_S, m), \text{ref}}$

Ist das Gaußsche Rauschen $[n(\nu)]$ nach Unterkapitel 1.3 weiß, d.h. gilt für die Korrelationsfunktion $\varphi_{nn}(\nu, \mu)$ nach (1.24) die Beziehung (2.17), so läßt sich die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d}, m}^{(k_S)}$ anhand der Graphen der als Funktionen des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.24) aufgetragenen Bitfehlerwahrscheinlichkeiten $P_b^{(k_S, m)}$ und $P_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}$ beschreiben, siehe Bild 2.4. Mit (2.24) und

$$\gamma_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)} = \frac{E_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}}{\sigma_n^2} \quad (2.35)$$

folgt aus (2.34) für die Mehrteilnehmereffizienz

$$\eta_{P_{b,d}, m}^{(k_S)} = \frac{\gamma_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}}{\gamma_b^{(k_S, m)}}. \quad (2.36)$$

Die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d}, m}^{(k_S)}$ nach (2.34) ergibt sich demnach als Quotient der Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}$ und $\gamma_b^{(k_S, m)}$, die zum Einhalten einer zulässigen Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_b^{(k_S, m)}$ bzw. $P_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}$ gleich $P_{b,d}$ bei Verwenden des Referenzverfahrens bzw. des zu untersuchenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung nötig sind.

Der Grenzwert

$$\eta_{0, m}^{(k_S)} = \lim_{P_{b,d} \rightarrow 0} \eta_{P_{b,d}, m}^{(k_S)} \quad (2.37)$$

der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.34) für eine verschwindende einzuhaltende Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,d}$ wird als asymptotische Mehrteilnehmereffizienz bezeichnet [Ver98]. Die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ nach (2.37) wird in der Literatur [Ver98] insbesondere für analytische Untersuchungen der Leistungsfähigkeit verschiedener Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung verwendet [Ver98], die auch asymptotische Analysen genannt werden. Dabei ist jedoch anzumerken, daß die sich bei solchen Analysen ergebenden Ergebnisse für den Entwurf praktisch relevanter CDMA-Mobilfunksysteme mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung nicht oder nur selten relevant sind. Ein Vergleich der Leistungsfähigkeit zweier Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung für $P_{b,d} \rightarrow 0$ erlaubt nämlich nicht generell einen Schluß auf die Leistungsfähigkeit beider Verfahren für in der Praxis relevante Bitfehlerwahrscheinlichkeiten $P_{b,d}$ von z.B. 10^{-2} [Kle96].

Aus der Literatur [Ver98] ist – zumindest für den Fall von CDMA-Mobilfunksystemen mit quasi-unendlicher Datenübertragung – bekannt, daß die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ und die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ selbst für die optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung gemäß Abschnitt 2.2.1 je nach Konfiguration aus Störsituation und kombinierten Kanalimpulsantworten $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, nach (1.18), kleiner eins sein kann [Ver98]. Diese Gegebenheit spiegelt wider, daß es am Referenzempfänger umso schwieriger wird die empfangenen auf zwei Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $k_S, k'_S = 1 \dots K_S$, $n, n' \in \mathbb{Z}$, $n' \neq n \vee k'_S \neq k_S$, zurückgehenden Beiträge $\underline{s}^{(k_S)}(n) \left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu) \right]$ und $\underline{s}^{(k'_S)}(n') \left[\underline{b}^{(k'_S,n')}(\nu) \right]$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ nach (1.23) zu separieren, je ähnlicher die kombinierten Kanalimpulsantworten $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu) \right]$ und $\left[\underline{b}^{(k'_S,n')}(\nu) \right]$ werden. Werden die den beiden Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $k_S, k'_S = 1 \dots K_S$, $n, n' \in \mathbb{Z}$, $n' \neq n \wedge k'_S \neq k_S$, zugehörigen kombinierten Kanalimpulsantworten $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu) \right]$ bzw. $\left[\underline{b}^{(k'_S,n')}(\nu) \right]$ gleich, dann ist es bei Verwenden des für Vierphasenmodulation charakteristischen Modulationsalphabetes \mathbb{M} nach (1.6) selbst für beliebig hohe Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_b^{(k_S,m)}$ nicht möglich, die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$ fehlerfrei zu schätzen, d.h. die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ nach (2.37) strebt gegen 0. Die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ reflektiert somit hervorragend den hohen Preis, der in diesem Fall selbst bei Verwenden optimaler gemeinsamer Empfangssignalverarbeitung gemäß Abschnitt 2.2.1 für das gleichzeitige Nutzen eines gemeinsamen Übertragungsmediums für die Übertragung beider Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$ zu zahlen ist.

Eine theoretische Analyse der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ oder der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ für die optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung gemäß Abschnitt 2.2.1 in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung ist dem Autor der vorliegenden Arbeit aus dem Schrifttum nicht bekannt und bietet Raum für weitere Forschungsaktivitäten. Da auch im Falle von CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung grundsätzlich die gleichen, oben für CDMA-Mobilfunksysteme mit quasi-unendlicher Datenübertragung dargelegten Zusammenhänge gelten, und damit kei-

ne neuartigen Erkenntnisse zu erwarten sind, wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit auf eine theoretische Analyse der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ und der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ für die optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung gemäß Abschnitt 2.2.1 in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten Datenübertragung verzichtet. Der Autor wendet sich daher verstärkt den aus bereits in Abschnitt 2.2.1 dargelegten Gründen interessanteren, suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu. Die Analyse suboptimaler Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung anhand von Mehrteilnehmereffizienz und asymptotischer Mehrteilnehmereffizienz ist Thema der Kapitel 4, 5 und 7.

Sowohl die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.34) als auch die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ nach (2.37) erlauben lediglich den Vergleich des Referenzverfahrens und des zu untersuchenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung für einen einzigen festen Zustand der Mobilfunkkanäle. Für eine vollständige Bewertung der Leistungsfähigkeit eines Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ist es jedoch erforderlich, verschiedene, streng genommen die Gesamtheit aller möglichen Zustände der Mobilfunkkanäle zu studieren. Wenn die Mobilfunkkanäle verschiedene Kanalzustände durchlaufen, so sind zur Bewertung der Leistungsfähigkeit des zu untersuchenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zwei prinzipielle Vorgehensweisen denkbar:

- Für jedes Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, lassen sich für jeden Zustand der Mobilfunkkanäle die zugehörige Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.34) und die asymptotische Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ nach (2.37) angeben. Bei gegebener Statistik der durchlaufenen Zustände der Mobilfunkkanäle ergibt sich eine daraus resultierende, die Güte der gelieferten Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ des Datums $s^{(k_S)}(m)$ vollständig bewertende datumsspezifische Statistik der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.34) bzw. der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ nach (2.37). Soll die Leistungsfähigkeit des zu untersuchenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung im Hinblick auf alle übertragenen Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, bewertet werden, so ist es nötig,
 - für jedes Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, eine datumsspezifische Statistik der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.34) bzw. der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ nach (2.37) zu ermitteln, oder
 - eine gemeinsame, die Gesamtheit aller Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, betreffende Gesamtstatistik aller Mehrteilnehmereffizienzen $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, nach (2.34) bzw. aller asymptotischen Mehrteilnehmereffizienzen $\eta_{0,m}^{(k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, nach (2.37) zu betrachten.
- Der Erwartungswert $E \left\{ P_b^{(k_S,m)} \right\}$ der zum Datum $s^{(k_S)}(m)$ gehörigen Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_b^{(k_S,m)}$ bei Durchlaufen aller möglichen Zustände der Mobilfunkkanäle gibt Aufschluß über die mittlere Güte der Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ des Datums $s^{(k_S)}(m)$,

die durch das zu untersuchende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung geliefert wird [Web02]. In Analogie zur Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.34) läßt sich durch Fordern eines gewissen einzuhaltenden Erwartungswertes der datumsspezifischen Bitfehlerwahrscheinlichkeit

$$E \left\{ P_b^{(k_S, m)} \right\} = E \left\{ P_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)} \right\} = P_{b,d}, \quad (2.38)$$

eine mittlere datumsspezifische Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ definieren.

Wird eine Bewertung der Güte aller Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, die durch das zu untersuchende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung geliefert werden, angestrebt, so ist die mittlere datumsspezifische Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ für jedes Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, zu analysieren. Alternativ läßt sich für jeden Zustand der Mobilfunkkanäle die Gesamtheit der Güten aller Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, die durch das zu untersuchende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung geliefert werden, durch die über alle übertragenen Daten gemittelte Bitfehlerwahrscheinlichkeit \bar{P}_b beschreiben. Der Erwartungswert $E \{ \bar{P}_b \}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \bar{P}_b bei Durchlaufen aller möglichen Zustände der Mobilfunkkanäle gibt in kompakter Form Aufschluß über die mittlere Güte der durch das zu untersuchende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung gelieferten Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ eines willkürlich herausgegriffenen Datums $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$. $E \{ \bar{P}_b \}$ spiegelt somit die mittlere Leistungsfähigkeit des zu untersuchenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung wider. In Analogie zur Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.34) und zur mittlere datumsspezifische Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.38) läßt sich durch Fordern eines gewissen einzuhaltenden Erwartungswertes der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit

$$E \{ \bar{P}_b \} = E \{ \bar{P}_{b, \text{ref}} \} = P_{b,d} \quad (2.39)$$

eine mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d}}$ einführen. Die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d}}$ berücksichtigt die Güten der Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ aller Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, sowie alle möglichen Zustände der Mobilfunkkanäle und gibt daher in kompakter Form einen Gesamtüberblick über die Leistungsfähigkeit des zu untersuchenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung.

Beide oben angeführten prinzipiellen Vorgehensweisen erlauben es, die Übertragungsqualität in einem CDMA-Mobilfunksystem zu bewerten. In der Praxis bietet das zweitgenannte Vorgehen erhebliche Vorteile, da ein Ermitteln der Statistik der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$ nach (2.34) bzw. der asymptotischen Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{0,m}^{(k_S)}$ nach (2.37) im allgemeinen sehr aufwendig ist. In der vorliegenden Arbeit wird daher das zweite Vorgehen favorisiert, wobei aus den oben genannten Gründen vorrangig die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d}}$ betrachtet wird. Als einzuhaltender Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,d}$, der der Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d}}$

zugrunde liegt, wird dabei 10^{-2} angenommen. Diese Wahl des einzuhaltenden Erwartungswertes der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist in praktisch allen relevanten Mobilfunksystemen der zweiten und dritten Generation für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ohne Kanalkodierungs- und Kanaldekodierungseinheiten angestrebt [Kle96]. Die sich damit ergebende mittlere Mehrteilnehmereffizienz wird im folgenden mit $\bar{\eta}_{0.01}$ bezeichnet.

2.3 Generische Struktur für Verfahren zur suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung

2.3.1 Motivation und Ausgangspunkt

Wie bereits mehrfach in Unterkapitel 2.1 angesprochen und erläutert, ist eine optimale gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher Datenübertragung oder quasi-unendlicher Datenübertragung nicht praktikabel. Daher müssen in realisierbaren Systemen suboptimale Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung eingesetzt werden. Aus der Literatur sind, wie bereits in Abschnitt 1.2.2 dargestellt, verschiedene, z.B. die in [Ver88, WNM92, Bi93, WNM93, Ver93, ZB94a, ZB95, ASDO96, Kle96, SMAH96, WNM96, Bra97, DJFH97, JA97, Kle97, ASS98, DJ98, GS98, DJC99, KSK⁺99, DC00, SHTA00, MAAS01, ML01, MJWT01, PGB01, TG01, HFS02, KHKS02, SHAA02] dargestellten suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung bekannt. Dem Autor ist jedoch kein in der frei verfügbaren Literatur beschriebener systematischer Zugang zur Konstruktion und Analyse von Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung bekannt. Ein systematischer Zugang zu Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung ist jedoch unerlässlich, wenn systematisch

- verschiedene Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung verglichen,
- bestehende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung klassifiziert und optimiert oder
- neue leistungsfähige Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung konstruiert

werden sollen. Ein systematischer Zugang zu suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung erfolgt sinnvollerweise durch Aufgliedern der zu lösenden Aufgabe — d.h. des LöSENS des Datenschätzproblems, siehe auch Abschnitt 2.1 — in zu lösende Teilaufgaben. Ein derartiges Vorgehen wird in der Literatur als Top-Down-Approach [SMC74, Jal91] oder auch als strukturierter Ansatz [SMC74, Jal91, Bin01] bezeichnet. Ein Verfahren zur suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung muß

demnach eine Kombination von Teilverfahren sein, die jeweils eine dieser zu definierenden Teilaufgaben lösen. Die Aufgliederung eines Verfahrens zur suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in derartige Teilaufgaben lösende Teilverfahren läßt sich durch eine generische Struktur beschreiben. Eine generische Struktur gibt einen Überblick über alle zur Lösung des Datenschätzproblems beitragenden Teilverfahren, die, wie bereits in Unterkapitel 1.4 eingeführt, als funktionale Gruppen bezeichnet werden. Desweiteren werden die zwischen den funktionalen Gruppen bestehenden Wechselbeziehungen gezeigt.

Prinzipiell sind viele verschiedene Aufgliederungen des zu lösenden Datenschätzproblems in zu lösende Teilaufgaben und damit letztlich verschiedene generische Strukturen denkbar. Nach Meinung des Autors läßt sich ein systematischer Zugang zur Vielfalt der Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung jedoch besonders durch Wahl einer Aufgliederung und damit einer generischen Struktur eröffnen, die den folgenden Anforderungen genügen:

- Alle relevanten und realisierbaren aus der Literatur bekannten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung sollen sich auf die generische Struktur abbilden lassen. Abbilden lassen heißt dabei, daß sich alle für das Ermitteln der Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ der Daten $s^{(k_s)}(m)$, $k_s = 1 \dots K_s$, $m \in \mathbb{Z}$, notwendigen durch das abzubildende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung vorgegebenen Operationen so den funktionalen Gruppen zuordnen lassen, daß für jedes Datum $s^{(k_s)}(m)$, $k_s = 1 \dots K_s$, $m \in \mathbb{Z}$, die durch das abzubildende Verfahren ermittelte Schätzung $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ und die Schätzung $\hat{s}^{(k_s)}(m)$, die durch das auf die generische Struktur abgebildete Verfahren geliefert wird, beliebig wenig — möglichst überhaupt nicht — voneinander abweichen. Diese vom Autor vorgeschlagene im folgenden verwendete Definition der Abbildbarkeit schließt insbesondere nicht ein, daß das abzubildende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung und das abgebildete Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung aufwandsgleich sind. Beispielsweise ist denkbar, daß gleiche in unterschiedlichen funktionalen Gruppen vorliegende Zwischenergebnisse in dem ursprünglichen abzubildenden Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung unmittelbar ohne mehrfaches Ermitteln derselben wieder verwendet werden.

Bei der Wahl der Aufgliederung und damit der generischen Struktur sollen im Rahmen dieser Arbeit ausschließlich nicht blinde [Ver98] Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung berücksichtigt werden. Nicht blinde Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sind solche Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, die die Kenntnis

- der zeitvarianten Kanalimpulsantworten [Bel63, PB82, Lor85, Naß95, Kle96, FL96] $\left[\underline{h}^{(k_s)}(\mu, \nu) \right]$ nach (1.14), die die wirksamen Mobilfunkkanäle beschreiben, und

- aller zur Datenübertragung eingesetzten CDMA-Signaturen $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s, n)}$ nach (1.8) sowie deren Zuordnung zu den aktiven Teilnehmer

am Referenzempfänger voraussetzen. Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, die derartige Kenntnis am Referenzempfänger nicht oder nur teilweise voraussetzen, heißen blinde bzw. halb-blinde [Ver98] Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung. Wenn oben dargelegte Kenntnis am Referenzempfänger perfekt vorhanden ist — und dies wird wie in Unterkapitel 1.4 dargelegt, in der vorliegenden Dissertation angenommen — so sind hinsichtlich der erzielbaren Leistungsfähigkeit nicht blinde Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung blinden oder halb-blinden Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung überlegen. Aus diesem Grund wird auf die Betrachtung blinder und halb-blinder Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in dieser Arbeit verzichtet.

- Die gewählte Aufgliederung des zu lösenden Datenschätzproblems und damit die gewählte generische Struktur sollen ermöglichen, systematisch die verschiedenen aus der Literatur bekannten relevanten und realisierbaren Ansätze zu klassifizieren. Die gewählte Aufgliederung bietet damit einen Ausgangspunkt für einen systematischen Vergleich neuer und aus der Literatur bekannter Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung.
- Die generische Struktur, die aus der gewählten Aufgliederung des zu lösenden Datenschätzproblems resultiert, soll möglichst einfach und überschaubar sein.
- Wie bereits in Kapitel 1 dargestellt, existieren für CDMA-Mobilfunksysteme, die den Bedingungen aus Abschnitt 1.2.1 genügen, eine Vielzahl von Verfahren mit blockweisem oder symbolweisem Vorgehen. Die resultierende generische Struktur soll es entsprechend dem in Abschnitt 1.2.2 formulierten Ziel ermöglichen, diese Fülle von Verfahren systematisch auf Verfahren zu übertragen, die an den Einsatz in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten Datenübertragung angepaßt sind.
- Ein Optimieren und Analysieren von Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung soll sich auf das Optimieren und Analysieren der einzelnen funktionalen Gruppen zurückführen lassen.
- Ausgehend von der gewählten Aufgliederung und der damit verbundenen generischen Struktur sollen sich systematisch neue, auf der generischen Struktur basierende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung entwickeln lassen.

Im folgenden Abschnitt 2.3.2 wird auf eine spezielle Wahl der Aufgliederung des zu lösenden Datenschätzproblems eingegangen, die den obigen Anforderungen in besonderem Maße genügt.

2.3.2 Strukturierung der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung

Wie bereits mehrfach in den Unterkapiteln 2.1 und 2.2 dargelegt, ist es aus verschiedenen, in Abschnitt 2.2.1 detailliert ausgeführten Gründen nicht möglich, zum Ermitteln der Schätzung $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ eines Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, und damit der Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$, $n = \lfloor m/2 \rfloor$, eines Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ das gesamte Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers heranzuziehen. Das Ermitteln der Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ eines Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ kann somit in allen realisierbaren Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung primär lediglich auf einem Ausschnitt endlicher Länge des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ beruhen. Aus dieser Beobachtung ergibt sich eine quasi natürliche Partitionierung aller relevanten realisierbaren Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in eine Vorverarbeitung, eine Hauptverarbeitung und eine Nachverarbeitung. Die Vorverarbeitung, Hauptverarbeitung und Nachverarbeitung bauen auf den fünf funktionalen Gruppen

1. *Blockbilden*,
2. *Datenzuordnen*,
3. *Interblock-Signalverarbeitung*,
4. *Intrablock-Signalverarbeitung* und
5. *Kombinieren & Entscheiden*

auf, siehe Bild 2.5.

Die Vorverarbeitung gliedert sich in die beiden funktionalen Gruppen *Blockbilden* und *Datenzuordnen*. Die Aufgabe der funktionalen Gruppe *Blockbilden* besteht darin, endlich lange Ausschnitte des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers, die im folgenden als Blöcke bezeichnet werden, zu bilden. Diese Ausschnitte dienen als Ausgangspunkt für das weitere Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$. Die verschiedenen Blöcke sind mit dem Index b , $b \in \mathbb{Z}$, numeriert. Das Ausschnittbilden für einen Block b , $b \in \mathbb{Z}$, wird durch den zum Block b gehörigen funktionalen Block zum *Blockbilden* erreicht. Die Gesamtheit aller funktionalen Blöcke zum *Blockbilden* bildet die funktionale Gruppe *Blockbilden*. Der zu Block b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörige, durch den zugehörigen funktionalen Block zum *Blockbilden* gelieferte Ausschnitt des Empfangssignals wird durch den Vektor $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ beschrieben.

Bevor Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, ermittelt werden können, muß durch die funktionale Gruppe *Datenzuordnen* geklärt werden, für welche der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, die einen Beitrag zum Block b , $b \in \mathbb{Z}$, zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ liefern, basierend auf $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ eine Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ ermittelt werden soll, d.h. welche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, dem Block b zugeordnet werden. In Analogie zur funktionalen Gruppe *Blockbilden*

kann dies für jeden Block b , $b \in \mathbb{Z}$, separat durch einen funktionalen Block zum *Datenzuordnen* durchgeführt werden, wobei die Gesamtheit aller funktionalen Blöcke zum *Datenzuordnen* die funktionale Gruppe *Datenzuordnen* bildet. Die Ergebnisse der funktionalen Blöcke zum *Datenzuordnen* werden in den in Abschnitt 2.5.2 genauer definierten blockspezifischen Mengen $\mathbb{B}^{(b)}$ und den blockspezifischen Ordnungsfunktionen $n^{(b,k_S)}(n')$ festgehalten und dienen neben den blockspezifischen Ausschnitten $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers als Ausgangspunkt für die Hauptverarbeitung.

Die Hauptverarbeitung gliedert sich in die beiden funktionalen Gruppen *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung*, wobei diese in Analogie zu den funktionalen Gruppen *Blockbilden* und *Datenzuordnen* jeweils für die Gesamtheit aller jeweils zu einem Block b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen funktionalen Blöcken zur *Interblock-Signalverarbeitung* bzw. funktionalen Blöcke zur *Intrablock-Signalverarbeitung* stehen, siehe Bild 2.5.

Die Aufgabe eines zum Block b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen funktionalen Blocks zur *Interblock-Signalverarbeitung* besteht darin, den durch $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ beschriebenen zu Block b gehörigen Ausschnitt des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers von Beiträgen zu befreien, die auf nicht dem Block b zugeordnete Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zurückgehen und im folgenden als Interblock-Interferenz (IBI) bezeichnet werden. Zu diesem Zweck werden vorliegende Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b')}$, $b' \neq b$, von nicht dem Block b zugeordneten Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, verwendet. Das Ergebnis dieses Prozesses ist die durch den Vektor $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ beschriebene, um Interblock-Interferenz reduzierte Version des Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers.

Ausgehend von den durch die *Interblock-Signalverarbeitung* gelieferten vorverarbeiteten Ausschnitten $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers hat jeder zu einem Block b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörige funktionale Block zur *Intrablock-Signalverarbeitung* die Aufgabe, durch Analyse von $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der zum Block b gehörigen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, zu ermitteln. Beiträge zu $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$, die auf nicht dem Block b zugeordnete Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zurückgehen, werden nicht berücksichtigt und wirken als Störung.

Wie in Bild 2.5 graphisch verdeutlicht, tauschen *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* wechselseitig unter anderem Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, und um Interblock-Interferenz reduzierte Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers aus. Bei dem aus *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* gebildeten Konstrukt handelt es sich daher um ein rückgekoppeltes System mit getaktetem Speicher in der Rückkoppelschleife [Wen82], das somit schrittweise iterativ arbeitet. Die Ausgaben der *Interblock-Signalverarbeitung* beeinflussen somit im nächsten Iterationsschritt die Eingaben der *Intrablock-Signalverarbeitung*, deren Ausgaben wiederum die Eingaben der *Interblock-Signalverarbeitung* bestimmen usw.

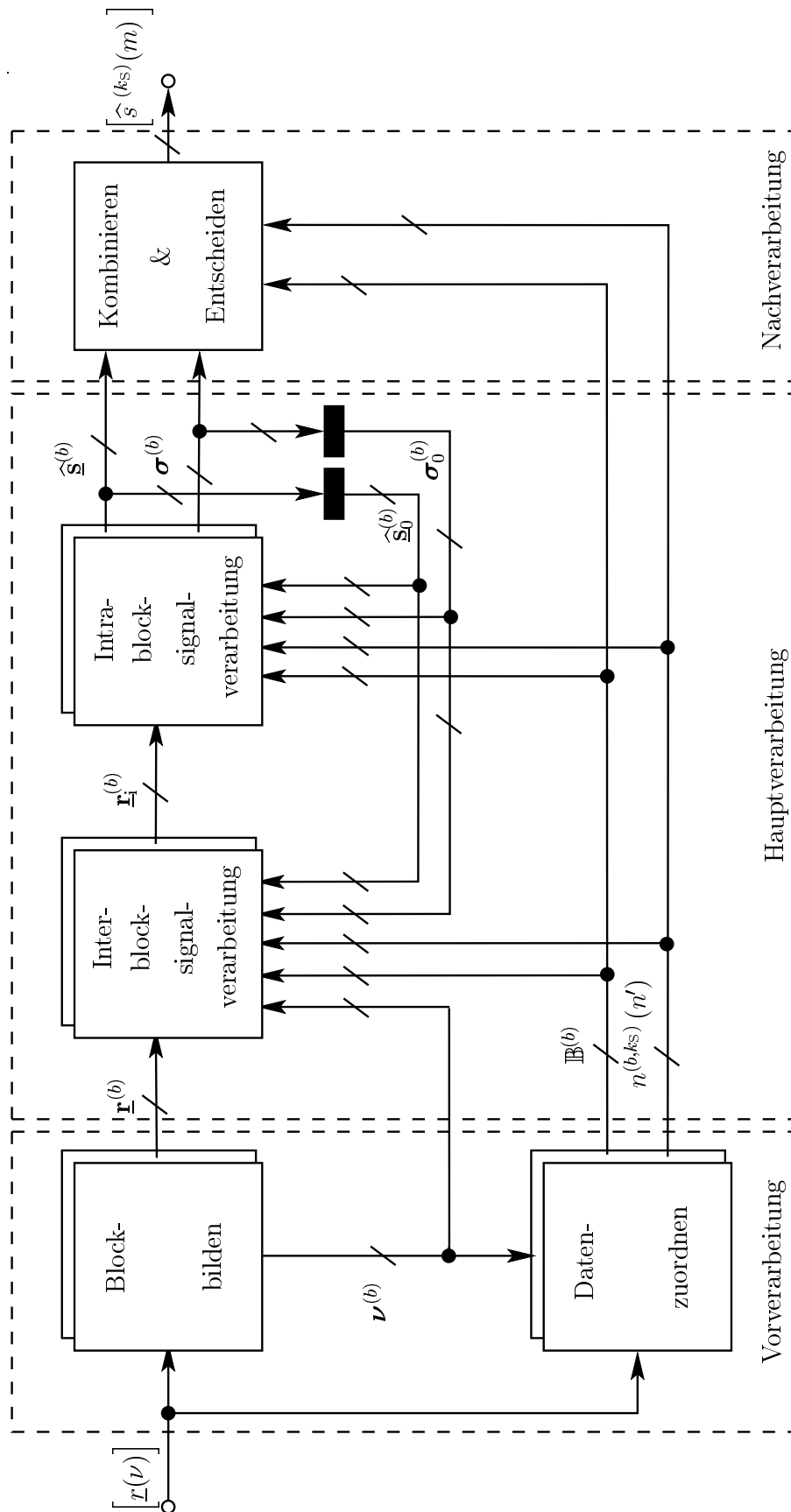


Bild 2.5. Generische Struktur zur Beschreibung der Aufgliederung der Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in Teilaufgaben lösende funktionale Gruppen

Im Anschluß an die Hauptverarbeitung erfolgt die Nachverarbeitung durch die funktionale Gruppe *Kombinieren & Entscheiden*. Die durch die funktionale Gruppe *Kombinieren & Entscheiden* zu lösende Aufgabe besteht darin, verschiedene vorliegende Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(b)}$ ein und desselben, mehreren Blöcken $b, b \in \mathbb{Z}, (k_s, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, zugeordneten Datensymbols $\underline{s}^{(k_s)}(n), k_s = 1 \dots K_s, n \in \mathbb{Z}$, zu einer möglichst verlässlichen Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ zu verschmelzen und somit möglichst verlässliche Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ der Daten $s^{(k_s)}(m), m = 2n \dots 2n + 1$, zu ermitteln. Das Ergebnis dieser Operation ist die Folge $\left[\hat{s}^{(k_s)}(m) \right]$ aller Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ der Daten $s^{(k_s)}(m), m \in \mathbb{Z}$.

Alle funktionalen Gruppen sind deterministisch, d.h. aus eindeutig vorgegebenen Eingangsgrößen folgen eindeutige Ausgangsgrößen. Soll ein konkretes Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung auf die generische Struktur abgebildet werden, so sind spezielle Ausführungen der funktionalen Gruppen zu verwenden.

Es ist denkbar, die Ausführungen der funktionalen Gruppen von Iterationsschritt zu Iterationsschritt zu verändern. Ein solches Vorgehen bringt jedoch keine nennenswerten neuen fundamentalen Erkenntnisse. Des weiteren ist aus der Literatur [Ver88, WNM92, Bi93, WNM93, Ver93, ZB94a, ZB95, ASDO96, Kle96, SMAH96, WNM96, Bra97, DJFH97, JA97, Kle97, ASS98, DJ98, GS98, DJC99, KSK⁺99, DC00, SHTA00, MAAS01, ML01, MJWT01, PGB01, TG01, HFS02, KHKS02, SHAA02] kein relevantes Verfahren bekannt, das dieses nötig macht. Daher soll in der vorliegenden Arbeit auf eine solche Verallgemeinerung verzichtet und angenommen werden, daß sich die Ausführungen der funktionalen Gruppen von Iterationsschritt zu Iterationsschritt nicht verändern.

Die oben dargestellte Aufgliederung der Verfahren zur suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung und die daraus resultierende generische Struktur entsprechenden den im vorhergehenden Abschnitt 2.3.1 dargelegten Forderungen:

- Die oben dargestellten Aufgliederung des zu lösenden Datenschätzproblems und die daraus resultierende generische Struktur ist sehr einfach und überschaubar.
- Ein Klassifizieren, Analysieren und Optimieren von aus der Literatur bekannten und neuen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung kann sehr einfach durch Klassifizieren, Analysieren und Optimieren der definierten funktionalen Gruppen erfolgen.
- Neue Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung können durch Kombinieren von neuen oder bekannten Ausführungen der funktionalen Gruppen entwickelt werden.
- Alle aus der Literatur [Ver88, WNM92, Bi93, WNM93, Ver93, ZB94a, ZB95, ASDO96, Kle96, SMAH96, WNM96, Bra97, DJFH97, JA97, Kle97, ASS98, DJ98, GS98, DJC99, KSK⁺99, DC00, SHTA00, MAAS01, ML01, MJWT01, PGB01, TG01, HFS02, KHKS02, SHAA02] bekannten relevanten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung können im Sinne von Abschnitt 2.3.1 auf die oben dargelegte generische Struktur nach Bild 2.5 abgebildet werden. Jede Schätzung

$\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ eines Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, wird bei allen bekannten relevanten Verfahren maßgeblich nur durch einen endlich langen Ausschnitt des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers und bereits ermittelte Schätzungen $\widehat{\underline{s}}^{(k'_S)}(n')$ anderer Datensymbole $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $n \neq n' \vee k_S \neq k'_S$, bestimmt. Die vorgeschlagene generische Struktur läßt eine derartige Verarbeitungsweise zu.

- Die durch die *Intrablock-Signalverarbeitung* zu lösende Aufgabe ist eng verwandt mit der Lösung des Datenschätzproblems in den Bedingungen aus Abschnitt 1.2.1 genügenden CDMA-Mobilfunksystemen. Daher kann die Vielfalt aller für CDMA-Mobilfunksysteme, die den Bedingungen aus Abschnitt 1.2.1 genügen, entwickelten Verfahren mit blockweisem oder symbolweisem Vorgehen systematisch für das Finden geeigneter Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzt werden.

Nach Kenntnis des Autors der vorliegenden Dissertation ist die oben dargelegte Aufgliederung der Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung und die daraus resultierende, in Bild 2.5 dargestellte generische Struktur in der präsentierten allgemeinen Form neuartig und in der Literatur nicht verfügbar.

Im weiteren Vorgehen müssen zunächst die durch die einzelnen funktionalen Gruppen zu lösenden Teilaufgaben genau identifiziert und gegeneinander abgegrenzt werden. Des weiteren sind die Schnittstellen zwischen den einzelnen funktionalen Gruppen und funktionalen Blöcken durch geeignete mathematische Modelle zu beschreiben. Die folgenden Unterkapitel 2.4, 2.5, 2.6, 2.7 und 2.8 beschäftigen sich mit diesen Aufgabenstellungen.

2.4 Blockbilden

2.4.1 Begriff und Motivation

Wie bereits mehrfach in Unterkapiteln 2.1 und 2.2 dargelegt, können das Ermitteln der Schätzung $\widehat{s}^{(k_S)}(m)$ eines Datum $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, und damit der Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ eines Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n = \lfloor m/2 \rfloor$, nicht auf Basis des gesamten Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers, sondern lediglich basierend auf einem oder mehreren Ausschnitten des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers erfolgen. Aus diesem Grund muß jedem Ermitteln einer Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ eines Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, stets das Bilden von Ausschnitten, im folgenden auch Blöcke genannt, vorausgehen. Die funktionale Gruppe, die dieses leistet, heißt funktionale Gruppe zum *Blockbilden*. *Blockbilden* bedeutet dabei, daß ein zusammenhängender Ausschnitt aus dem Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers ausgeschnitten wird. Es ist auch denkbar, nicht zusammenhängende Ausschnitte des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers zu bilden. Dies soll jedoch im Rahmen der vorliegenden Arbeit aus folgenden

Gründen nicht näher betrachtet werden: Wenn nicht zusammenhängende Ausschnitte des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers angenommen werden, so besteht ein nicht zusammenhängender Ausschnitt aus mindestens zwei nicht aneinander grenzenden Teilstücken, wobei für jedes Paar aus zwei Teilstücken die folgenden Fälle zu unterscheiden sind:

- Wenn zwei nicht aneinander grenzende Teilstücke auf ausschließlich unterschiedliche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, bzw. $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $k'_S = 1 \dots K_S$, $n' \in \mathbb{Z}$, $k_S \neq k'_S \vee n \neq n'$, zurückgehen und das Rauschen $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ als weiß angenommen wird, dann sind diese beiden Teilstücke vollständig statistisch unabhängig. Bei der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung geht folglich keinerlei Information verloren, wenn man anstelle eines nicht zusammenhängenden Ausschnitts des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers mit zwei statistisch unabhängigen Teilstücken, zwei zusammenhängende Ausschnitte mit jeweils einem Teilstück zum Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, bzw. $\hat{\underline{s}}^{(k'_S)}(n')$, $k'_S = 1 \dots K_S$, $n' \in \mathbb{Z}$, betrachtet.
- Wenn zwei nicht aneinander grenzende Teilstücke zumindest anteilsweise auf gleiche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$ zurückgehen, dann läßt sich daraus folgendes schließen:
 - Entweder basiert mindestens eine der für die Übertragung der CDMA-codespezifischen Sendesignale $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.12) zum Referenzempfänger relevanten Kanalimpulsantworten $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$ nach (1.14) ausschließlich auf Pfaden, deren zugehörigen in diskreten Zeiteinheiten gemessenen Verzögerungen, siehe auch Unterkapitel 1.3, sich um mehr als Q unterscheiden, oder
 - auch der die beiden Teilstücke verbindende Abschnitt des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers wird durch die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ beeinflusst.

Der erstgenannte Fall ist in typischen Mobilfunkszenarien unwahrscheinlich und ist daher nicht weiter von Interesse. Betrachtet man im zweitgenannten Fall ausschließlich die beiden Teilstücke und vernachlässigt man beim Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ den diese Teilstücke verbindenden Abschnitt, so wird nicht der gesamte Beitrag des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers berücksichtigt. In anderen Worten bedeutet dies, daß ein Teil der Energie des Beitrags der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers nicht zum Schätzen von $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ genutzt wird. Wenn möglichst zuverlässige Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ ermittelt werden sollen, so ist es nicht ratsam, a priori durch Mißachten von Teilbeiträgen der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers einen

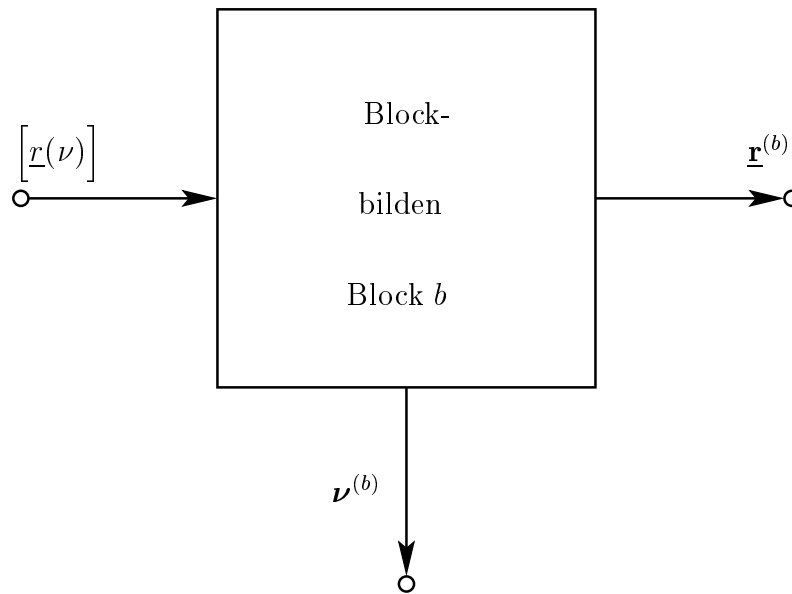


Bild 2.6. Funktionaler Block zum *Blockbilden* mit Schnittstellen

Teil der Energie des gesamten Beitrags der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\underline{r}(\nu)$ des Referenzempfängers nicht zu nutzen. Aus diesem Grund verzichtet der Verfasser auf das Untersuchen von Verfahren zum *Blockbilden*, die zu nicht zusammenhängenden Blöcken führen.

Selbst wenn beim Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ aller Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, ausschließlich zusammenhängende Ausschnitte verwendet werden — und dies wird wie oben motiviert im folgenden getan —, so existieren doch vielerlei Möglichkeiten, Ausschnitte aus dem Empfangssignal $\underline{r}(\nu)$ des Referenzempfängers zu bilden. Die Vielfalt der verschiedenen Möglichkeiten werden in Kapitel 3 diskutiert.

Die Schnittstellen der funktionalen Gruppe *Blockbilden* sind in Bild 2.6 visualisiert und werden in Abschnitt 2.4.3 genauer diskutiert.

Das Ziel beim *Blockbilden* muß sein, Ausschnitte möglichst kleiner Länge zu bilden. Für diese Motivation existieren zumindest folgende beiden Gründe:

- Die Komplexität eines funktionalen Blocks zur *Intrablock-Signalverarbeitung* wird unter anderem von der Dimension der Eingangsgrößen und der Dimension der Ausgangsgrößen, d.h. insbesondere der Anzahl der durch den funktionalen Block zur *Intrablock-Signalverarbeitung* zu schätzenden Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ maßgeblich bestimmt [Sch99]. Durch Bilden von Ausschnitten möglichst kleiner Länge wird sowohl die Dimension der Eingangsgrößen als auch die Dimension der Ausgangsgrößen eines funktionalen Blocks zur *Intrablock-Signalverarbeitung* möglichst klein gehalten.
- Die Verzögerung, die zwischen Empfangen eines auf die Übertragung eines Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgehenden Beitrages $\left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right]_{\underline{s}^{(k_S)}(n)}$ zum Empfangssignal

$\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers und dem Ermitteln einer Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ dieses Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ verstreicht — und diese soll im folgenden als Bearbeitungslatenz bezeichnet werden —, muß möglichst klein gehalten werden. Dies ist nötig, da für die Dienste, die durch das betrachtete CDMA-Mobilfunksystem offeriert werden sollen, maximale Verzögerungszeiten zu beachten sind [Bin01]. Die Bearbeitungslatenz ist von der Bearbeitungsdauer der verschiedenen funktionalen Gruppen, aber auch von der Länge des zu verarbeitenden Ausschnitts abhängig. Selbst bei beliebig kleiner Bearbeitungsdauer der verschiedenen funktionalen Gruppen ergibt sich eine minimale mittlere Bearbeitungslatenz, die bei Wahl eines Ausschnittes der in diskreten Zeiteinheiten gemessenen Länge $S_b^{(b)}$

$$\bar{T}_V^{(b)} = \frac{1}{S_b^{(b)}} \sum_{\nu=1}^{S_b^{(b)}} \left(S_b^{(b)} + 1 - \nu \right) = \frac{S_b^{(b)} + 1}{2} \quad (2.40)$$

diskrete Zeiteinheiten beträgt. Eine steigende Länge $S_b^{(b)}$ eines zum Block b gehörigen Ausschnitts hat demnach eine steigende minimale mittlere Bearbeitungslatenz $\bar{T}_V^{(b)}$ nach (2.40) zur Folge. Daher muß beim *Blockbilden* das Ziel verfolgt werden, $S_b^{(b)}$ möglichst klein zu halten.

2.4.2 Klassifizierung von blockzugehörigen Empfangssignalbeiträgen

Betrachtet man den zu Block b gehörigen, durch einen funktionalen Block zum *Blockbilden* aus dem Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers herausgeschnittenen Ausschnitt, so lassen sich generell drei Arten von Beiträgen zu diesem Ausschnitt identifizieren: Es existieren im allgemeinen Beiträge zum Block b zugehörigen Ausschnitt des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers,

- die auf Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zurückgehen, deren gesamter nicht verschwindender Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers im betrachteten Ausschnitt enthalten ist,
- die auf Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zurückgehen, deren nicht verschwindender Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers nicht vollständig im betrachteten Ausschnitt enthalten ist und solche
- die auf das Rauschen $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ zurückgehen.

Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, die Beiträge $\left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_S)}(n)$ der erstgenannten Art zum Block b zugehörigen Ausschnitt des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers leisten, werden im folgenden als vollständig in Block b enthaltene Datensymbole bezeichnet. In Analogie dazu heißen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$,

die Beiträge der zweitgenannten Art leisten, nicht vollständig in Block b enthaltene Datensymbole. Diese Bezeichnungsweise der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, sagt nichts darüber aus, ob die jeweiligen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, Block b zugeordnet sind oder nicht, siehe Abschnitt 2.3.2. Das Zuordnen von Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, wird in Unterkapitel 2.5 geklärt.

Im folgenden Abschnitt 2.4.3 soll ein mathematisches Modell zur Beschreibung des zu Block b gehörigen Ausschnitts des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers und von dessen Beiträgen entwickelt werden.

2.4.3 Blockorientiertes Übertragungsmodell in Matrix–Vektor–Notation

In diesem Abschnitt sollen die in Bild 2.6 visualisierten Schnittstellen des funktionalen Blocks zum *Blockbilden* geklärt sowie ein mathematisches Modell zum Beschreiben des zu Block b gehörigen Ausschnitts des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers entwickelt werden. Da, wie in Abschnitt 2.4.1 motiviert wurde, nur zusammenhängende Ausschnitte des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers zu betrachten sind, läßt sich der zu einem Block b gehörige Ausschnitt eindeutig durch die beiden Skalare $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$, $\nu_1^{(b)}, \nu_h^{(b)} \in \mathbb{Z}$, $\nu_h^{(b)} \geq \nu_1^{(b)}$, beschreiben. Die beiden Skalare $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ stehen dabei für den kleinsten bzw. den größten Index ν der Folgenglieder $\underline{r}(\nu)$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$, die noch dem zu Block b gehörigen Ausschnitt angehören. Zur einfachen Handhabung werden $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ im Vektor

$$\boldsymbol{\nu}^{(b)} = \left(\nu_1^{(b)} \quad \nu_h^{(b)} \right)^T \quad (2.41)$$

der Dimension zwei zusammengefaßt, der von jedem funktionalen Block zum *Blockbilden* ausgegeben und, wie in Bild 2.5 dargelegt, an den zugehörigen funktionalen Block zum *Datenzuordnen* weitergegeben wird. Mit $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ nach (2.41) sowie dem Empfangssignal des Referenzempfängers $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ nach (1.23) läßt sich der zu Block b gehörige Ausschnitt durch die Gesamtheit aller Folgenglieder $\underline{r}(\nu)$, $\nu = \nu_1^{(b)} \dots \nu_h^{(b)}$, beschreiben, die dem funktionalen Block *Blockbilden* in Form der Folge $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ zukommen. Die Folgenglieder $\underline{r}(\nu)$, $\nu = \nu_1^{(b)} \dots \nu_h^{(b)}$, lassen sich zum Vektor

$$\underline{\mathbf{r}}^{(b)} = \left(\underline{r}_1^{(b)} \dots \underline{r}_{S_b^{(b)}}^{(b)} \right)^T = \left(\underline{r}(\nu_1^{(b)}) \dots \underline{r}(\nu_h^{(b)}) \right)^T = \left[\underline{r}(\nu) \right]_{\nu=\nu_1^{(b)}}^{\nu=\nu_h^{(b)}}, \quad b \in \mathbb{Z}, \quad (2.42)$$

der Dimension

$$S_b^{(b)} = \nu_h^{(b)} - \nu_1^{(b)} + 1 \quad (2.43)$$

kombinieren, der damit den gesamten zu Block b gehörigen Ausschnitt des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers beschreibt. $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ nach (2.42) geht im allgemeinen auf

verschiedene CDMA-codespezifische Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu)\right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.12) und damit auf Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, die verschiedenen CDMA-Codes k_S , $k_S = 1 \dots K_S$, zugehören, zurück. Der Beitrag zu $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, der ausschließlich auf das CDMA-codespezifische Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu)\right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.12) und damit die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, zurückgeht, läßt sich mit $\left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu)\right]$ nach (1.20) durch den Vektor

$$\underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)} = \left(\underline{r}_1^{(b,k_S)} \dots \underline{r}_{S_b^{(b)}}^{(b,k_S)}\right)^T = \left(\underline{r}^{(k_S)}(\nu_1^{(b)}) \dots \underline{r}^{(k_S)}(\nu_h^{(b)})\right)^T = \left[\underline{r}^{(k_S)}(\nu)\right] \Big|_{\nu=\nu_1^{(b)}}^{\nu=\nu_h^{(b)}} \quad (2.44)$$

der Dimension $S_b^{(b)}$ beschreiben. Der auf ein einziges Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zurückgehende Beitrag zu $\underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)}$ nach (2.44) und damit zu $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ nach (2.42) folgt aus der blockspezifischen kombinierten Kanalimpulsantwort

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} &= \left(\left[\underline{c}^{(k_S,n)}(\nu)\right] * \left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu)\right]\right) \Big|_{\nu=\nu_1^{(b)}}^{\nu=\nu_h^{(b)}} \\ &= \left[\sum_{w=1}^W \underline{h}^{(k_S)}(w-1, \nu) \cdot \underline{c}^{(k_S,n)}(\nu-w+1)\right] \Big|_{\nu=\nu_1^{(b)}}^{\nu=\nu_h^{(b)}} \\ &= \left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu)\right] \Big|_{\nu=\nu_1^{(b)}}^{\nu=\nu_h^{(b)}}. \end{aligned} \quad (2.45)$$

zu $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$. Der Beitrag des Rauschens $\left[\underline{n}(\nu)\right]$ nach (1.23) zu $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ nach (2.42) kann durch den Vektor

$$\underline{\mathbf{n}}^{(b)} = \left(\underline{n}_1^{(b)} \dots \underline{n}_{S_b^{(b)}}^{(b)}\right)^T = \left(\underline{n}(\nu_1^{(b)}) \dots \underline{n}(\nu_h^{(b)})\right)^T = \left[\underline{n}(\nu)\right] \Big|_{\nu=\nu_1^{(b)}}^{\nu=\nu_h^{(b)}} \quad (2.46)$$

der Dimension $S_b^{(b)}$ und der hermiteschen Kovarianzmatrix

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{(b)} = \text{E} \left\{ \underline{\mathbf{n}}^{(b)} \underline{\mathbf{n}}^{(b)*T} \right\} = \begin{pmatrix} \varphi_{\text{nn}}(\nu_1^{(b)}, \nu_1^{(b)}) & \cdots & \varphi_{\text{nn}}(\nu_1^{(b)}, \nu_h^{(b)}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{\text{nn}}(\nu_h^{(b)}, \nu_1^{(b)}) & \cdots & \varphi_{\text{nn}}(\nu_h^{(b)}, \nu_h^{(b)}) \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

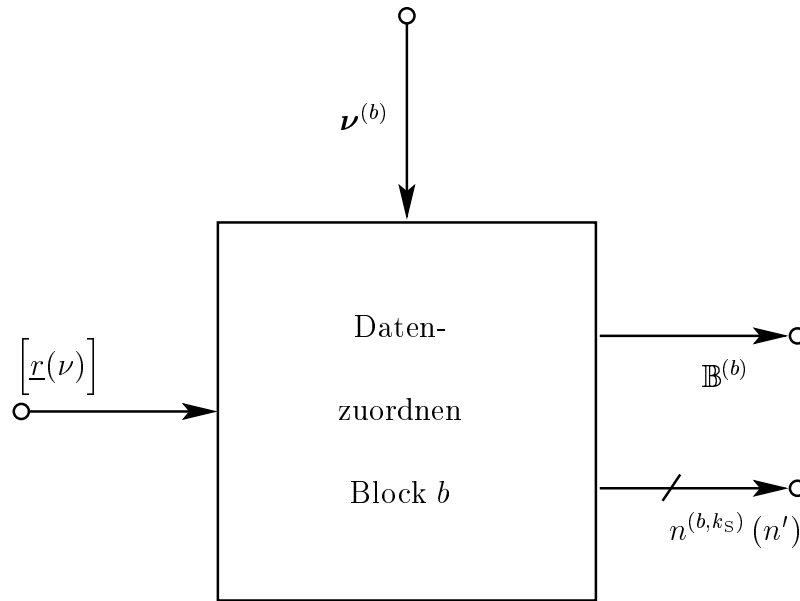
beschrieben werden, wobei in $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{(b)}$ die Korrelationsfunktion $\varphi_{\text{nn}}(\nu, \mu)$ nach (1.24) eingeht. Mit (2.42), (2.44) und (2.46) folgt schließlich

$$\underline{\mathbf{r}}^{(b)} = \sum_{k_S=1}^{K_S} \underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)} + \underline{\mathbf{n}}^{(b)}. \quad (2.48)$$

2.5 Datenzuordnen

2.5.1 Grundidee und Konsequenzen

In Unterkapitel 2.4 wurde erläutert, wie der zu einem Block b gehörige Ausschnitt des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers gebildet wird. Wie in Abschnitt 2.3.2

Bild 2.7. Funktionaler Block zum *Datenzuordnen* mit Schnittstellen

dargelegt, ist durch dieses als *Blockbildern* bezeichnete Verarbeiten jedoch noch nicht festgelegt, für welche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ basierend auf dem zum Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $[r(\nu)]$ des Referenzempfängers ermittelt werden sollen. Diese Aufgabe wird durch die funktionale Gruppe *Datenzuordnen* geleistet. Für jeden Block b muß durch den zu diesem gehörigen funktionalen Block zum *Datenzuordnen* entschieden werden, für welche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ basierend auf dem zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ nach (2.42) ermittelt werden sollen. Unter *Datenzuordnen* versteht man demnach, durch Analyse des Block b zugehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $[r(\nu)]$ des Referenzempfängers und Kenntnis der durch $\nu^{(b)}$ nach (2.41) beschriebenen Wahl der Ausschnittsgrenzen die Entscheidung zu treffen, welche durch die Indizes (k_S, n) eindeutig identifizierten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ einem Block b zugeordnet werden und welche nicht. Das Ergebnis dieses Prozesses wird in Form von Zuordnungsmengen $\mathbb{B}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, und Ordnungsfunktionen $n^{(b,k_S)}(\cdot)$, die in Abschnitt 2.5.2 genauer erläutert werden, an andere funktionale Gruppen weitergereicht.

Die Schnittstellen des zu Block b gehörigen funktionalen Blocks zum *Datenzuordnen* sind in Bild 2.7 dargestellt. Beim Zuordnen der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, ist es möglich, daß ein Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ mehreren Blöcken b zugeordnet wird. Es ist jedoch sicherzustellen, daß jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, mindestens einem Block b , $b \in \mathbb{Z}$, zugeordnet wird, da ansonsten für dieses Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ keinerlei Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ ermittelt würde. Sinnvollerweise sind nur solche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, einem Block b zuzuordnen, die einen nicht verschwindenden Beitrag zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $[r(\nu)]$ des Referenzempfängers leisten.

Aus dem Zuordnen von Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zu Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, lassen sich zwei Konsequenzen ableiten:

- Je nach Wahl der Zuordnung kann es auftreten, daß ein Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zwar einen nicht verschwindenden Beitrag $\underline{\mathbf{b}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zu dem zu einem Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers leistet, jedoch nicht diesem Block b , sondern mindestens einem anderen Block b' , $b \neq b'$ zugeordnet wird. In diesem Fall kommt es folglich zu einem Einfluß eines Block b' , nicht jedoch Block b zugeordneten Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ auf den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers. Diese Form des Einflusses wird im folgenden als Interblock-Interferenz bezeichnet. Interblock-Interferenz wird durch die funktionale Gruppe *Interblock-Signalverarbeitung*, siehe auch Abschnitt 2.6 und Kapitel 6, berücksichtigt und reduziert.
- Wenn ein Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, nicht nur einem, sondern mehr als nur einem Block b zugeordnet wird, dann liegt als Ergebnis der *Intrablock-Signalverarbeitung* jedes dieser Blöcke b eine Schätzung des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ vor. Alle diese Schätzungen müssen zu einer möglichst verlässlichen Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ verschmolzen werden, um so möglichst verlässliche Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m = 2n \dots 2n + 1$, zu ermitteln. Diese Aufgabe wird durch die funktionale Gruppe *Kombinieren & Entscheiden* geleistet die in Unterkapitel 2.8 genauer studiert wird.

2.5.2 Mengenformalismus zum Beschreiben von Blockzugehörigkeit

Für jeden Block b muß festgelegt werden, welche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, diesem Block b zugeordnet werden und welche nicht. Jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, aus $\left[\underline{s}^{(k_S)}(n) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, ist eindeutig durch das Zahlenpaar (k_S, n) der Indizes k_S und n identifiziert. Alle zu einem Block b gehörigen Datensymbole lassen sich folglich durch die Zuordnungsmenge

$$\mathbb{B}^{(b)} = \left\{ (k_S, n) \in \{1 \dots K_S\} \times \mathbb{Z} \mid \underline{s}^{(k_S)}(n) \text{ ist zugeordnet zu Block } b \right\} \quad (2.49)$$

aller Zahlenpaare (k_S, n) beschreiben, wobei die Indizes k_S und n die dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, eindeutig identifizieren. Jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, muß dabei aus den in Abschnitt 2.5.1 dargelegten Gründen mindestens einem Block b , $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, angehören, d.h. es muß gelten

$$\bigcup_{\forall b \in \mathbb{Z}} \mathbb{B}^{(b)} \stackrel{!}{=} \{1 \dots K_S\} \times \mathbb{Z}. \quad (2.50)$$

Mit $\mathbb{B}^{(b)}$ nach (2.49) läßt sich die Anzahl aller dem CDMA-Code k_S , $k_S = 1 \dots K_S$, zugehörigen und dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, durch

$$N^{(b, k_S)} = \left\| \left\{ (k'_S, n') \in \mathbb{B}^{(b)} \mid k'_S = k_S \right\} \right\| \quad (2.51)$$

angeben. Mit (2.51) folgt für die Gesamtanzahl aller dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$,

$$N^{(b)} = \left\| \mathbb{B}^{(b)} \right\| = \sum_{k_S=1}^{K_S} N^{(b, k_S)}. \quad (2.52)$$

Um die in Abschnitt 2.3.2 eingeführten funktionalen Gruppen mathematisch zu beschreiben, ist es praktikabel, alle einem Block b zugeordneten und einem CDMA-Code k_S zugehörigen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, linear zu ordnen. Da davon ausgegangen wird, daß die Anzahl der einem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, d.h. $N^{(b)}$ stets endlich ist, ist $\mathbb{B}^{(b)}$ abzählbar. Daher läßt sich eine bijektive Abbildung

$$n^{(b, k_S)} : n' \rightarrow n = n^{(b, k_S)}(n') \quad (2.53)$$

definieren, die eineindeutig die natürlichen Zahlen n' , $n' \in \{1 \dots N^{(b, k_S)}\}$, $k_S \in \{1 \dots K_S\}$, $b \in \mathbb{Z}$, auf ganze Zahlen n , $n \in \mathbb{Z}$, abbildet, so daß stets

$$\left(k_S, n^{(b, k_S)}(n') \right) \in \mathbb{B}^{(b)}, \forall n' \in \{1 \dots N^{(b, k_S)}\}, k_S \in \{1 \dots K_S\}, b \in \mathbb{Z}, \quad (2.54)$$

gilt. Demnach lassen sich alle Block b zugeordneten auf CDMA-Code k_S zurückgehenden Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, durch einfaches Durchlaufen des Index n' von eins bis $N^{(b, k_S)}$ identifizieren. Die Ordnungsfunktion $n^{(b, k_S)}(\cdot)$ nach (2.53) soll im folgenden Abschnitt 2.5.3 eingesetzt werden, um ausgehend von dem in Abschnitt 2.4.3 dargelegten blockorientierten Übertragungsmodell ein erweitertes, das *Datenzuordnen* berücksichtigendes blockorientiertes mathematisches Modell zu entwickeln.

2.5.3 Erweitertes, das Datenzuordnen berücksichtigendes blockorientiertes Übertragungsmodell in Matrix-Vektor-Notation

Mit $N^{(b, k_S)}$ nach (2.51) und der Ordnungsfunktion $n^{(b, k_S)}(n')$ nach (2.53) lassen sich alle einem CDMA-Code k_S zugehörigen und Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, im blockspezifischen und CDMA-codespezifischen Datenvektor

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{s}}^{(b, k_S)} &= \left(\underline{s}_1^{(b, k_S)} \dots \underline{s}_{N^{(b, k_S)}}^{(b, k_S)} \right)^T \\ &= \left(\underline{s}^{(k_S)}(n^{(b, k_S)}(1)) \dots \underline{s}^{(k_S)}(n^{(b, k_S)}(N^{(b, k_S)})) \right)^T \end{aligned} \quad (2.55)$$

der Dimension $N^{(b,k_S)}$ kombinieren. Die Verkettung aller blockspezifischen und CDMA-codespezifischen Vektoren $\underline{\mathbf{s}}^{(b,k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (2.55) liefert den blockspezifischen totalen Datenvektor

$$\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b,1)\text{T}} \dots \underline{\mathbf{s}}^{(b,K_S)\text{T}} \right)^{\text{T}} = \left(\underline{\mathbf{s}}_1^{(b)} \dots \underline{\mathbf{s}}_{N^{(b)}}^{(b)} \right)^{\text{T}}. \quad (2.56)$$

der Dimension $N^{(b)}$.

Ausgehend von $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)}$ nach (2.45) kann man alle auf CDMA-Code k_S , $k_S = 1 \dots K_S$, zurückgehenden, auf das jeweilige Datensymbol $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, normierten Beiträge zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers in der blockspezifischen und CDMA-codespezifischen Systemmatrix

$$\underline{\mathbf{A}}^{(b,k_S)} = \left(\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n^{(b,k_S)}(1))} \dots \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n^{(b,k_S)}(N^{(b,k_S)}))} \right) \quad (2.57)$$

der Dimension $S_b^{(b)} \times N^{(b,k_S)}$ zusammenstellen. Durch Kombinieren aller K_S blockspezifischen und CDMA-codespezifischen Systemmatrizen $\underline{\mathbf{A}}^{(b,k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (2.57) erhält man schließlich die blockspezifische Systemmatrix

$$\underline{\mathbf{A}}^{(b)} = \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b,1)} \dots \underline{\mathbf{A}}^{(b,K_S)} \right) \quad (2.58)$$

der Dimension $S_b^{(b)} \times N^{(b)}$. Mit $\underline{\mathbf{A}}^{(b,k_S)}$ nach (2.57) und $\underline{\mathbf{s}}^{(b,k_S)}$ nach (2.55) läßt sich der auf CDMA-Code k_S zurückgehende Beitrag $\underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)}$ nach (2.44) zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ durch

$$\underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)} = \underline{\mathbf{A}}^{(b,k_S)} \underline{\mathbf{s}}^{(b,k_S)} + \underline{\mathbf{n}}_b^{(b,k_S)} \quad (2.59)$$

ausdrücken, wobei

$$\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,k_S)} = \sum_{\substack{n = -\infty, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}}}^{+\infty} \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n), \quad (2.60)$$

die Einflüsse von dem CDMA-Code k_S zugehörigen nicht dem Block b zugeordneten Datensymbolen $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, auf $\underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)}$ beschreibt. Durch Aufaddieren aller K_S Beiträge $\underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)}$ nach (2.59) folgt schließlich der Block b zugehörige Ausschnitt

$$\underline{\mathbf{r}}^{(b)} = \sum_{k_S=1}^{K_S} \underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)} + \underline{\mathbf{n}}^{(b)} = \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}^{(b)} + \underline{\mathbf{n}}^{(b)} + \underline{\mathbf{n}}_b^{(b)} \quad (2.61)$$

des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers. In (2.61) steht

$$\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)} = \sum_{k_S=1}^{K_S} \underline{\mathbf{n}}_b^{(b,k_S)} = \sum_{\substack{n = -\infty, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}}}^{+\infty} \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n) \quad (2.62)$$

für alle Einflüsse von nicht dem Block b zugeordneten Datensymbolen $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, $k_S = 1 \dots K_S$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, auf $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ nach (2.42) und beschreibt quantitativ die in Abschnitt 2.3.2 eingeführte Interblock-Interferenz.

2.6 Interblock–Signalverarbeitung

2.6.1 Ziele und Aufgaben

Wenn Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$, $b \in \mathbb{B}$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, durch die *Intrablock–Signalverarbeitung* ermittelt werden sollen, so wirkt die Interblock–Interferenz als Störung. Um möglichst zuverlässige Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$, $b \in \mathbb{B}$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zu erhalten, muß folglich diese Störung vermieden werden. Daher wird angestrebt, vor Durchführen der Block b zugehörigen *Intrablock–Signalverarbeitung*, die Interblock–Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ nach (2.62), die den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers beeinflusst, zu reduzieren. Zu diesem Zweck bedient sich die *Interblock–Signalverarbeitung* vorliegender Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b')}$ der nicht einem Block b , $b \in \mathbb{Z}$, zugeordneten, aber einen nicht verschwindenden Beitrag $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers leistenden Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $b \neq b'$. Dabei wird das Ziel verfolgt, den einem Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers von möglichst allen Einflüssen durch nicht dem Block b zugehörige Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zu befreien und so die verschiedenen Blöcke zu entkoppeln. Dann ist es nämlich möglich, die zum Block b gehörigen im Vektor $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ zusammengefaßten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, durch *Intrablock–Signalverarbeitung* zu schätzen, ohne schädliche Interblock–Interferenz erdulden zu müssen. Unter der Block b zugehörigen *Interblock–Signalverarbeitung* versteht man folglich einerseits die Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b')}$ der nicht Block b zugeordneten Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $b \neq b'$, zu nutzen, um deren nicht verschwindende Beiträge $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum blockspezifischen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers zu reduzieren. Andererseits muß dabei die für den jeweiligen Block b relevante, die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, beschreibende Information soweit wie möglich geschützt werden. Es gibt verschiedene Konzepte, die ein Reduzieren der Interblock–Interferenz ermöglichen. Die grundsätzlichen Herangehensweisen werden in Abschnitt 2.6.3 erklärt.

Eines der wichtigsten fundamentalen Probleme, mit dem alle Herangehensweisen zur *Interblock–Signalverarbeitung* umzugehen haben, besteht darin, daß in die zu Block b gehörige *Interblock–Signalverarbeitung* Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b')}$ der nicht dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $b \neq b'$, einfließen. Diese Schätzungen haben nämlich nur eine begrenzte Zuverlässigkeit. Wenn diese Zuverlässigkeit nicht berücksichtigt wird, kann es zu Fehlerfortpflanzung kommen.

Im folgenden Abschnitt 2.6.2 sollen die Schnittstellen des zu Block b gehörigen funktionalen Blocks zur *Interblock–Signalverarbeitung* zu anderen in der generischen Struktur nach Bild 2.5 vorhandenen funktionalen Gruppen mathematisch beschrieben werden. Thema von Abschnitt 2.6.3 ist die Diskussion grundsätzlicher Vorgehensweisen zu *Interblock–Signalverarbeitung*.

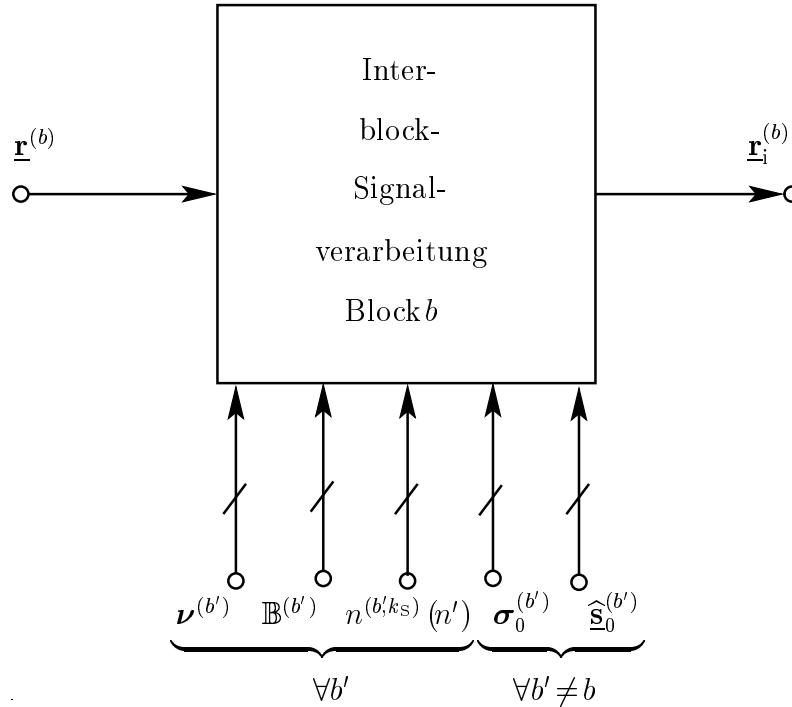


Bild 2.8. Funktionaler Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* mit Schnittstellen

2.6.2 Schnittstellen

Bild 2.8 zeigt die Schnittstellen des zu Block b gehörigen funktionalen Blocks zur *Interblock-Signalverarbeitung* zu anderen in der generischen Struktur nach Bild 2.5 vorhandenen funktionalen Gruppen. Die wichtigste in Bild 2.8 zu erkennende Eingangsgröße der *Interblock-Signalverarbeitung* ist der zu Block b gehörige Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers. Dieser beinhaltet, wie bereits in Abschnitt 2.5.3 dargelegt, die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ nach (2.62). Des weiteren stehen der *Interblock-Signalverarbeitung* im allgemeinen als Eingangsgrößen für alle Blöcke b' die im Vektor $\nu^{(b')}$ zusammengefaßten Ausschnittsgrenzen zu Verfügung. Die Information darüber, welche Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$ einem Block b zugeordnet sind und welche nicht, wird dem zu Block b gehörigen funktionalen Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* durch die Zuordnungsmengen $\mathbb{B}^{(b')}$, $b' \in \mathbb{Z}$, und die blockspezifischen Ordnungsfunktionen $n^{(b',k_s)}(n')$ mitgeteilt. $\nu^{(b')}$, $b' \in \mathbb{B}^{(b')}$, und $n^{(b',k_s)}(n')$ liegen im allgemeinen jedem zu Block b gehörigen funktionalen Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* für alle Blöcke b' , $b' \in \mathbb{Z}$, vor. Denn die Entscheidung darüber, welche durch ein Datensymbol $\underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$ geleisteten Beiträge zu $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ zu Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ nach (2.62) führen und damit durch die *Interblock-Signalverarbeitung* beseitigt werden müssen, hängt unter anderem von der Wahl der Ausschnittsgrenzen $\nu^{(b)}$ und der Zuordnung der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$ zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{B}^{(b)}$, ab.

Um Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ reduzieren zu können, werden in die *Interblock-Signalverarbeitung* ebenfalls als Eingangsgrößen vorliegende Schätzungen der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, die Interblock-Interferenz verursachenden, einbezogen. Diese Schätzungen liegen in Form von zu Block b' gehörigen Vektoren

$$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b')} = \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b',1)\text{T}} \dots \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b',K_S)\text{T}} \right)^{\text{T}} \quad (2.63)$$

und

$$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b',k_S)} = \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,1}^{(b',k_S)} \dots \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,N^{(b',k_S)}}^{(b',k_S)} \right)^{\text{T}} \quad (2.64)$$

vor.

Wie bereits angesprochen, ist die Zuverlässigkeit dieser Schätzungen von Bedeutung. Diese wird durch die im Vektor

$$\underline{\sigma}_0^{(b')} = \left(\sigma_0^{(b',1)\text{T}} \dots \sigma_0^{(b',K_S)\text{T}} \right)^{\text{T}} \quad (2.65)$$

mit

$$\sigma_0^{(b',k_S)} = \left(\sigma_{0,1}^{(b',k_S)} \dots \sigma_{0,N^{(b',k_S)}}^{(b',k_S)} \right)^{\text{T}} \quad (2.66)$$

zusammengefaßten, der *Interblock-Signalverarbeitung* zur Verfügung stehenden Standardabweichungen $\sigma_0^{(b')}$ der Schätzungen $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b')}$ an die *Interblock-Signalverarbeitung* weitergereicht. Intuitiv ist dabei klar: Je größer die Komponenten $\sigma_{0,n}^{(b',k_S)}$ von $\sigma_0^{(b')}$ werden, umso unzuverlässiger werden die Schätzungen $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b')}$ der im Vektor $\underline{\mathbf{s}}^{(b')}$ zusammengefaßten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, und desto weniger vertrauenswürdig wird eine auf diesen Schätzungen $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b')}$ beruhende Interblock-Interferenz-Reduktion. Neben den genannten Eingangsgrößen wird des weiteren angenommen, daß jedem funktionalen Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* die für den jeweiligen Block b spezifischen kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(b,k_S,n)}$ aller einen Beitrag zu Block b leistenden Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, vorliegen. Weitere zu berücksichtigende A-priori-Informationen über die Datensymbole, z.B. die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n))$ nach (2.21) und Informationen über die Störsituation, d.h. das zu Block b gehörige durch $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$ nach (2.46) beschriebene Rauschen, seien ebenfalls perfekt bekannt.

Als Ausgangsgröße wird von dem zu Block b gehörigen funktionalen Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* eine um Interblock-Interferenz reduzierte Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des zu Block b gehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers ermittelt.

2.6.3 Grundlegende Konzepte

Die zu klärende Frage ist, wie die in Abschnitt 2.6.2 definierten Informationen, die einem zu Block b gehörigen funktionalen Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* vorliegenden, durch diesen genutzt werden können, um die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ zu reduzieren. Mögliche Konzepte zur *Interblock-Signalverarbeitung* lassen sich auf das im

folgenden dargelegte Grundproblem reduzieren. Betrachtet man ein nicht dem Block b zugeordnetes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, das einen nicht verschwindenden Beitrag $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers leistet, so sind je nach Grad der Kenntnis über dieses Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ verschiedene Arten des Vorgehens ratsam:

- Wenn das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, perfekt bekannt ist, d.h. mindestens eine perfekte Schätzung $\hat{\underline{s}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}, b' \neq b, n^{(b', k_S)}(n') = n$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ vorliegt, dann ist das Optimale, das man bei Kenntnis der blockspezifische Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)}$ tun kann — und diese soll wie in Abschnitt 1.4 angenommen am Referenzempfänger perfekt bekannt sein — die auf dieses Datensymbol zurückgehende Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zu rekonstruieren und durch Subtraktion zu eliminieren [WBOW00, WOWB02]. Durch dieses Vorgehen werden Beiträge $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ des nicht dem Block b zugeordneten Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zum Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers perfekt eliminiert.
- Wenn von dem Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, das nicht dem Block b zugeordnet ist, keine Schätzung $\hat{\underline{s}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}, b' \neq b, n^{(b', k_S)}(n') = n$, vorliegt oder keine Schätzung $\hat{\underline{s}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$ verwendet werden soll, so kann das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ nur als stochastische Störung betrachtet werden. Die einzige Information, die dann zum Reduzieren der auf das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgehenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ eingesetzt werden kann, ist das Wissen über
 - die dem Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und Block b zugehörige blockspezifische kombinierte Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)}$ nach (2.45), über
 - das Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) und über
 - die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n))$ nach (2.21).

Mit diesem Wissen läßt sich zumindest der Erwartungswert

$$\mathbb{E} \left\{ \underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \right\} = \underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \sum_{\forall \underline{s} \in \mathbb{M}} P(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s}) \underline{s} \quad (2.67)$$

der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ ermitteln. Subtrahiert man diesen von $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, so läßt sich die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$, die auf das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgeht, partiell eliminieren. Auf diese Weise kann die mittlere Energie der im zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers verbleibenden, auf das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgehenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ auf $\mathbb{E} \left\{ \left\| \underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) - \mathbb{E} \left\{ \underline{\mathbf{h}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \right\} \right\|^2 \right\} / 2$ reduziert werden. Bei dem im Rahmen dieser Arbeit vorausgesetzten, für Vierphasenmodulation charakteristischen Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) ist jedoch bei gleichen A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n))$ nach (2.21) der Erwartungswert

$E \left\{ \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \right\}$ der auf das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgehenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ null, so daß in diesem Fall durch Subtraktion von $E \left\{ \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \right\}$ keine Interblock-Interferenz reduziert werden kann.

Es ist denkbar ein weiteres, über die Rekonstruktion und Subtraktion des Erwartungswertes $E \left\{ \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \right\}$ der auf das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgehenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ hinausgehendes Reduzieren der Interblock-Interferenz durch Nutzen von weiteren statistischer Eigenschaften der Interblock-Interferenz wie z.B. Korrelationen der Interblock-Interferenz durchzuführen [MJWT01]. Derartige Verfahren sind jedoch im allgemeinen aufwendig und bringen nur mäßigen Erfolg [MJWT01]. In der vorliegenden Arbeit soll davon ausgegangen werden, daß pro Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ mindestens eine Schätzung $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $b' \neq b$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, vorliegt, so daß dieser Fall nicht weiter von Interesse ist.

- Wenn von dem Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ nur nicht perfekte Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $b' \neq b$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, vorliegen, dann muß beim Eliminieren der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$, die auf Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgeht und zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers beiträgt, die Zuverlässigkeit der nicht perfekten Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $b' \neq b$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, berücksichtigt werden. Dies ist notwendig, da es ansonsten zu Fehlerfortpflanzung kommen würde. Die Informationen, die somit zum Reduzieren der auf $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgehenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ genutzt werden können und über die der zu Block b gehörige funktionale Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* verfügt, sind damit:

- die Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $b' \neq b$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und, als Maß derer Zuverlässigkeiten, die Standardabweichungen $\sigma_{0,n'}^{(b',k_S)}$,
- die dem Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und Block b zugehörige blockspezifische kombinierte Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}^{(b,k_S,n)}$ nach (2.45),
- das Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) und
- die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n))$ nach (2.21).

Dieses Wissen kann in vielfältiger Weise zur *Interblock-Signalverarbeitung* genutzt werden. In Anlehnung an das Vorgehen im Falle perfekter Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $b' \neq b$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, und keiner vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$ erscheint es nach Ansicht des Autors jedoch besonders attraktiv, auf der Rekonstruktion und Subtraktion von Interblock-Interferenz basierende Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* zu verfolgen. Diese Verfahren zeichnen sich nämlich dadurch aus, daß sie

- im allgemeinen aufwandsgünstig sind [WOWB02],

- eine hohe Leistungsfähigkeit im Sinne der Fähigkeit Interblock-Interferenz zu reduzieren zeigen [MJWT01] und
- die oben angesprochenen Vorgehensweisen für den Fall perfekt bekannter Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $b' \neq b$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, und keiner vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$ als Spezialfälle beinhalten.

Im Rahmen dieser Arbeit sollen daher nur solche Konzepte betrachtet werden. Es bleibt künftigen Arbeiten vorbehalten, weitere andersartige Konzepte zu studieren.

Alle auf Rekonstruktion und Subtraktion von Interblock-Interferenz basierenden Verfahren sind dadurch gekennzeichnet, daß eine Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$, die auf den zum Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers wirkt, ermittelt und von $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ subtrahiert wird. Als Ergebnis dieser Operation erhält man eine um Interblock-Interferenz reduzierte Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ vom Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers. Da die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ gemäß (2.60) linear in $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, ist, ist es zulässig, für die Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$ der auf den Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ wirkenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$

$$\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)} = \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{\substack{n=-\infty, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}}}^{+\infty} \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \quad (2.68)$$

anzunehmen. Offen ist dabei die Frage, wie in (2.68) die Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ zu wählen sind, um möglichst zuverlässig und vollständig die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ zu reduzieren oder gar zu eliminieren. Diese Frage wird in Kapitel 6 geklärt und es wird gezeigt, wie die Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ in nach gewissen Kriterien optimaler und suboptimaler Weise basierend auf

- den vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $b' \neq b$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, der nicht dem Block b zugeordneten Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$,
- deren durch die Standardabweichungen $\sigma_{0,n'}^{(b',k_S)}$ beschriebenen Zuverlässigkeiten,
- dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) und
- den A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n))$ nach (2.21).

ermittelt werden können.

Nach durchgeführter *Interblock-Signalverarbeitung* erhält man mit (2.48) und (2.61) die um Interblock-Interferenz reduzierte Version

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} &= \left(r_{i,1}^{(b)} \cdots r_{i,S_b^{(b)}}^{(b)} \right)^T = \sum_{k_S=1}^{K_S} \underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)} + \underline{\mathbf{n}}^{(b)} - \hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)} \\ &= \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}^{(b)} + \underbrace{\underline{\mathbf{n}}^{(b)} + \underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}}_{\underline{\mathbf{n}}'^{(b)}}, \end{aligned} \quad (2.69)$$

des zu Block b gehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers, wobei $\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$ für die in $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ verbleibende Interblock-Interferenz

$$\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)} = \underline{\mathbf{n}}_b^{(b)} - \widehat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)} = \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{\substack{n = -\infty, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}}}^{+\infty} \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) - \widetilde{\underline{s}}^{(b, k_S, n)} \right) \underline{\mathbf{b}}^{(b, k_S, n)} \quad (2.70)$$

steht. In (2.69) faßt $\underline{\mathbf{n}}'^{(b)}$ die Gesamtheit aller auf Datensymbole, die nicht zu $\underline{\mathbb{B}}^{(b)}$ beitragen, zurückgehenden Einflüsse auf $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ zusammen und wird durch die Kovarianzmatrix

$$\underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)} = \mathbb{E} \left\{ \underline{\mathbf{n}}'^{(b)} \underline{\mathbf{n}}'^{(b)*\text{T}} \right\} \quad (2.71)$$

der Dimension $S_b^{(b)} \times S_b^{(b)}$ beschrieben. In Kapitel 6 wird die Wahl der Koeffizienten $\widetilde{\underline{s}}^{(b, k_S, n)}$ diskutiert. Dabei werden sowohl optimale als auch suboptimale Verfahren zur Wahl von $\widetilde{\underline{s}}^{(b, k_S, n)}$ dargelegt.

2.7 Intrablock-Signalverarbeitung

2.7.1 Ziele und Aufgaben

Wie in Unterkapitel 2.6 gezeigt, liefert die *Interblock-Signalverarbeitung* eine um Interblock-Interferenz reduzierte Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des zu Block b gehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers. Die Aufgabe der *Intrablock-Signalverarbeitung* besteht nun darin, für alle dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, basierend auf $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{n'}^{(b, k_S)}$, $n^{(b, k_S)}(n') = n$, zu ermitteln. Desweiteren sollen die Zuverlässigkeiten dieser Schätzungen durch Ausgeben der Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b', k_S)}$ von $\widehat{\underline{s}}_{n'}^{(b, k_S)}$ bewertet werden. Beiträge zu $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$, die auf Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zurückgehen, die nicht dem Block b zugeordnet sind, werden nicht gesondert berücksichtigt und wirken als Störung $\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$ nach (2.70). Zum Ermitteln der interessierenden Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{n'}^{(b, k_S)}$ bedient sich die *Intrablock-Signalverarbeitung* folgender Informationen:

- durch den zu Block b gehörigen funktionalen Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* gelieferte, um Interblock-Interferenz reduzierte Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des zu Block b gehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers,
- bereits vorliegende Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b', k_S)}(n') = n$, der zu schätzenden Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$,
- die als Zuverlässigkeitsinformationen dienenden Standardabweichungen $\sigma_{0, n'}^{(b', k_S)}$ dieser Schätzungen und
- A-priori-Informationen über die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, wie z.B. das Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) und die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n))$ nach (2.21).

Die *Intra-Block-Signalverarbeitung* stellt den Kern der Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung dar, da das eigentliche Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b',k_s)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b',k_s)}(n') = n$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ in der *Intra-Block-Signalverarbeitung* geschieht.

Ohne eine leistungsfähige *Intra-Block-Signalverarbeitung* läßt sich im allgemeinen keine hohe Güte der Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ erzielen. Gelingt es nämlich sogar sämtliche Interblock-Interferenz durch *Intra-Block-Signalverarbeitung* zu eliminieren, so ist die Güte der durch das Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung gelieferten Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ immer noch durch die Güte der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b',k_s)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b',k_s)}(n') = n$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ limitiert, die durch die *Intra-Block-Signalverarbeitung* geliefert werden. Es muß demnach das Ziel verfolgt werden, möglichst leistungsfähige Verfahren zur *Intra-Block-Signalverarbeitung* zu schaffen. Aus diesem Grund wird in Abschnitt 2.7.3 das optimale Verfahren zur *Intra-Block-Signalverarbeitung* betrachtet. In Abschnitt 2.7.4 folgt eine Diskussion aufwandsgünstigerer suboptimaler Verfahren zur *Intra-Block-Signalverarbeitung*. Doch bevor auf die Verfahren zur *Intra-Block-Signalverarbeitung* eingegangen wird, sollen im folgenden Abschnitt 2.7.2 die Schnittstellen der *Intra-Block-Signalverarbeitung* zu anderen funktionalen Gruppen der generischen Struktur nach Bild 2.5 geklärt und einige grundlegenden mathematischen Beschreibungsgrößen eingeführt werden.

2.7.2 Schnittstellen

Bild 2.9 zeigt die Schnittstellen des zu Block b gehörigen funktionalen Blocks zur *Intra-Block-Signalverarbeitung*. Als Eingangsgröße nimmt dieser funktionale Block die um Interblock-Interferenz reduzierte Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ nach (2.69) des zu Block b gehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $[\underline{r}(\nu)]$ des Referenzempfänger entgegen. $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ ist als Ausgangsgröße der *Interblock-Signalverarbeitung* verfügbar. Bei der zu Block b gehörigen *Intra-Block-Signalverarbeitung* werden im allgemeinen, wie schon in Abschnitt 2.7.1 dargestellt, bereits vorliegende Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b',k_s)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b',k_s)}(n') = n$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_s)}(n') = n$, zum Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_s)}$, $n' = 1 \dots N^{(b,k_s)}$, der dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_s)}(n') = n$, verwendet. Diese Schätzungen stammen von der im vorherigen Iterationsschritt, siehe auch Seite 57, durchgeführten *Intra-Block-Signalverarbeitung* aller Blöcke b' , denen Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $(k_s, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$ zugeordnet sind, die ebenfalls Block b zugeordnet sind, d.h. für die $\mathbb{B}^{(b)} \cap \mathbb{B}^{(b')} \neq \emptyset$ gilt. Daher werden der Block b zugehörigen *Intra-Block-Signalverarbeitung* alle dazu nötigen im folgenden dargelegten Informationen zur Verfügung gestellt:

- die allen Blöcken b' zugehörigen Zuordnungsmengen $\mathbb{B}^{(b')}$ mit $\mathbb{B}^{(b)} \cap \mathbb{B}^{(b')} \neq \emptyset$,
- die den Blöcken b' , $\mathbb{B}^{(b)} \cap \mathbb{B}^{(b')} \neq \emptyset$, zugehörigen Ordnungsfunktionen $n^{(b',k_s)}(n')$,

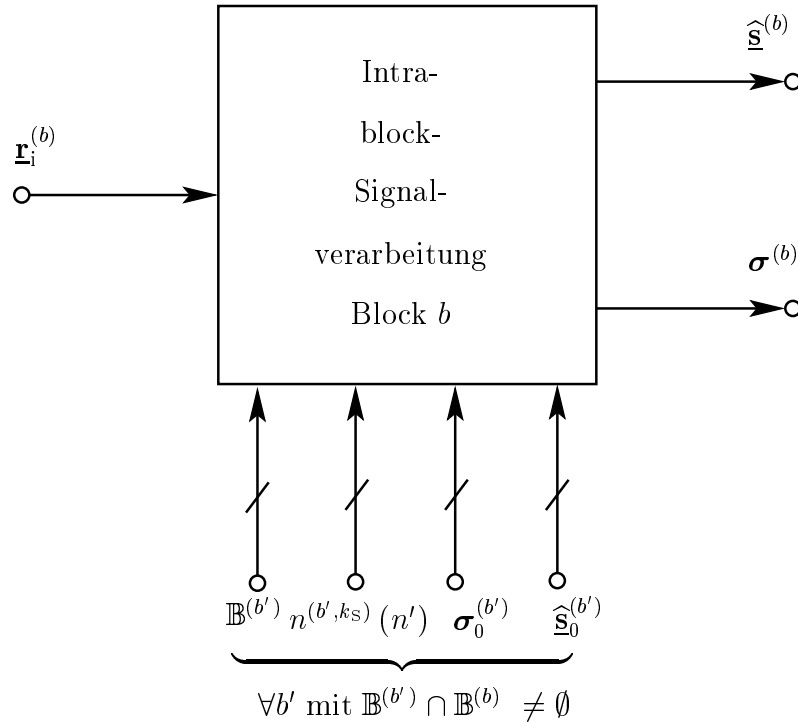


Bild 2.9. Funktionaler Block zur *Intrablock-Signalverarbeitung* mit Schnittstellen

- die vorliegenden auf die Blöcke b' , $\mathbb{B}^{(b)} \cap \mathbb{B}^{(b')} \neq \emptyset$, zurückgehenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_0^{(b')}$ nach (2.63) der im Vektor $\underline{s}^{(b')}$ nach (2.56) zusammengefaßten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, und damit aller Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, und
- als Zuverlässigkeitsinformationen, die im Vektor $\sigma_0^{(b')}$ nach (2.65) zusammengefaßten Standardabweichungen $\sigma_{0,n'}^{(b',k_S)}$ der im Vektor $\hat{\underline{s}}_0^{(b)}$ zusammengestellten Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$.

Darüber hinaus wird in der vorliegenden Arbeit angenommen, daß der *Intrablock-Signalverarbeitung*

- sämtliche A-priori-Informationen über die Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, wie z.B. das Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) und die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n))$ nach (2.21),
- alle zu Block b gehörigen blockspezifischen kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, nach (2.45),
- Informationen über den Ausschnitt $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$ nach (2.46) des Rauschens $[\underline{n}(\nu)]$ nach (1.23), der zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ bzw. $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des Empfangssignals $[\underline{r}(\nu)]$ des Referenzempfängers beiträgt — und diese können z.B. bei mittelwertfreiem Gaußschen Rauschen, das, wie in Unterkapitel 1.3 gesagt, in der vorliegenden

Arbeit ausschließlich betrachtet werden soll, in Form der Kovarianzmatrix $\mathbf{R}_{\text{nn}}^{(b)}$ nach (2.47) vorliegen —,

perfekt bekannt sind.

Das Ergebnis der zu je einem Block b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen *Intradblock-Signalverarbeitung* ist je eine Schätzung $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b,k_S)}$, der dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_S)}(n') = n$. Diese Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b,k_S)}$, können in dem Vektor

$$\hat{\underline{s}}^{(b)} = \left(\hat{\underline{s}}^{(b,1)\text{T}} \dots \hat{\underline{s}}^{(b,K_S)\text{T}} \right)^{\text{T}} = \left(\hat{\underline{s}}_1^{(b)} \dots \hat{\underline{s}}_{N^{(b)}}^{(b)} \right)^{\text{T}} \quad (2.72)$$

mit

$$\hat{\underline{s}}^{(b,k_S)} = \left(\hat{\underline{s}}_1^{(b,k_S)} \dots \hat{\underline{s}}_{N^{(b,k_S)}}^{(b,k_S)} \right)^{\text{T}} \quad (2.73)$$

zusammengefaßt werden. $\hat{\underline{s}}^{(b)}$ nach (2.72) ist eine Schätzung des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{s}^{(b)}$ nach (2.56).

Über die Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(b)}$ der Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, hinaus, wird für jedes einzelne Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, als Maß der Zuverlässigkeit der Schätzung $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b,k_S)}$, die Standardabweichung $\sigma_{n'}^{(b,k_S)}$ der Schätzung $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ ermittelt. Diese Standardabweichung beschreibt die statistische Verteilung der Schätzung $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, wenn das Rauschen $[\underline{n}(\nu)]$ und alle anderen Datensymbole $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $k_S \neq k'_S \vee n \neq n'$, leben. Die Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b,k_S)}$ der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_S)}(n') = n$, werden in dem Vektor

$$\sigma^{(b)} = \left(\sigma^{(b,1)\text{T}} \dots \sigma^{(b,K_S)\text{T}} \right)^{\text{T}} \quad (2.74)$$

mit

$$\sigma^{(b,k_S)} = \left(\sigma_1^{(b,k_S)} \dots \sigma_{N^{(b,k_S)}}^{(b,k_S)} \right)^{\text{T}} \quad (2.75)$$

zusammengefaßt, der ausgegeben wird.

2.7.3 Optimale Verfahren

Wenn ein Verfahren zur *Intradblock-Signalverarbeitung* entworfen werden soll — insbesondere, wenn ein optimales Verfahren angestrebt wird —, so ist zu klären, welches Entwurfsziel, d.h. Optimierungskriterium dabei verfolgt werden soll. Wie in Abschnitt 2.2.1 erläutert, ist es sinnvoll — und dies ist in der Literatur auch weit akzeptiert —, die Schätzungen so zu wählen, daß diese möglichst zuverlässig sind. Wenn eine maximale Zuverlässigkeit der zum Vektor $\hat{\underline{s}}^{(b)}$ der Komponenten $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ zusammengefaßten Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n''}^{(b,k_S)}$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_S)}(n'') = n$, gewünscht wird, dann

muß jede Schätzung gemäß

$$\begin{aligned}
\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)} &= \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(P \left(\underline{s}_{n'}^{(b)} = \underline{s} \mid \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \right) \right) \\
&= \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\sum_{\substack{\forall \underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}, \\ \underline{s}'_n = \underline{s}}} P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \mid \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \right) \right) \\
&= \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\sum_{\substack{\forall \underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}, \\ \underline{s}'_n = \underline{s}}} p \left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \mid \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right) P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right) \right) \quad (2.76)
\end{aligned}$$

gewählt werden. Die Wahl von $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,ks)}$ nach (2.76) entspricht dem aus der Literatur bekannten [SM71, Ver98] und in Abschnitt 2.2.1 diskutierten symbolorientierten Maximum-a-posteriori-Prinzip. Wenn für alle Datensymbole $\underline{s}^{(ks)}(n), (ks, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, eine Schätzung $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,ks)}, n^{(b,ks)}(n') = n$, und somit alle $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}, n' = 1 \dots N^{(b)}$, ermittelt werden sollen, so läßt sich (2.76) in guter Näherung [Ver98] durch

$$\begin{aligned}
\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} &= \arg \max_{\underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}} \left(P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \mid \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \right) \right) \\
&= \arg \max_{\underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}} \left(p \left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \mid \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right) P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right) \right) \quad (2.77)
\end{aligned}$$

ersetzen. Ein Vergleich von (2.76) und (2.77) offenbart, daß in (2.77) die Datensymbolfolgenwahrscheinlichkeit $P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \mid \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \right)$ maximiert wird und nicht, wie in (2.76) die Datensymbolwahrscheinlichkeit $P \left(\underline{s}_{n'}^{(b)} = \underline{s} \mid \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \right)$. In der Literatur [SM71, Ver98] wird das Prinzip, dem das Vorgehen nach (2.77) folgt, demnach auch als folgenorientiertes Maximum-a-posteriori-Prinzip bezeichnet.

Sowohl in (2.76) als auch in (2.77) gehen die Wahrscheinlichkeiten $P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right)$ und die Wahrscheinlichkeitsdichten $p \left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \mid \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right)$ ein. Diese Größen sollen daher im folgenden separat diskutiert werden, und es soll gezeigt werden, wie ein optimales Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* diese ermitteln kann.

$P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right)$ beschreibt die Wahrscheinlichkeiten für die einzelnen Symbole. Dabei lassen sich zwei Fälle unterscheiden:

- Wenn keine Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',ks)}, \forall b' \in \mathbb{Z}, n^{(b',ks)}(n') = n$, vorliegen und des weiteren die Datensymbole statistisch unabhängig sind — und das wird, wie in Unterkapitel 1.3 dargelegt, in der vorliegenden Arbeit angenommen —, so hängen die Wahrscheinlichkeiten $P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right)$ nur von den A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P \left(\underline{s}^{(ks)}(n) \right)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(ks)}(n)$ nach (2.21) ab. Diese A-priori-Wahrscheinlichkeiten sollen im folgenden als gleich angenommen werden, so daß

$$P \left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} \right) = \frac{1}{\|\mathbb{M}^{N^{(b)}}\|} = \frac{1}{\|\mathbb{M}\|^{N^{(b)}}} \quad (2.78)$$

gilt. Aus (2.76) und (2.77) folgt dann die Schätzung

$$\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)} = \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\sum_{\substack{\forall \underline{s} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}} \\ \underline{s}'_n = \underline{s}}} p(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) \right) \quad (2.79)$$

bzw.

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}} \left(p(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) \right), \quad (2.80)$$

die als symbolorientierte bzw. folgenorientierte Maximum-Likelihood Schätzungen aus der Literatur [Ver98] bekannt sind.

- Liegen Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, und, zum Beschreiben derer Zuverlässigkeiten, die Standardabweichungen $\sigma_{0,n'}^{(b',k_S)}$ vor, so ist $P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}})$ unter der Nebenbedingung der vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$ auszuwerten. Durch Zusammenfassen aller vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, eines Block b zugeordneten, durch $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ repräsentierten Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, siehe (2.55) und (2.56), erhält man den Vektor $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(b)}$ der Dimension $N_{s,n'}^{(b)}$. Aus den $N^{(b)}$ Vektoren $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, folgt der totale Vektor

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} = \left(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,1}^{(b)} \dots \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,N^{(b)}}^{(b)} \right)^T \quad (2.81)$$

der Dimension

$$N_s^{(b)} = \sum_{n'=1}^{N^{(b)}} N_{s,n'}^{(b)}, \quad (2.82)$$

der demzufolge alle vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, der Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, beinhaltet. In Analogie zu (2.81) lassen sich die zu den Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, gehörigen Standardabweichungen $\sigma_{0,n'}^{(b',k_S)}$ in den Vektoren $\sigma_{0,n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, und dem totalen Vektor

$$\sigma_{0,a}^{(b)} = \left(\sigma_{0,1}^{(b)} \dots \sigma_{0,N^{(b)}}^{(b)} \right)^T \quad (2.83)$$

zusammenfassen. Mit (2.81) und (2.83) kann nun $P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}})$ unter der Nebenbedingung der vorliegenden Schätzungen durch $P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} | \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)})$ angegeben werden. $P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} | \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)})$ ist nicht nur von den A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n))$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ nach (2.21), sondern auch von den vorliegenden im Vektor $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)}$ zusammengefaßten Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, und deren Zuverlässigkeit abhängig. $P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} | \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)})$ läßt sich gemäß dem Satz von Bayes [Bos86] durch

$$P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}} | \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)}) = \frac{P(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}})}{P(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)})} \quad (2.84)$$

ausdrücken. Die unbedingte Wahrscheinlichkeit $P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}})$ in (2.84) kann dabei auf die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n))$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ zurückgeführt werden. Durch Einsetzen von (2.84) in (2.76) und (2.77) folgt dann

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}} & \left(\sum_{\substack{\forall \underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}, \\ \underline{\mathbf{s}}'_n = \underline{\mathbf{s}}}} p(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) \right. \\ & \left. \cdot p(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) \right) \end{aligned} \quad (2.85)$$

bzw.

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}} \left(p(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) p(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) \right). \quad (2.86)$$

$p(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)})$ kann beim Einsetzen von (2.84) in (2.76) und (2.77) entfallen, da $p(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)})$ unabhängig von der Wahl von $\underline{\mathbf{s}}$ ist und daher keinen Einfluß auf das Maximieren in (2.85) und (2.86) hat. Für $P(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}})$ wird wie oben angenommen, daß (2.78) gilt.

Zum Auswerten von (2.85) und (2.86) ist $p(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}})$ zu ermitteln. Bei bekannter Statistik der Störungen, die den Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)}$ überlagert sind, läßt sich diese Wahrscheinlichkeitsdichte unmittelbar angeben. Wird davon ausgegangen, daß die in $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)}$ zusammengefaßten Schätzungen durch unkorreliertes Gaußsches Rauschen der in $\sigma_{0,a}^{(b)}$ zusammengefaßten Standardabweichungen gestört sind, so folgt daraus

$$p(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}) = \frac{e^{-\left(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} - \mathbf{P}_R^{(b)} \underline{\mathbf{s}}^{(b)}\right)^* \mathbf{R}_\sigma^{(b)-1} \left(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} - \mathbf{P}_R^{(b)} \underline{\mathbf{s}}^{(b)}\right)}}{\pi^{N_s^{(b)}} \det \left(\mathbf{R}_\sigma^{(b)} \right)} \quad (2.87)$$

wobei

$$\mathbf{R}_\sigma^{(b)} = \left(\text{diag} \left(\sigma_{0,a}^{(b)} \right) \right)^2 \quad (2.88)$$

gilt und

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_R^{(b)} &= \left(\mathbf{P}_R^{(b,1)\text{T}} \dots \mathbf{P}_R^{(b,N^{(b)})\text{T}} \right)^{\text{T}}, \\ \mathbf{P}_R^{(b,n')} &= \left(p_{R,i,j}^{(b)} \right), \quad i = 1 \dots N_{s,n'}^{(b)}, \quad j = 1 \dots N^{(b)}, \quad n' = 1 \dots N^{(b)}, \\ p_{R,i,j}^{(b)} &= \begin{cases} 1 & j = n', \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.89)$$

eine Wiederholungsmatrix der Dimension $N_s^{(b)} \times N^{(b)}$ ist.

Die Wahrscheinlichkeitsdichte $p(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} | \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}})$, die in (2.76) und in (2.77) eingeht, betrifft das Ereignis, daß beim Senden der durch $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ gegebenen Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, b) \in \mathbb{B}^{(b)}$, die um Interblock-Interferenz reduzierte Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des zu Block b gehörigen

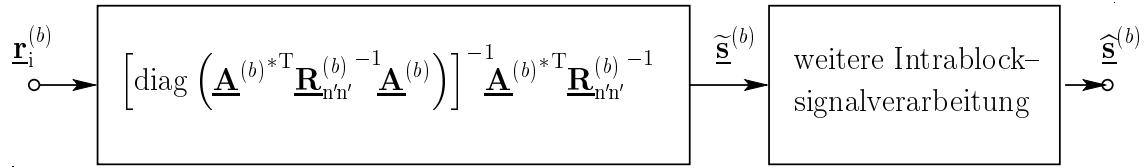


Bild 2.10. Aufspalten der optimalen *Intrablock-Signalverarbeitung* in signalangepaßtes Filtern nach (2.91) und weiteres Verarbeiten gemäß (2.92) bzw. (2.93)

Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[r(\nu) \right]$ des Referenzempfängers beobachtet wird. Wenn für das Rauschen $\left[\underline{\mathbf{n}}(\nu) \right]$ nach (1.23) angenommen wird, daß es einer Gaußschen Wahrscheinlichkeitsverteilung genügt — und dies soll wie in Unterkapitel 1.3 dargestellt in der vorliegenden Arbeit vorausgesetzt werden — und angenommen wird, daß die in $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ verbleibende Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$ nach (2.70) vernachlässigt werden kann — und das ist der Fall, wenn ein leistungsfähiges Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* eingesetzt wird —, dann läßt sich $p\left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \mid \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}\right)$ durch

$$p\left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \mid \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}\right) = \frac{e^{-\left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} - \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}\right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} - \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}\right)}}{\pi^{N^{(b)}} \det\left(\underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)}\right)} \quad (2.90)$$

ausdrücken, wobei $\underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)}$ für die Kovarianzmatrix nach (2.71) des Beitrages $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$ nach (2.69) von $\left[\underline{\mathbf{n}}(\nu) \right]$ zu $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ steht. Mit

$$\underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)} = \left(\underline{\tilde{\mathbf{s}}}_1^{(b)} \dots \underline{\tilde{\mathbf{s}}}_{N^{(b)}}^{(b)} \right)^T = \left[\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)}\right) \right]^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \quad (2.91)$$

und (2.90) folgt für die gemäß dem symbolorientierten Maximum-a-posteriori-Prinzip ermittelte Schätzung $\underline{\hat{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b)}$ nach (2.76)

$$\begin{aligned} \underline{\hat{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}} \left(\sum_{\substack{\forall \underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}, \\ \underline{\mathbf{s}}'_n = \underline{\mathbf{s}}}} e^{2\text{Re}\left\{ \underline{\mathbf{s}}^{*T} \text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)}\right) \underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)} \right\} - \underline{\mathbf{s}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}} \right. \\ \left. \cdot p\left(\underline{\hat{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} \mid \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}\right) P\left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}\right) \right). \end{aligned} \quad (2.92)$$

Analog gilt für die gemäß dem folgenorientierten Maximum-a-posteriori-Prinzip ermittelte Schätzung $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (2.77)

$$\begin{aligned} \underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}} \left(e^{2\text{Re}\left\{ \underline{\mathbf{s}}^{*T} \text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)}\right) \underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)} \right\} - \underline{\mathbf{s}}^{*T} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}} \right. \\ \left. p\left(\underline{\hat{\mathbf{s}}}_{0,a}^{(b)} \mid \underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}\right) P\left(\underline{\mathbf{s}}^{(b)} = \underline{\mathbf{s}}\right) \right). \end{aligned} \quad (2.93)$$

$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (2.91) kann als eine durch eine Bank von signalangepaßten Filtern ermittelte Schätzung von $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ interpretiert werden, wobei die Filter an die blockspezifischen kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(b,k_s,n)}$, $(k_s, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, nach (2.45) und an das durch $\underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)}$ charakterisierte Gaußrauschen angepaßt sind. Offensichtlich lassen sich die durch (2.91), (2.92) und (2.93) ausgedrückten Vorschriften zum Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b)}$ bzw. $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ im Falle von Gaußrauschen auf $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (2.91) zurückführen. Daher wird $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (2.91) in der Literatur als suffiziente Statistik für das Ermitteln von Schätzungen gemäß dem Maximum-Likelihood- bzw. gemäß dem Maximum-a-posteriori-Prinzip bezeichnet [Ver98]. Ein dem Maximum-Likelihood- oder dem Maximum-a-posteriori-Prinzip folgendes Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* kann daher stets gemäß Bild 2.10 aufgespalten werden, d.h. durch signalangepaßtes Filtern gemäß (2.91) und anschließendes Auswerten von (2.92) oder (2.93) erfolgen [Ver98].

2.7.4 Suboptimale Verfahren und Know-How-Transfer

Die Ausdrücke (2.92) und (2.93) lassen sich im allgemeinen nicht geschlossen lösen, so daß das Maximierungsproblem in (2.92) und (2.93) nur durch Suche gelöst werden kann. Dies ist ein sehr aufwendiges Vorhaben, da $\|\mathbb{M}\|^{N^{(b)}}$ verschiedene mögliche Kombinationen $\underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}^{N^{(b)}}$ von Datensymbolen bei der Suche berücksichtigt werden müssen. Optimale *Intrablock-Signalverarbeitung* ist daher im allgemeinen nicht praktikabel. Es müssen daher andere Verfahren studiert werden.

Wie bereits in Abschnitt angesprochen, handelt es sich bei der durch die *Intrablock-Signalverarbeitung* zu lösenden Aufgabe prinzipiell um das gleiche Problem, wie das Problem des Datenschätzens in CDMA-Mobilfunksystemen, die den Bedingungen aus Abschnitt 1.2.1 genügen. Daher lassen sich grundsätzlich alle zum Lösen dieses Datenschätzproblems in der Literatur verfügbaren Verfahren verwenden, wie z.B. die in Tabelle 1.1 dargestellten Vorschläge [For72, Sch79, Sch80, Ver86a, LV89, VA89, KIHP90a, LV90, VA90, XSR90, VA91, AF92, DH92, KB92, BFKM93, DH93, Ver93, ASF94, Fel94, KKKB94, PF94a, RV94a, WDH94, YR94, DH95, TAS95, Kle96, KKKB96, ARS97, Ver98, ZB98, ARAS99, Kar99, HMC99b, BNK00, Poo00, TR00, JD01, Jar01, WM01, WOWB02]. Wenn die Schätzungen gemäß dem Prinzip maximaler Zuverlässigkeit ermittelt werden sollen, so läßt sich die *Intrablock-Signalverarbeitung*, wie angesprochen und in Bild 2.10 dargelegt, in signalangepaßtes Filtern, d.h. Ermitteln einer auf $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ basierenden suffizienten Statistik $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (2.91) der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$, und weiteres Verarbeiten von $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ zum Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ zerlegen.

Für suboptimale Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung*, deren Ziel es ist, möglichst ähnlich zuverlässige Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ zu ermitteln, wie das in Abschnitt 2.7.3 dargelegte optimale Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung*, ist es daher ratsam, ebenso von der Struktur nach Bild 2.10 auszugehen. Zum Entwickeln eines suboptimalen Verfahrens zur *Intrablock-Signalverarbeitung* ist somit lediglich zu klären, wie

die Verarbeitung der suffizienten Statistik $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ zu Schätzungen $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ erfolgen soll.

In der Literatur weit verbreitet sind lineare Schätzer, d.h. Verfahren zur weiteren Verarbeitung der suffizienten Statistik $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)}$, bei denen die Schätzungen $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ lediglich aus linearen Operationen auf $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)}$ hervorgehen. Lineare Verfahren lassen sich im Vergleich zum optimalen Schätzer nach (2.92) und (2.93) mit moderatem Aufwand realisieren [Sch99, WM02]. Die gelieferten Schätzungen $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ sind jedoch trotzdem in vielerlei Situationen — dies bezeichnet im wesentlichen in vielerlei Zuständen der Mobilfunkkanäle — ähnlich zuverlässig, wie die optimalen durch die Verfahren nach (2.92) oder (2.93) gelieferten Schätzungen $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)}$. Aus diesem Grund sind lineare Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* besonders reizvoll und sollen daher separat in Kapitel 4 beleuchtet werden.

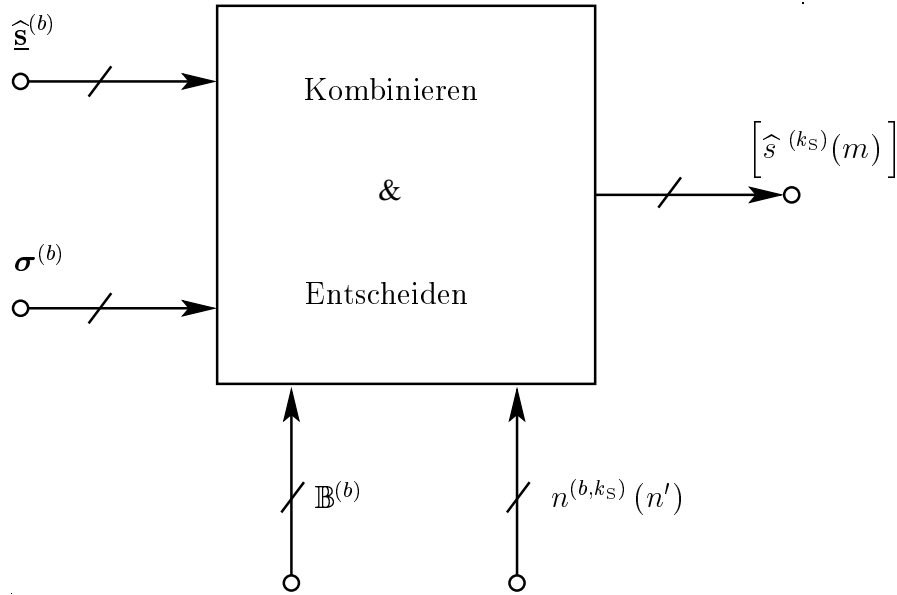
Lineare Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* haben das grundsätzliche Problem, daß A-priori-Kennntnis über das Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) und gegebenenfalls A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n) = \underline{\mathbf{s}})$ nach (2.21) nicht in den Ermittlungsprozess der Schätzungen $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ einbezogen werden können. Das Resultat ist, daß die Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ nach Abschnitt 2.2.3 von linearen Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* oft kleiner als beim optimalen Schätzer ist. Dieses Problem kann nur durch Nutzen oben genannter A-priori-Kennntnis beseitigt werden, was sich wiederum im allgemeinen nur durch nichtlineares Vorgehen bei der *Intrablock-Signalverarbeitung* erreichen läßt. Die daraus resultierenden nichtlinearen Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* sind Thema von Kapitel 5.

2.8 Kombinieren und Entscheiden

2.8.1 Ziele und Aufgaben

Das durch die funktionale Gruppe zum *Kombinieren & Entscheiden* zu lösende Grundproblem stellt sich folgendermaßen dar:

Wenn ein Datensymbol $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ mehreren Blöcken b , $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, zugeordnet ist, dann liegen nach der *Intrablock-Signalverarbeitung* aller Blöcke b , $\forall b$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, mehrere Schätzungen $\underline{\hat{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b, k_S)}$, $\forall b \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b, k_S)}(n') = n$, ein und desselben Datensymbols $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ vor. Letztlich muß jedoch das gesamte Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung lediglich eine einzige Schätzung $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ ermitteln. Die Ergebnisse aus den einzelnen funktionalen Blöcken zur *Intrablock-Signalverarbeitung* müssen somit in einer solchen Art und Weise verschmolzen werden, so daß aus allen vorliegenden Schätzungen $\underline{\hat{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b, k_S)}$, $\forall b \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b, k_S)}(n') = n$, aller Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, eine kleinere oder gleiche Anzahl von Schätzungen $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ ermittelt wird. Zu diesem Zweck müssen

Bild 2.11. Funktionale Gruppe zum *Kombinieren & Entscheiden* mit Schnittstellen

demnach alle vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, $\forall b \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_S)}(n') = n$, jedes Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, und deren anhand der Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b,k_S)}$ nach (2.75) bewertete Zuverlässigkeiten genutzt werden, um basierend auf der durch $\mathbb{B}^{(b)}$ und $n^{(b,k_S)}(n')$, $b \in \mathbb{Z}$, definierten Zuordnung der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zu Blöcken b eine Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ pro Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zu ermitteln, siehe Bild 2.11.

Wenn leistungsfähige Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzt werden, dann kann man davon ausgehen, daß die vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, $\forall b \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_S)}(n') = n$, für verschiedene Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, näherungsweise unabhängigen Störungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)} - \underline{s}^{(k_S)}(n)$ unterliegen. Daraus folgt dann, daß das Verschmelzen der vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, $\forall b \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_S)}(n') = n$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, zu den Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ symbolweise erfolgen kann. Damit läßt sich für jedes Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ folgendes Vorgehen ableiten:

1. Zusammenfassen aller vorliegenden

$$N_s^{(k_S, n)} = \|\{b \in \mathbb{Z} \mid (k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}\}\| \quad (2.94)$$

Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, $\forall b \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, $n^{(b,k_S)}(n') = n$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Vektor

$$\hat{\underline{s}}_c^{(k_S, n)} = \left(\hat{\underline{s}}_{c,1}^{(k_S, n)} \dots \hat{\underline{s}}_{c, N_s^{(k_S, n)}}^{(k_S, n)} \right)^T \quad (2.95)$$

der Dimension $N_s^{(k_S, n)}$ und aller zugehörigen Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b,k_S)}$ nach (2.75) zum Vektor

$$\sigma_c^{(k_S, n)} = \left(\sigma_{c,1}^{(k_S, n)} \dots \sigma_{c, N_s^{(k_S, n)}}^{(k_S, n)} \right)^T \quad (2.96)$$

der Dimension $N_s^{(k_S, n)}$. Mit der Bezeichnung $\mathbf{1}^{(x)}$ für den Einsvektor der Dimension x gilt dann für $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S, n)}$ nach (2.95)

$$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S, n)} = \mathbf{1}^{(N_s^{(k_S, n)})} \underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n) + \underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)}, \quad (2.97)$$

wobei

$$\underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)} = \left(\underline{n}_1^{(k_S, n)} \dots \underline{n}_{N_s^{(k_S, n)}}^{(k_S, n)} \right)^T \quad (2.98)$$

die in den einzelnen Schätzungen $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}$, nach (2.95) enthaltenen Störungen

$$\underline{n}_{n'}^{(k_S, n)} = \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_S, n)} - \underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n) \quad (2.99)$$

zusammenfaßt. Die statistischen Eigenschaften von $\underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)}$ nach (2.98) können dabei durch die Kovarianzmatrix

$$\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S, n)} = \mathbb{E} \left\{ \underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)} \underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)*T} \right\} \quad (2.100)$$

der Dimension $N_s^{(k_S, n)} \times N_s^{(k_S, n)}$ beschrieben werden. Wenn die Standardabweichungen $\sigma_c^{(k_S, n)}$ nach (2.96) perfekt bekannt sind, dann gilt für $\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S, n)}$ nach (2.100)

$$\sqrt{\text{diag} \left(\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S, n)} \right)} = \text{diag} \left(\sigma_c^{(k_S, n)} \right). \quad (2.101)$$

Die den Schätzungen überlagerten Störungen $\underline{n}_{n'}^{(k_S, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}$, nach (2.99) gehen auf Rauschen und verbleibende Intersymbol-Interferenz und Vielfachzugriffs-Interferenz zurück. Betrachtet man das Ergebnis vieler Experimente mit unterschiedlichen Rauschrealisationen und Datensymbolvektoren, so genügt folglich $\underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)}$ einer nicht trivialen Wahrscheinlichkeitsverteilung. Die Anzahl der auf die Störungen $\underline{n}_{n'}^{(k_S, n)}$ einflußnehmenden Größen, d.h. die Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(k'_S)}(n')$ $k'_S = 1 \dots K_S$, $n' \in \mathbb{Z}$, $k'_S \neq k_S \vee n' \neq n$, und die Abtastwerte $\underline{n}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$ des Rauschens $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ nach (1.23), ist jedoch im allgemeinen so groß, daß infolge des zentralen Grenzwertsatzes [BS79] angenommen werden kann, daß die Störungen $\underline{n}_{n'}^{(k_S, n)}$ näherungsweise einer mittelwertfreien Gaußverteilung genügen [JD01]. Dann ist Statistik der Störung $\underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)}$ eindeutig durch die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S, n)}$ nach (2.100) definiert.

2. Symbolweises Verarbeiten von $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S, n)}$ und $\sigma_c^{(k_S, n)}$ zum Ermitteln einer Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$.
3. Demodulieren des Datensymbols $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ zum Ermitteln der Schätzungen $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(k_S)}(m)$ der im Datensymbol $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ zusammengefaßten Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m = 2n \dots 2n + 1$.

Dieses dreischrittige Vorgehen ist in Bild 2.12 visualisiert. Die Punkte 1 und 3 sind trivial und bedürfen keiner weiteren Diskussion. Punkt 2 ist die zu lösende Hauptaufgabe und soll daher im folgenden detailliert diskutiert werden.

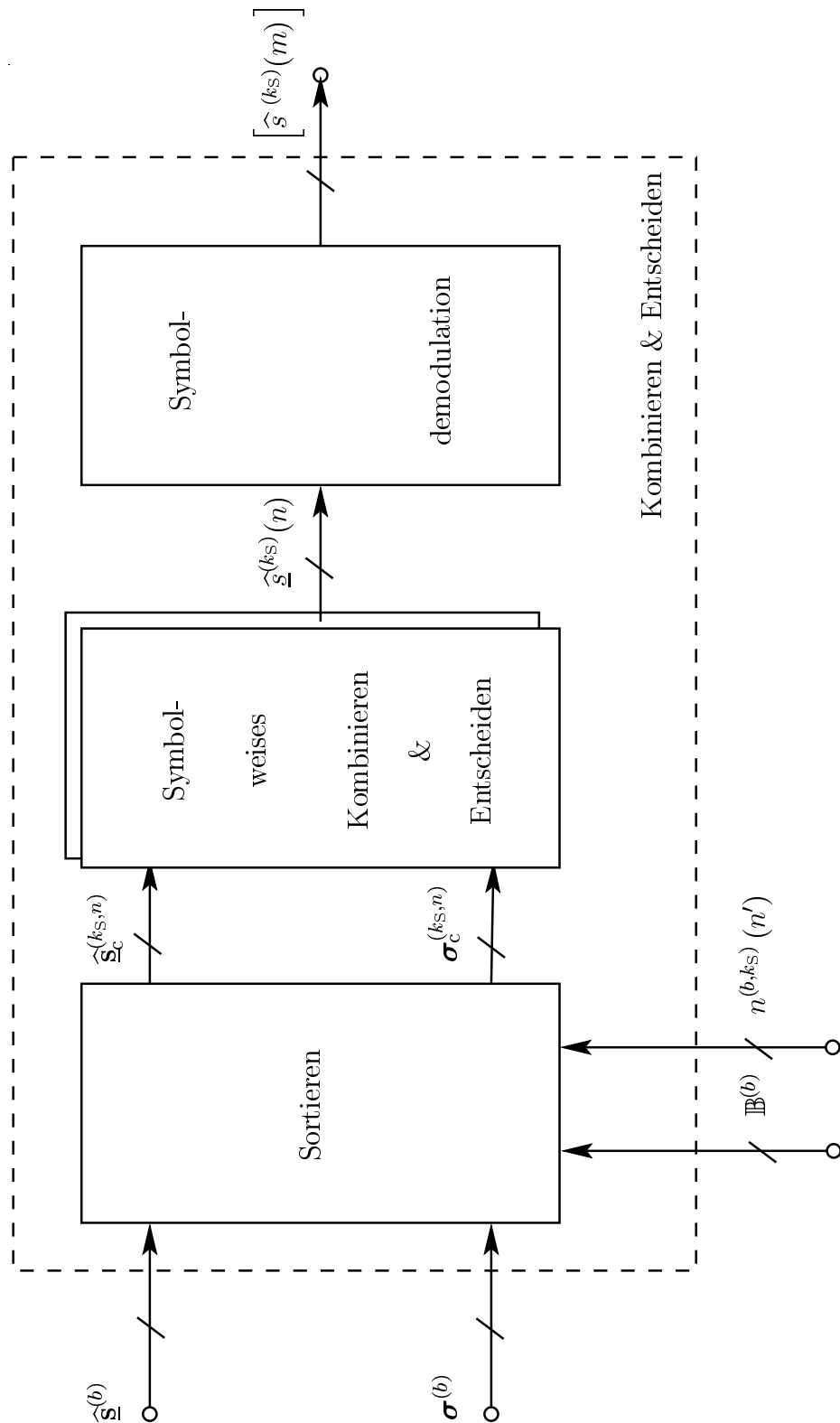
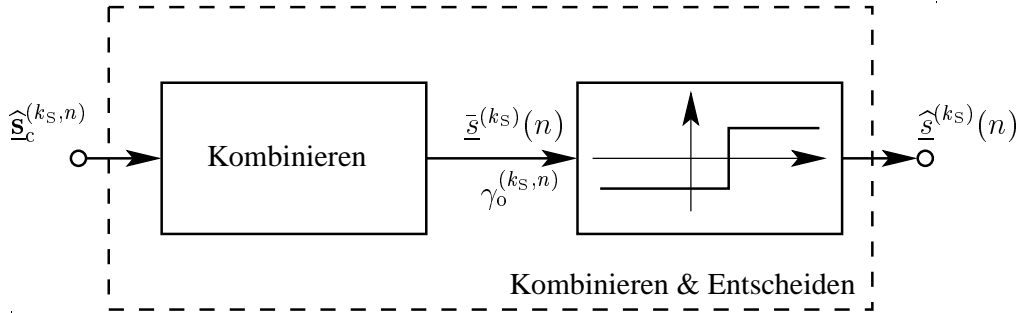


Bild 2.12. Aufspalten der funktionalen Gruppe zum *Kombinieren & Entscheiden* in Sortieren, symbolweises *Kombinieren & Entscheiden* und Symboldemodulation

Bild 2.13. Symbolweises *Kombinieren & Entscheiden*

Das Problem, daß aus mehreren durch zumindest näherungsweise Gaußsche Störungen gestörte Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}$, eine Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ gewonnen werden soll, ist prinzipiell aus der Literatur bekannt und wird dort als Kombinierproblem bezeichnet [Pro95]. Das Vorgehen läßt sich demnach gemäß Bild 2.13 beschreiben:

- Durch eine Kombiniereinheit werden die Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}$, zu einer kontinuierlichwertigen Schätzung $\bar{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ verbunden.
- Durch einen Entscheider wird für jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ die kombinierte Schätzung $\bar{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ auf eine gemäß dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) zulässige Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$, $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) \in \mathbb{M}$, abgebildet.

Im folgenden Abschnitt 2.8.2 soll auf beide Verarbeitungsschritte eingegangen werden. Dabei werden zuerst drei grundlegende, in der Literatur verfügbaren Kombinationstechniken kurz vorgestellt. Anschließend wird gezeigt, wie im Falle Gaußscher Störung $\underline{n}^{(k_S, n)}$ der Entscheider zu gestalten ist.

2.8.2 Grundlegende Kombinations- und Entscheidungstechniken

Die aus der Literatur [Pro95, Bre59] bekannten Verfahren zum Kombinieren lassen sich als ein Linearkombinieren der $N_s^{(k_S, n)}$ Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}$, interpretieren, d.h. die wertekontinuierliche Schätzung $\bar{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ ist

$$\bar{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = \underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)*\text{T}} \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S, n)}, \quad (2.102)$$

mit dem Gewichtsvektor

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)} = \left(\underline{w}_1^{(k_S, n)} \dots \underline{w}_{N_s^{(k_S, n)}}^{(k_S, n)} \right)^{\text{T}} \quad (2.103)$$

der Dimension $N_s^{(k_S, n)}$. Wenn die Schätzung $\bar{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ erwartungstreu ist — und dies ist bei den aus der Literatur bekannten Verfahren zum Kombinieren der Fall — dann gilt ferner

$$\sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S, n)}} \underline{w}_{n'}^{(k_S, n)} = 1. \quad (2.104)$$

Da, wie oben ausgeführt, angenommen wird, daß die Störung $\underline{\mathbf{n}}^{(k_s, n)}$ nach (2.98) einer mittelwertfreien Gaußverteilung genügt, kann die sich ergebende Güte der wertekontinuierlichen Schätzung $\underline{\hat{s}}^{(k_s)}(n)$ vollständig durch das Signal-Stör-Verhältnis

$$\gamma_o^{(k_s, n)} = \frac{\text{E} \{ |\underline{\hat{s}}^{(k_s)}(n)|^2 \}}{\text{E} \{ |\underline{\hat{s}}^{(k_s)}(n) - \underline{s}^{(k_s)}(n)|^2 \}} = \frac{2}{\text{E} \{ |\underline{\hat{s}}^{(k_s)}(n) - \underline{s}^{(k_s)}(n)|^2 \}} \quad (2.105)$$

beschrieben werden. $\gamma_o^{(k_s, n)}$ nach (2.105) wird als ausgangsseitiges Signal-Stör-Verhältnis des Kombinierers bezeichnet. Mit (2.97), (2.100), (2.102) und (2.104) läßt sich $\gamma_o^{(k_s, n)}$ nach (2.105) zu

$$\gamma_o^{(k_s, n)} = \frac{\text{E} \{ |\underline{\hat{s}}^{(k_s)}(n)|^2 \}}{\underline{\mathbf{w}}^{(k_s, n)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{(k_s, n)} \underline{\mathbf{w}}^{(k_s, n)}} = \frac{2}{\underline{\mathbf{w}}^{(k_s, n)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{(k_s, n)} \underline{\mathbf{w}}^{(k_s, n)}} \quad (2.106)$$

vereinfachen. In Analogie zu $\gamma_o^{(k_s, n)}$ nach (2.105) kann für den Spezialfall weißer Störung $\underline{\mathbf{n}}^{(k_s, n)}$, d.h., falls für die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{(k_s, n)}$ nach (2.100)

$$\underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{(k_s, n)} = \text{diag} \left(\sigma_{c,1}^{(k_s, n)2} \dots \sigma_{c, N_s^{(k_s, n)}}^{(k_s, n)2} \right) \quad (2.107)$$

gilt, die Güte der Schätzungen $\underline{\hat{s}}_{c, n'}^{(k_s, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_s, n)}$, kompakt durch die Signal-Stör-Verhältnisse

$$\gamma_{i, n'}^{(k_s, n)} = \frac{\text{E} \{ |\underline{\hat{s}}_{c, n'}^{(k_s, n)}|^2 \}}{\text{E} \{ |\underline{\hat{s}}_{c, n'}^{(k_s, n)} - \underline{s}_{c, n'}^{(k_s, n)}|^2 \}} = \frac{2}{\sigma_{c, n'}^{(k_s, n)2}} \quad (2.108)$$

beschrieben werden. Entsprechend der oben eingeführten Bezeichnungsweise werden $\gamma_{i, n'}^{(k_s, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_s, n)}$, als eingangsseitige Signal-Stör-Verhältnisse des Kombinierers bezeichnet.

Die unterschiedlichen Kombinationsverfahren unterscheiden sich lediglich in der Wahl des Gewichtsvektors $\underline{\mathbf{w}}^{(k_s, n)}$ nach (2.103) und folglich im daraus resultierenden $\gamma_o^{(k_s, n)}$ nach (2.106). Folgende gängige Wahlmöglichkeiten bieten sich an:

- Auswahlkombinieren (engl. selection combining, SC) [Ver98]:
Es wird lediglich diejenige Schätzung $\underline{\hat{s}}_{c, n'}^{(k_s, n)}$, $n' \in \{1 \dots N_s^{(k_s, n)}\}$, berücksichtigt, die gemäß eines Auswahlkriteriums als beste herausgesucht wird, d.h. es wird

$$\underline{w}_{n''}^{(k_s, n)} = \begin{cases} 1 & n'' = n', \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (2.109)$$

gewählt. Als Auswahlkriterium sind verschiedene Kriterien denkbar. Häufig wird diejenige Schätzung $\underline{\hat{s}}_{c, n'}^{(k_s, n)}$, gewählt, für die das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{i, n'}^{(k_s, n)}$ maximal wird [Pro95]. In diesem Fall ergibt sich für das ausgangsseitige Signal-Stör-Verhältnis des Kombinierers

$$\gamma_o^{(k_s, n)} = \gamma_{i, n'}^{(k_s, n)}. \quad (2.110)$$

Bild 2.14 zeigt für den Fall $N_s^{(k_s, n)} = 2$ den sich ergebenden Zusammenhang zwischen den eingangsseitigen Signal-Stör-Verhältnissen $\gamma_{i, 1}^{(k_s, n)}$ und $\gamma_{i, 2}^{(k_s, n)}$ des Kombinierers und dem ausgangsseitigen Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_s, n)}$ des Kombinierers.

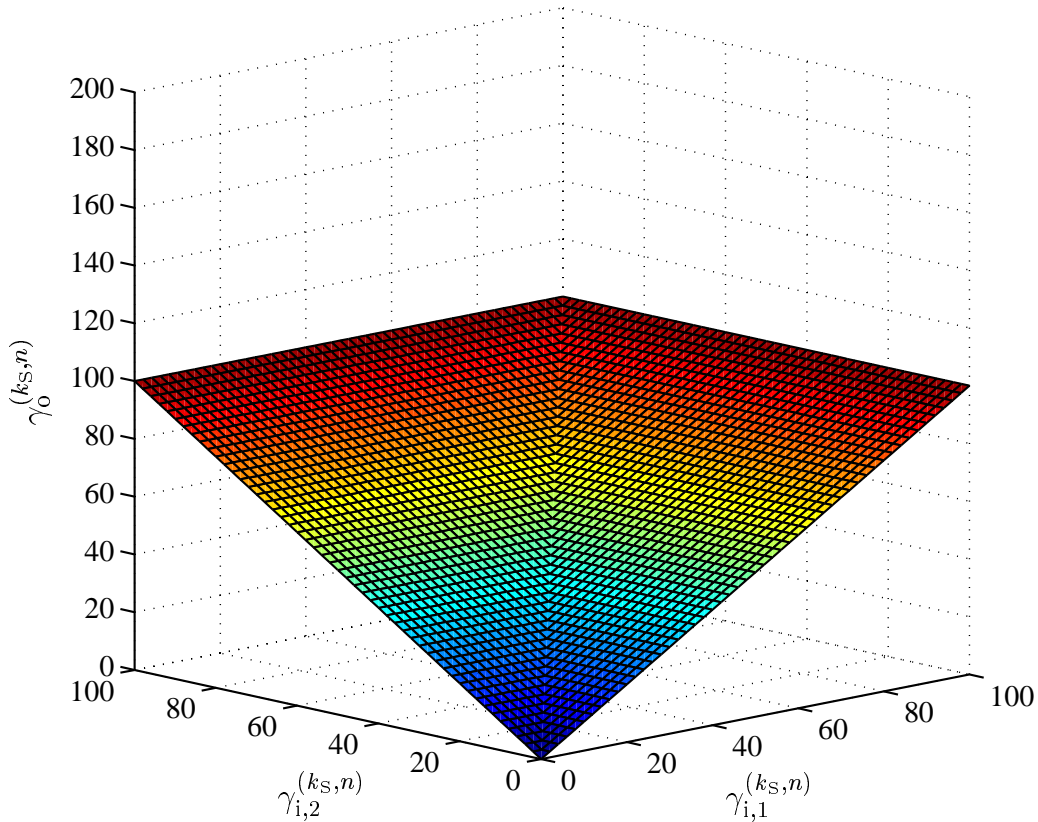


Bild 2.14. Zusammenhang zwischen $\gamma_{i,1}^{(k_S, n)}$, $\gamma_{i,2}^{(k_S, n)}$ und $\gamma_o^{(k_S, n)}$ bei Auswahlkombinieren gemäß (2.109)

Das Grundproblem beim Einsetzen des Auswahlkombinierens ist, daß die Güte der kombinierten Schätzung $\underline{\hat{s}}^{(k_S, n)}(n)$ nie besser als die der besten Schätzung $\underline{\hat{s}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$ werden kann, d.h. es wird Information verworfen.

- Gleichgewichtskombinieren (engl. equal gain combining, EGC) [Ver98]:
Beim Gleichgewichtskombinieren wird als Gewichtsvektor

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)} = \frac{1}{N_s^{(k_S, n)}} \mathbf{1}^{(N_s^{(k_S, n)})} \quad (2.111)$$

gewählt, d.h. gleichgewichtet über alle Schätzungen $\underline{\hat{s}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}$, linear gemittelt. Für das sich dann ergebende ausgangsseitigen Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.106) des Kombinierers folgt

$$\gamma_o^{(k_S, n)} = \frac{2N_s^{(k_S, n)2}}{\sum_{i=1}^{N_s^{(k_S, n)}} \sum_{j=1}^{N_s^{(k_S, n)}} [\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S, n)}]_{i,j}}. \quad (2.112)$$

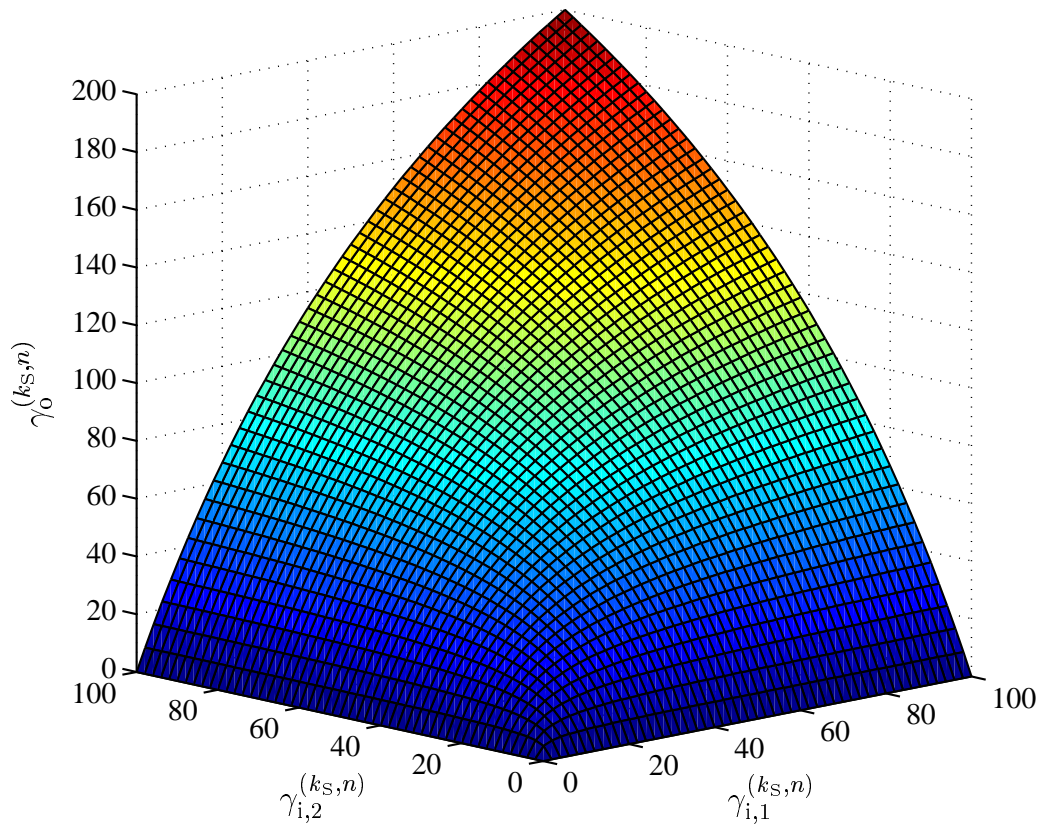


Bild 2.15. Zusammenhang zwischen $\gamma_{i,1}^{(k_s, n)}$, $\gamma_{i,2}^{(k_s, n)}$ und $\gamma_o^{(k_s, n)}$ bei Gleichgewichtskombinieren gemäß (2.111)

Für den Spezialfall weißer Störung $\underline{\mathbf{n}}^{(k_s, n)}$ vereinfacht sich (2.112) zu

$$\gamma_o^{(k_s, n)} = \frac{N_s^{(k_s, n)^2}}{\sum_{n'=1}^{N_s^{(k_s, n)}} 1/\gamma_{i, n'}^{(k_s, n)}}. \quad (2.113)$$

In Bild 2.15 ist, wiederum für den Fall $N_s^{(k_s, n)} = 2$, der sich ergebende Zusammenhang zwischen den eingangsseitigen Signal-Stör-Verhältnissen $\gamma_{i,1}^{(k_s, n)}$ und $\gamma_{i,2}^{(k_s, n)}$ des Kombinierers und dem ausgangsseitigen Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_s, n)}$ des Kombinierers gezeigt. Ebenso wie beim Auswahlkombinieren stellt sich beim Gleichgewichtskombinieren ein grundsätzliches Problem: Die unterschiedliche Güte der eingangsseitigen Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{c, n'}^{(k_s, n)}$ wird nicht berücksichtigt. Daher kann die Güte der kombinierten Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ schlechter sein als die einiger eingangsseitiger Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{c, n'}^{(k_s, n)}$.

- Maximal-Verhältnis-Kombinieren (engl. maximal ratio combining, MRC) [Ver98]: Ziel des Maximal-Verhältnis-Kombinieren ist es, das ausgangsseitige Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_s, n)}$ des Kombinierers nach (2.106) zu maximieren [Pro95]. Wie in

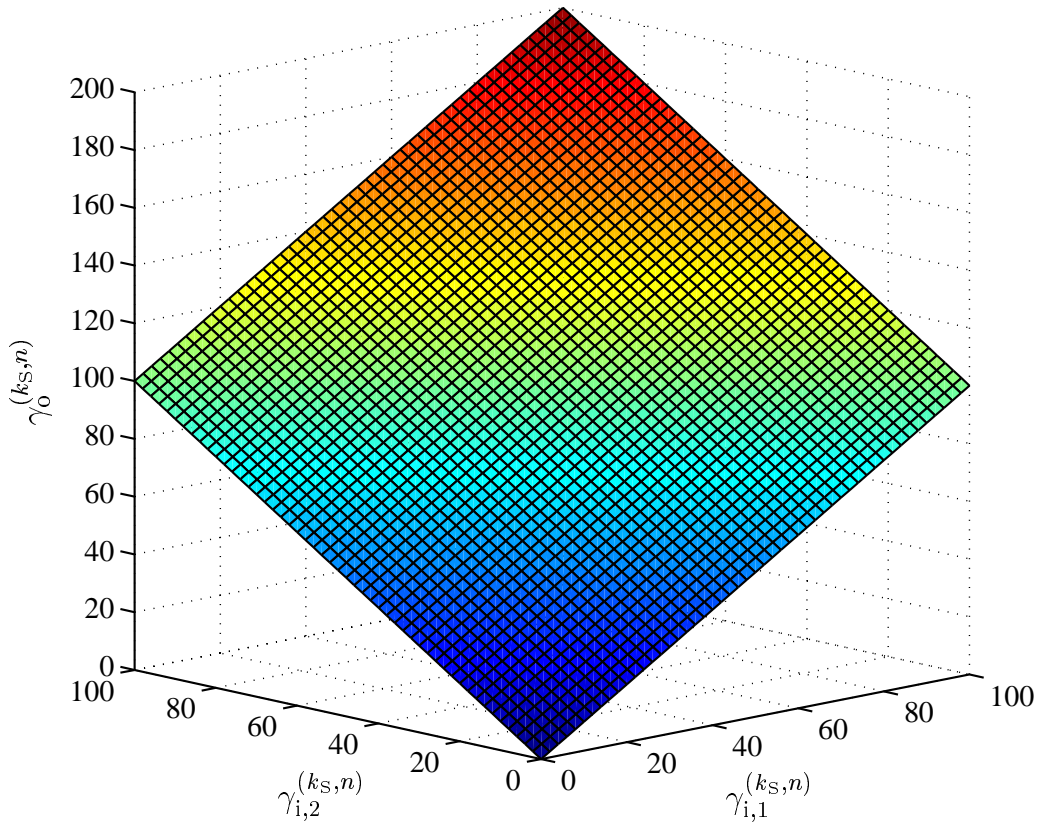


Bild 2.16. Zusammenhang zwischen $\gamma_{i,1}^{(k_S,n)}$, $\gamma_{i,2}^{(k_S,n)}$ und $\gamma_o^{(k_S,n)}$ bei Maximal-Verhältnis-Kombinieren gemäß (2.114)

der Literatur [Pro95, Wha71] dargestellt, läßt sich ein maximales ausgangsseitiges Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_S,n)}$ des Kombinierers nach (2.106) durch die Wahl

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k_S,n)} = \underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)-1} \mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})} \left(\mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)-1} \mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})} \right)^{-1} \quad (2.114)$$

erreichen. Für $\gamma_o^{(k_S,n)}$ nach (2.106) folgt damit

$$\begin{aligned} \gamma_o^{(k_S,n)} &= E \{ |\underline{\mathbf{g}}^{(k_S)}(n)|^2 \} \mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)-1} \mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})} \\ &= 2 \mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)-1} \mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})}. \end{aligned} \quad (2.115)$$

Für den Spezialfall weißer Störung $\underline{\mathbf{n}}^{(k_S,n)}$ vereinfacht sich (2.114) zu

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k_S,n)} = \frac{1}{\sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \gamma_{i,n'}^{(k_S,n)}} \left(\gamma_{i,1}^{(k_S,n)} \cdots \gamma_{i,N_s^{(k_S,n)}}^{(k_S,n)} \right)^{\text{T}} \quad (2.116)$$

und (2.115) zu

$$\gamma_o^{(k_S,n)} = \sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \gamma_{i,n'}^{(k_S,n)}. \quad (2.117)$$

Bild 2.16 zeigt für den Fall $N_s^{(k_S, n)} = 2$ den sich ergebenden Zusammenhang zwischen den eingangsseitigen Signal-Stör-Verhältnissen $\gamma_{i,1}^{(k_S, n)}$ und $\gamma_{i,2}^{(k_S, n)}$ des Kombinierers und dem ausgangsseitigen Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_S, n)}$ des Kombinierers. Maximal-Verhältnis-Kombinieren vermeidet die angesprochenen Probleme der anderen beiden zuvor vorgestellten Verfahren zum Kombinieren, ist dafür jedoch etwas aufwendiger als diese.

Prinzipiell sind alle drei Kombinationstechniken für den Einsatz in Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung geeignet. Maximal-Verhältnis-Kombinieren ist dabei die leistungsstärkste der drei vorgestellten Kombinationstechniken, da es entwurfsgemäß das ausgangsseitige Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_S, n)}$ des Kombinierers maximiert, d.h. $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.115) stets größer oder gleich $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.110) und $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.112) ist. Nichtsdestoweniger sind die Unterschiede der durch die verschiedenen Verfahren erreichbaren ausgangsseitigen Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_o^{(k_S, n)}$ des Kombinierers nach (2.110), (2.112) und (2.115) beliebig klein bzw. sehr groß, wenn folgende Situationen eintreten:

a) Die den Schätzungen überlagerte Störung $\underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)}$ ist (zumindest näherungsweise) weiß, d.h. $\underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{(k_S, n)}$ nach (2.100) ist (näherungsweise) eine Diagonalmatrix. In diesem Fall lassen sich zwei weitere Unterfälle definieren:

– Sind die Güten der vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' \in \{1 \dots N_s^{(k_S, n)}\}$, stark unterschiedlich, d.h. gilt

$$\gamma_{i, n'}^{(k_S, n)} \gg \gamma_{i, n''}^{(k_S, n)}, \forall n'' = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}, n'' \neq n', \quad (2.118)$$

dann geht $\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)}$ nach (2.109) in $\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)}$ nach (2.116) über, d.h. Auswahlkombinieren zeigt die gleiche Leistungsfähigkeit wie Maximal-Verhältnis-Kombinieren. Dementsprechend geht $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.110) gegen $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.117). Wenn, aufgrund der Kombination aus *Blockbilden*, *Datenzuordnen*, *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* sich die beschriebene, hier angenommene und durch (2.118) charakterisierte Situation ergibt, so sind einerseits Auswahlkombinieren und Maximal-Verhältnis-Kombinieren im Hinblick auf das erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_S, n)}$ gleichwertig. Andererseits ist Gleichgewichtskombinieren im Vergleich mit Auswahlkombinieren und Maximal-Verhältnis-Kombinieren unterlegen, da alle, d.h. auch Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$ geringen eingangsseitigen Signal-Stör-Verhältnisses des Kombinierers $\gamma_{i, n'}^{(k_S, n)}$ in $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$ einfließen.

– Sind die Güten der vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' \in \{1 \dots N_s^{(k_S, n)}\}$, sehr ähnlich, d.h. gilt

$$\gamma_{i, 1}^{(k_S, n)} \approx \dots \approx \gamma_{i, N_s^{(k_S, n)}}^{(k_S, n)}, \quad (2.119)$$

dann geht $\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)}$ nach (2.111) in $\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)}$ nach (2.116) über, d.h. Gleichgewichtskombinieren zeigt die gleiche Leistungsfähigkeit wie Maximal-Verhältnis-Kombinieren. Dementsprechend geht $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.113) gegen $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.117). Auswahlkombinieren ist Gleichgewichtskombinieren und Maximal-Verhältnis-Kombinieren unterlegen.

b) Die den Schätzungen überlagerte Störung $\underline{\mathbf{n}}^{(k_S, n)}$ ist stark korreliert, d.h. für $\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{n}}}^{(k_S, n)}$ nach (2.100) gilt mit $i, j = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}$, $[\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{n}}}^{(k_S, n)}]_{i,j} / \sqrt{[\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{n}}}^{(k_S, n)}]_{i,i} [\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{n}}}^{(k_S, n)}]_{j,j}} \approx 1$. Auch in diesem Fall sind zwei Unterfälle zu unterscheiden:

- Sind die Güten der vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' \in \{1 \dots N_s^{(k_S, n)}\}$, sehr unterschiedlich, d.h. gilt

$$\sigma_{c, n'}^{(k_S, n)^2} \ll \sigma_{c, n''}^{(k_S, n)^2}, \quad \forall n'' = 1 \dots N_s^{(k_S, n)}, n'' \neq n', \quad (2.120)$$

dann ist Maximal-Verhältnis-Kombinieren sowohl Auswahlkombinieren als auch Gleichgewichtskombinieren überlegen.

- Sind die Güten der vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_S, n)}$, $n' \in \{1 \dots N_s^{(k_S, n)}\}$, sehr ähnlich, d.h. gilt

$$\sigma_{c, 1}^{(k_S, n)^2} \approx \dots \approx \sigma_{c, N_s^{(k_S, n)}}^{(k_S, n)^2}, \quad (2.121)$$

dann geht $\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)}$ nach (2.114) in $\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)}$ nach (2.109) bzw. $\underline{\mathbf{w}}^{(k_S, n)}$ nach (2.111) über, d.h. Auswahlkombinieren, Gleichgewichtskombinieren und Maximal-Verhältnis-Kombinieren zeigen die gleiche Leistungsfähigkeit. Dementsprechend streben $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.110) und $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.112) gegen $\gamma_o^{(k_S, n)}$ nach (2.115).

Die Diskussion zeigt, daß es auf die Kombination aus *Blockbilden*, *Datenzuordnen*, *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* ankommt, ob Maximal-Verhältnis-Kombinieren gegenüber den einfacheren Verfahren Auswahlkombinieren und Gleichgewichtskombinieren Vorteile im Hinblick auf das erzielbare ausgangsseitige Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_S, n)}$ des Kombinierers und damit hinsichtlich der Leistungsfähigkeit des diese Techniken verwendenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung bringt. Wenn ein Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung entworfen werden soll, so ist zu klären, ob einer der obigen Fälle vorliegt oder nicht. Dementsprechend kann unter Berücksichtigen eines gewissen Kompromisses zwischen dem unterschiedlichen Aufwand der obigen Kombinationsverfahren und der in der betreffenden Situation jeweils erzielbaren Leistungsfähigkeit das Verfahren zum Kombinieren ausgewählt werden.

Als Resultat der obigen Ausführungen ist klar, wie $\bar{\underline{\mathbf{s}}}^{(k_S)}(n)$ ermittelt werden kann und welches ausgangsseitige Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_o^{(k_S, n)}$ des Kombinierers sich je nach Kombinationsverfahren und diverser oben dargelegter Parameter einstellt. Offen ist jedoch bisher die Frage, wie der Entscheider in der Struktur nach Bild 2.13 zu wählen ist. Sinnvoll ist beim Entwurf des Entscheiders wieder das in Abschnitt 2.2.1 und 2.7.3 eingeführte Entwurfsprinzip maximaler Zuverlässigkeit zu verwenden. Dann muß die Wahrscheinlichkeit

$$P_s^{(k_S, n)} = \sum_{\forall \underline{\mathbf{s}} \in \mathbb{M}} \sum_{\substack{\forall \underline{\mathbf{s}}' \in \mathbb{M}, \\ \underline{\mathbf{s}} \neq \underline{\mathbf{s}}'}} \mathrm{P} \left(\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(k_S)}(n) = \underline{\mathbf{s}}' \mid \underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n) = \underline{\mathbf{s}} \right) \mathrm{P}(\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n) = \underline{\mathbf{s}}) \quad (2.122)$$

für eine Fehlentscheidung minimiert werden. Die Gaußsche Wahrscheinlichkeitsdichte der Störung, die den Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_s,n)}$, $n' \in \{1 \dots N_s^{(k_s,n)}\}$, überlagert ist, ist unimodal, d.h. diese hat lediglich ein einziges Maximum [Lük92]. Daher läßt sich die Zuordnung von $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ zu $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ durch einen Schwellwertentscheider realisieren, der im Falle des Datensymbolalphabets \mathbb{M} nach (1.7) durch

$$\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n) = \text{sgn} \left(\text{Re} \{ \underline{s}^{(k_s)}(n) \} - S_{d,1}^{(k_s,n)} \right) + j \text{sgn} \left(\text{Im} \{ \underline{s}^{(k_s)}(n) \} - S_{d,2}^{(k_s,n)} \right) \quad (2.123)$$

beschrieben werden kann [Lük92]. Mit (2.123) und der Gaußschen Wahrscheinlichkeitsverteilung der Störung $\underline{s}^{(k_s)}(n) - \hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ folgt aus (2.122) und (1.4)

$$P_s^{(k_s,n)} = 1 - \prod_{i=1}^2 \left(1 - \text{P} \left(s^{(k_s)}(2n+i-1) = -1 \right) \text{Q} \left(\sqrt{\gamma_o^{(k_s,n)}} \left(1 + S_{d,i}^{(k_s,n)} \right) \right) - \text{P} \left(s^{(k_s)}(2n+i-1) = +1 \right) \text{Q} \left(\sqrt{\gamma_o^{(k_s,n)}} \left(1 - S_{d,i}^{(k_s,n)} \right) \right) \right). \quad (2.124)$$

$P_s^{(k_s,n)}$ nach (2.124) wird minimal, wenn

$$S_{d,i}^{(k_s,n)} = - \frac{L(s^{(k_s)}(2n+i-1))}{2\gamma_o^{(k_s,n)}}, \quad i = 1 \dots 2, \quad (2.125)$$

gewählt wird, wobei $L(s^{(k_s)}(2n+i-1))$ für das bereits eingeführte Log-Likelihood-Verhältnis nach (2.22) steht und die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $\text{P}(s^{(k_s)}(2n+i-1) = +1)$ und $\text{P}(s^{(k_s)}(2n+i-1) = -1)$ der Daten $s^{(k_s)}(2n+i-1)$, $i = 1, 2$, zusammenfaßt. In (2.124) bezeichnet $\text{Q}(\cdot)$ die zuvor in Abschnitt 2.2.1 eingeführte Q-Funktion, die in Anhang A.1 genauer beleuchtet wird. Sind die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $\text{P}(s^{(k_s)}(2n+i-1) = +1)$ und $\text{P}(s^{(k_s)}(2n+i-1) = -1)$ der Daten $s^{(k_s)}(2n+i-1)$, $i = 1, 2$ gleich groß, dann werden $S_{d,i}^{(k_s,n)}$, $i = 1, 2$, gleich null. Der Entscheider nach (2.123) entartet dann in einen Vorzeichenentscheider.

2.8.3 Optimales Verfahren zum Kombinieren und Entscheiden

In Abschnitt 2.8.2 wurde die Gesamtaufgabe *Kombinieren & Entscheiden* in zwei unabhängige Teilaufgaben getrennt und ein linearer Ansatz für das Kombinieren gewählt. Wenn eine möglichst zuverlässige Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ gewünscht wird, dann ist dieses Vorgehen im allgemeinen nicht optimal. Ein optimales Verfahren zum *Kombinieren & Entscheiden* muß die Gesamtheit aller vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_s,n)}$, $n' \in \{1 \dots N_s^{(k_s,n)}\}$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ gemeinsam bewerten, um unmittelbar eine Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ unter Berücksichtigen der gesamten vorliegenden A-priori-Information, d.h. der Kenntnis des Datensymbolalphabets \mathbb{M} nach (1.7) und der A-priori-Wahrscheinlichkeiten $\text{P}(\underline{s}^{(k_s)}(n) = \underline{s})$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ nach (2.21), zu ermitteln. Im folgenden soll gezeigt werden, wie ein solches Verfahren aussieht.

Als Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(ks)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(ks)}(n)$ ist, wenn eine maximale Zuverlässigkeit der Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(ks)}(n)$ gefordert wird,

$$\hat{\underline{s}}^{(ks)}(n) = \arg \max_{\underline{s} \in \mathbb{M}} \left(\mathbb{P} \left(\underline{s}^{(ks)}(n) = \underline{s} \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right) \right) \quad (2.126)$$

zu wählen. Wenn die Daten $s^{(ks)}(2n)$ und $s^{(ks)}(2n+1)$ statistisch unabhängig sind — und dies soll, wie in Unterkapitel 1.3 dargestellt, in der vorliegenden Arbeit angenommen werden — dann sind Realteil und Imaginärteil von $\underline{s}^{(ks)}(n)$ — denn dies sind die Daten $s^{(ks)}(2n)$ und $s^{(ks)}(2n+1)$ — unabhängig. (2.126) läßt sich dann in

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}^{(ks)}(n) = & \arg \max_{s \in \{-1,+1\}} \left(\mathbb{P} \left(\operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = s \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right) \right) \\ & + j \arg \max_{s \in \{-1,+1\}} \left(\mathbb{P} \left(\operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = s \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.127)$$

umschreiben. Mit den bezüglich $\hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)}$ bedingten Log-Likelihood-Verhältnissen

$$L \left(\operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right) = \ln \left(\frac{\mathbb{P} \left(\operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = +1 \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right)}{\mathbb{P} \left(\operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = -1 \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right)} \right) \quad (2.128)$$

bzw.

$$L \left(\operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right) = \ln \left(\frac{\mathbb{P} \left(\operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = +1 \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right)}{\mathbb{P} \left(\operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = -1 \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right)} \right) \quad (2.129)$$

wird (2.127) zu

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}^{(ks)}(n) = & \operatorname{sgn} \left(L \left(\operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right) \right) \\ & + j \operatorname{sgn} \left(L \left(\operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.130)$$

vereinfacht. Die in (2.130) eingehenden Log-Likelihood-Verhältnisse $L \left(\operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right)$ bzw. $L \left(\operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} \mid \hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \right)$ lassen sich mit den Log-Likelihood-Verhältnissen $L(s^{(ks)}(m))$, $m = 2n \dots 2n+1$, nach (2.22) und den bedingten Log-Likelihood-Verhältnissen

$$L \left(\hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \mid \operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} \right) = \ln \left(\frac{p \left(\hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \mid \operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = +1 \right)}{p \left(\hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \mid \operatorname{Re} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = -1 \right)} \right) \quad (2.131)$$

bzw.

$$L \left(\hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \mid \operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} \right) = \ln \left(\frac{p \left(\hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \mid \operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = +1 \right)}{p \left(\hat{\underline{s}}_c^{(ks,n)} \mid \operatorname{Im} \{ \underline{s}^{(ks)}(n) \} = -1 \right)} \right) \quad (2.132)$$

gemäß

$$L\left(\operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} \mid \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right) = L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right) + L(s^{(k_S)}(2n)) \quad (2.133)$$

und

$$L\left(\operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} \mid \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right) = L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right) + L(s^{(k_S)}(2n+1)) \quad (2.134)$$

zerlegen. Optimales *Kombinieren & Entscheiden* im Sinne einer maximalen Zuverlässigkeit der ermittelten Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ erfolgt demnach gemäß

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = & \operatorname{sgn}\left(L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right) + L(s^{(k_S)}(2n))\right) \\ & + j \operatorname{sgn}\left(L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right) + L(s^{(k_S)}(2n+1))\right). \end{aligned} \quad (2.135)$$

Der Zusammenhang (2.135) zur Wahl der Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ gilt unabhängig von der Statistik der in den Schätzungen $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, enthaltenen Störungen $\underline{n}_{n'}^{(k_S,n)}$ nach (2.99). Daher kann die optimale Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ allgemein bei bekannten in (2.131) und (2.132) eingehenden Wahrscheinlichkeitsdichten sowie A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_S)}(m) = -1)$ und $P(s^{(k_S)}(m) = +1)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m = 2n \dots 2n+1$, unmittelbar mit (2.135) ermittelt werden. Für den in der vorliegenden Arbeit besonders interessierenden Fall Gaußscher Störung $\underline{n}^{(k_S,n)}$ mit der Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)}$ nach (2.100) folgt für die bedingten Log-Likelihood-Verhältnisse $L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right)$ nach (2.131) und $L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right)$ nach (2.132)

$$L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right) = \operatorname{Re}\left\{4 \cdot \mathbf{1}^{(N_s^{(k_S,n)})} \mathbf{R}_n^{(k_S,n)^{-1}} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right\} \quad (2.136)$$

bzw.

$$L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right) = \operatorname{Im}\left\{4 \cdot \mathbf{1}^{(N_s^{(k_S,n)})} \mathbf{R}_n^{(k_S,n)^{-1}} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right\}. \quad (2.137)$$

Für die optimale Wahl der Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ nach (2.135) gilt demnach

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = & \operatorname{sgn}\left(\operatorname{Re}\left\{\mathbf{1}^{(N_s^{(k_S,n)})} \mathbf{R}_n^{(k_S,n)^{-1}} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right\} + \frac{1}{4}L(s^{(k_S)}(2n))\right) \\ & + j \operatorname{sgn}\left(\operatorname{Im}\left\{\mathbf{1}^{(N_s^{(k_S,n)})} \mathbf{R}_n^{(k_S,n)^{-1}} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right\} + \frac{1}{4}L(s^{(k_S)}(2n+1))\right). \end{aligned} \quad (2.138)$$

Wenn die Störung $\underline{n}_{n'}^{(k_S,n)}$ weiß ist, d.h. wenn für $\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)}$ nach (2.100) der Zusammenhang nach (2.107) gilt, dann vereinfacht sich (2.138) zu

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{s}}^{(k_S)}(n) = & \operatorname{sgn}\left(\operatorname{Re}\left\{\sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \frac{1}{\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)^2}} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{c,n'}^{(k_S,n)}\right\} + \frac{1}{4}L(s^{(k_S)}(2n))\right) \\ & + j \operatorname{sgn}\left(\operatorname{Im}\left\{\sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \frac{1}{\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)^2}} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{c,n'}^{(k_S,n)}\right\} + \frac{1}{4}L(s^{(k_S)}(2n+1))\right). \end{aligned} \quad (2.139)$$

Vergleicht man

- einerseits die das Maximal-Verhältnis-Kombinieren beschreibenden Zusammenhänge (2.114) und (2.115) in Verbindung mit den das optimale Entscheiden charakterisierenden Zusammenhänge nach (2.123) und (2.125) und
- andererseits den das optimale Verfahren zum *Kombinieren & Entscheiden* beschreibenden Zusammenhang (2.138),

so fällt auf, daß beide Vorgehensweisen äquivalent sind. Im Falle Gaußscher Störung ist demzufolge Maximal-Verhältnis-Kombinieren in Verbindung mit optimalen Entscheiden nach Abschnitt 2.8.2 im Sinne der maximalen Verlässlichkeit optimal.

2.9 Konvergenz der suboptimalen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung

Aus der generischen Struktur nach Unterkapitel 2.3 und Bild 2.5 geht hervor, daß *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* ein rückgekoppeltes System bilden. Bei rückgekoppelten Systemen ist nicht gesichert, daß die durch das rückgekoppelte System gelieferten Ausgaben konvergieren, d.h. einem stationären Endzustand entgegenstreben. Bei den in der vorliegenden Arbeit betrachteten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung wird angestrebt, stets einen stationären Endzustand zu erreichen. Daher ist zu klären, ob ein konkretes, auf die generische Struktur abgebildetes Verfahren zu einem stationären Endzustand führt, d.h. ob das abgebildete Verfahren konvergiert. Die Konvergenz eines Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung hängt von der Ausführung der funktionalen Gruppen ab. Im allgemeinen kann eine notwendige und hinreichende Bedingung an die funktionalen Gruppen zur Sicherung der Konvergenz des Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung nicht gegeben werden, so daß zum Zwecke der Analyse der Konvergenz umfangreiche Simulationskampagnen unter Verwenden verschiedener Kombinationen von Ausführungen der funktionalen Gruppen durchgeführt werden müssen.

Um dennoch a priori die Konvergenz eines zu entwerfenden Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sicherstellen zu können, läßt sich jedoch eine hinreichende Bedingung für die Konvergenz des Gesamtverfahrens angeben:

Gegeben sei die bijektive Abbildung

$$f : \mathbb{Z} \rightarrow \mathbb{Z}, \quad (2.140)$$

die die Menge der ganzen Zahlen eineindeutig auf sich selbst abbildet. Dann ist das Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung konvergent, wenn für alle Blöcke b , $b \in \mathbb{Z}$, gilt, daß

- in den zu Block b gehörigen funktionalen Block zur *Interblock-Signalverarbeitung* und
- in den zu Block b gehörigen funktionalen Block zur *Intrablock-Signalverarbeitung*

höchstens die solchen Blöcken b' zugehörigen Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{x}}}^{(b')}$ und als Standardabweichungen $\sigma_b^{(b')}$ eingehen, für die

$$f(b') < f(b) \quad (2.141)$$

gilt.

Mit vollständiger Induktion folgt: Wenn für alle den Blöcken $b', b' \in \mathbb{Z}$, mit $f(b') < f(b)$ zugehörigen funktionalen Gruppen zur *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* die Ausgaben $\hat{\underline{\mathbf{x}}}^{(b')}$ und $\sigma_b^{(b')}$ konvergent sind, dann sind alle Eingangsgrößen der Block b zugehörigen *Interblock-Signalverarbeitung* konvergent. Nach Definition der *Interblock-Signalverarbeitung* in Unterkapitel 2.6 ist dann die Ausgabe $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ ebenfalls konvergent. Damit sind dann alle Eingangsgrößen der Block b zugehörigen *Intrablock-Signalverarbeitung* ebenfalls konvergent. Nach Definition der *Intrablock-Signalverarbeitung* nach Unterkapitel 2.7 sind dann die Ausgaben $\hat{\underline{\mathbf{x}}}^{(b)}$ und $\sigma_b^{(b)}$ ebenfalls konvergent, so daß nunmehr für alle Blöcke $\tilde{b}, \tilde{b} \in \mathbb{Z}$, mit $f(\tilde{b}) \leq f(b)$ Konvergenz gilt.

Als Induktionsanfang wird vorausgesetzt, daß vor der ersten Iteration alle Eingangsgrößen unbekannt sind und daher zu null angenommen werden. Diese sind somit konvergent, so daß der oben ausgeführte Induktionsschritt zulässig ist.

Kapitel 3

Blockbilden und Datenzuordnen

3.1 Klassifizierung des Blockbildens

3.1.1 Vorbemerkung

Wie bereits in Unterkapitel 2.4 dargelegt, bedeutet *Blockbilden*, daß ein zusammenhängender Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ aus dem Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers ausgeschnitten und einem Block b zugeordnet wird. Dabei gibt es vielerlei Möglichkeiten, wie dieses Ausschneiden erfolgen kann, d.h. wie die zu einem Block b gehörigen Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$, $\nu_1^{(b)} \leq \nu_h^{(b)}$, nach (2.41) gewählt werden können.

In Unterkapitel 2.4 wurde bereits erwähnt, daß es aus den in Abschnitt 2.4.1 ausgeführten Gründen sinnvoll ist, die Länge $S_b^{(b)}$ eines zum Block b gehörigen Ausschnittes $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers möglichst klein zu wählen. Offen ist jedoch weiterhin die Frage, wie die zu einem Block b gehörigen Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ konkret zu wählen sind.

Um möglichst zuverlässige Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $k_s = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, und damit möglichst zuverlässige Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ der Daten $s^{(k_s)}(m)$, $m = 2n \dots 2n + 1$, durch das Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu erzielen, ist es im allgemeinen notwendig, in das Ermitteln der Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ Informationen über folgende Rahmenbedingungen einzubeziehen:

- die Störsituation, d.h. die Charakteristik des Rauschens $\left[\underline{n}(\nu) \right]$,
- die Struktur der auf die einzelnen Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ zurückgehenden Beiträge $\left[\underline{b}^{(k_s, n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_s)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$, speziell die momentane Leistungsverteilung $\left| \left[\underline{b}^{(k_s, n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_s)}(n) \right|^2 / 2$,
- die Leistungsfähigkeit der *Interblock-Signalverarbeitung* und
- die Leistungsfähigkeit der *Intrablock-Signalverarbeitung*.

Techniken zum Ermitteln von $\nu_1^{(b)}$ bzw. $\nu_h^{(b)}$, die all diese Informationen berücksichtigen, sind im allgemeinen sehr aufwendig und hoch adaptiv. Das Finden solcher Techniken ist ein sehr weites und komplexes Feld, das Raum für vielfältige Forschungsaktivitäten bietet. Im Rahmen dieser Dissertation wird auf das Studium solcher aufwendiger Techniken zum Finden der zu einem Block b gehörigen Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ jedoch verzichtet.

Nach Kenntnis des Verfassers haben nämlich derartige Techniken in der Praxis derzeit keine Relevanz [Ver98]. Des weiteren zeigen selbst auf nicht adaptiven Techniken zum *Blockbilden* aufbauende Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in den im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Mobilfunkszenarien eine sehr respektable Leistungsfähigkeit, wie beispielsweise das in Kapitel 7 betrachtete Gesamtkonzept zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA–Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff. Deshalb ist zu erwarten, daß adaptive Techniken zum *Blockbilden* keine weitere signifikante Steigerung der Leistungsfähigkeit der Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ermöglichen. Es sei jedoch angemerkt, daß alle in dieser Dissertation dargelegten Betrachtungen — soweit nicht ausdrücklich darauf hingewiesen wird, daß diese ein gewisses Verfahren zum *Blockbilden* voraussetzen — auch für solche Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ gelten, die durch adaptive Techniken zum *Blockbilden* ermittelt wurden.

Selbst wenn ein zum Block b gehöriges *Blockbilden* in nicht adaptiver Weise erfolgt, ist noch eine große Vielfalt von Möglichkeiten zum Wählen der Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ denkbar. Im Sinne des Findens einer vorteilhaften Vorgehensweise zum *Blockbilden* erscheint es daher sinnvoll, diese Vorgehensweisen systematisch nach gewissen Gesichtspunkten einzuordnen. In den folgenden Abschnitten 3.1.2 bis 3.1.5 sollen derartige Gesichtspunkte behandelt werden. Im daran anschließenden Unterkapitel 3.2 wird auf ein nach Ansicht des Verfassers besonders attraktives Verfahren zum *Blockbilden* eingegangen, das im weiteren Verlauf der Arbeit mehrfach angewendet wird.

3.1.2 Länge des blockzugehörigen Ausschnittes

Eine Einordnung eines Verfahrens zum *Blockbilden* erfolgt sinnvollerweise unter anderem beruhend auf der Länge $S_b^{(b)}$ der Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers, die den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, zugehören. Dabei sind prinzipiell zwei Fälle zu unterscheiden:

- Alle Längen $S_b^{(b)}$ der zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers sind gleich.
- Nicht alle Längen $S_b^{(b)}$ der den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, zugehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers sind gleich.

Das Einordnen verschiedener Verfahren zum *Blockbilden* auf Basis von $S_b^{(b)}$ erlaubt eine Aussage darüber zu treffen, ob den funktionalen Blöcken zur *Intrablock-Signalverarbeitung*, die zu verschiedenen Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehören, eine gleiche oder eine unterschiedliche Anzahl von Observablen der zu schätzenden Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, zur Verfügung steht. Die Einordnung gemäß der Längen $S_b^{(b)}$ erlaubt hingegen keinerlei Aussage über eine zeitlich regelmäßige Struktur oder Anordnung der Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ verschiedener Blöcke b , $b \in \mathbb{Z}$. Reguläre und irreguläre zeitliche Anordnungen werden in Abschnitt 3.1.5 betrachtet.

3.1.3 Voll- und Teilüberdeckung

Eine Einordnung eines Verfahrens zum *Blockbilden* kann des weiteren darauf abzielen, daß das Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers durch die Gesamtheit aller blockzugehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, vollständig oder nur teilweise überdeckt wird. Das Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers ist genau dann vollständig durch die Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, überdeckt, wenn für alle ν , $\nu \in \mathbb{Z}$, und mindestens ein Block b , $b \in \mathbb{Z}$, der Zusammenhang

$$\nu_1^{(b)} \leq \nu \leq \nu_h^{(b)}, \quad \forall \nu \in \mathbb{Z}, b \in \mathbb{Z}, \quad (3.1)$$

gilt. In anderen Worten ausgedrückt bedeutet dies, daß es im Falle vollständiger Überdeckung des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers möglich ist, ausgehend von den zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitten $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ das Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ vollständig und perfekt zu rekonstruieren.

Im Falle teilweiser Überdeckung des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers ist mindestens ein Abschnitt des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers in keinem Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers enthalten. Das Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers kann somit ausgehend von $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, nicht vollständig rekonstruiert werden.

Um möglichst zuverlässige Schätzungen $\hat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $k_s = 1 \dots K_s$, $n \in \mathbb{Z}$, und damit möglichst zuverlässige Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ der Daten $s^{(k_s)}(m)$, $m = 2n \dots 2n + 1$, zu erhalten, ist es ratsam, die funktionale Gruppe zum *Blockbilden* so zu entwerfen, daß eine vollständige Überdeckung des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers vorliegt. Nur in diesem Fall ist es möglich, sämtliche Information über die Daten $s^{(k_s)}(m)$, $k_s = 1 \dots K_s$, $m \in \mathbb{Z}$, tragenden Anteile des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ nutzbringend zum Ermitteln der Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ der Daten $s^{(k_s)}(m)$ einzubringen.

3.1.4 Intersektion

Werden je zwei Blöcke b und b' , $b, b' \in \mathbb{Z}$, $b \neq b'$, und die zugehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ bzw. $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers betrachtet, so können diese Ausschnitte in verschiedener Relation zueinander stehen. Dabei sind alternativ drei Fälle zu unterscheiden:

- Die zu den Blöcken b und b' gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ sind disjunkt, d.h. es gilt $\nu_1^{(b)} \leq \nu_h^{(b)} < \nu_1^{(b')}$ oder $\nu_h^{(b')} < \nu_1^{(b)} \leq \nu_h^{(b)}$.

- Die zu den Blöcken b und b' gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ überlappen teilweise, d.h. es gilt $\nu_1^{(b)} < \nu_1^{(b')} \leq \nu_h^{(b)} < \nu_h^{(b')}$ oder $\nu_1^{(b')} < \nu_1^{(b)} \leq \nu_h^{(b')} < \nu_h^{(b)}$.
- Der zum Block b gehörige Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ ist vollständig im zu Block b' gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ enthalten oder umgekehrt, d.h. es gilt $\nu_1^{(b)} \leq \nu_1^{(b')} \leq \nu_h^{(b')} \leq \nu_h^{(b)}$ bzw. $\nu_1^{(b')} \leq \nu_1^{(b)} \leq \nu_h^{(b)} \leq \nu_h^{(b')}$. Dies schließt auch explizit den — zwar physikalisch wenig sinnvollen — Fall ein, daß der zum Block b gehörige Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und der zum Block b' gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ identisch sind.

Wird ein Verfahren zum *Blockbilden* betrachtet, das in realisierbaren Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung einsetzbar ist, so lassen sich die obigen Beobachtungen zum Einordnen des jeweiligen Verfahrens zum *Blockbilden* nutzen. Die Längen $S_b^{(b)}$ der zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ sind begrenzt. Daher lassen sich stets viele — im Falle unendlicher Datenübertragung sogar unendlich viele — Paare von Blöcken b und b' finden, deren zugehörige Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ disjunkt sind. Für die sinnvolle Klassifikation eines Verfahrens zum *Blockbilden* entfällt daher der erste der drei oben angeführten Fälle.

Aus den an zweiter und dritter Stelle genannten Fällen lassen sich durch Kombinieren vier Klassen von Vorgehensweisen zum *Blockbilden* ableiten, die folgendermaßen charakterisiert sind:

- Es gibt keine zwei Blöcke b und b' , $b, b' \in \mathbb{Z}$, $b \neq b'$, deren zugehörige Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ sich paarweise teilweise überlappen oder gegenseitig vollständig enthalten.
- Es gibt keine zwei Blöcke b und b' , $b, b' \in \mathbb{Z}$, $b \neq b'$, deren zugehörige Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ sich paarweise teilweise überlappen, aber mindestens ein Paar von zwei Blöcke b'' und b''' , $b'', b''' \in \mathbb{Z}$, $b'' \neq b'''$, deren zugehörige Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b'')}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b''')}$ sich gegenseitig vollständig enthalten.
- Es gibt keine zwei Blöcke b und b' , $b, b' \in \mathbb{Z}$, $b \neq b'$, deren zugehörige Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ sich gegenseitig vollständig enthalten, aber mindestens ein Paar von zwei Blöcke b'' und b''' , $b'', b''' \in \mathbb{Z}$, $b'' \neq b'''$, deren zugehörige Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b'')}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b''')}$ sich paarweise teilweise überlappen.
- Es gibt mindestens ein Paar von zwei Blöcke b und b' , $b, b' \in \mathbb{Z}$, $b \neq b'$, deren zugehörige Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$ sich gegenseitig vollständig enthalten, und mindestens ein Paar von zwei Blöcke b'' und b''' , $b'', b''' \in \mathbb{Z}$, $b'' \neq b'''$, deren zugehörige Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b'')}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b''')}$ sich paarweise teilweise überlappen.

Vorgehensweisen zum *Blockbilden* der zweitgenannten und der viertgenannten Klasse sind im allgemeinen für den Einsatz als Bestandteil eines Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung nicht ratsam. Diese Vorgehensweisen zum *Blockbilden* sind dadurch charakterisiert, daß zumindest der zu einem Block b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörige Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ vollständig in dem zu einem Block b' , $b' \in \mathbb{Z}$, $b \neq b'$, gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b')}$

enthalten ist. Die zum Block b gehörige *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* ließen sich daher bei entsprechendem *Datenzuordnen* ohne weiteres als Bestandteil der zum Block b' gehörigen funktionalen Blöcke zur *Interblock-Signalverarbeitung* und *Intrablock-Signalverarbeitung* realisieren. Daher ist es überflüssig, Block b als eigenständigen Block zu betrachten, so daß auf diesen verzichtet werden kann. Das Resultat eines derartigen Verzichtens ist, daß Vorgehensweisen zum *Blockbilden* der zweitgenannten und der viertgenannten Klasse in Vorgehensweisen zum *Blockbilden* der erstgenannten und der drittgenannten Klasse übergehen.

Die Vorgehensweisen zum *Blockbilden* der erstgenannten Klasse sind in einer weiteren Hinsicht nicht vorteilhaft. Ein *Blockbilden* der erstgenannten Klasse hat in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung zur Folge, daß der nicht verschwindende Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_s, n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_s)}(n)$ vieler Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $k_s = 1 \dots K_s$, $n \in \mathbb{Z}$, zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers zerschnitten wird und in keinem der zu einem Block b , $\forall b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ vollständig enthalten ist. Die zu einem Block b' gehörige *Intrablock-Signalverarbeitung* kann folglich beim Schätzen solcher Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ nie die gesamte über das Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ im Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ enthaltene Information verwenden. Daher favorisiert der Verfasser Vorgehensweisen zum *Blockbilden* der drittgenannten Klasse, die derartige systematische Probleme nicht haben. In Unterkapitel 3.3 wird eine derartige Vorgehensweisen zum *Blockbilden* vorgestellt.

3.1.5 Zeitliche Anordnung

In den vorangegangenen Abschnitten 3.1.2 bis 3.1.4 wurde auf verschiedene Möglichkeiten der Klassifikation von Vorgehensweisen zum *Blockbilden* eingegangen. Dabei wurde bisher die regelmäßige zeitliche Anordnung der blockzugehörigen Ausschnitte nicht betrachtet. Dies soll in diesem Abschnitt erfolgen.

Wenn es mindestens eine bijektive Abbildung

$$g : \mathbb{Z} \rightarrow \mathbb{Z}, \quad (3.2)$$

gibt, die die Menge der ganzen Zahlen auf sich selbst so eineindeutig abbildet, daß mit zwei kleinstmöglichen natürlichen Zahl B_p , $B_p \in \mathbb{N}$, und $\Delta\nu$, $\Delta\nu \in \mathbb{N}$, für die zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ die Zusammenhänge

$$\nu_1^{(g(b'+B_p))} = \nu_1^{(g(b'))} + \Delta\nu, \quad (3.3a)$$

$$\nu_h^{(g(b'+B_p))} = \nu_h^{(g(b'))} + \Delta\nu, \forall b' \in \mathbb{Z}, \quad (3.3b)$$

gelten, dann heißt die Anordnung der zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers zeitlich regulär, anderenfalls zeitlich

irregulär. Ist die Anordnung zeitlich regulär, so werden die kleinstmögliche natürliche Zahl B_p als Anordnungsperiodengröße und die diskrete Zeitgröße $\Delta\nu$ als Anordnungsperiodendauer bezeichnet.

Eine reguläre Anordnung der zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers läßt sich anschaulich folgendermaßen beschreiben: Betrachtet man einen beliebigen herausgegriffenen Block b , so gibt es immer einen weiteren Block b' , $b' = g(g^{-1}(b) + B_p)$, dessen Blockgrenzen $\nu_1^{(b')}$ und $\nu_h^{(b')}$ sich von den Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ des Blocks b lediglich um $\Delta\nu$ unterscheiden.

Vorgehensweisen zum *Blockbilden*, die in einer zeitlich regulären Anordnung der blockzugehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers resultieren, sind für praktisch realisierbare Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung von besonderer Bedeutung [Ver88, Ver93, WNM92, WNM96, WNM93, Bra97, JA97, VGH99, ML01, MJWT01]. Liegt nämlich eine zeitlich reguläre Anordnung vor, so ist es in besonders einfacher Form möglich, allgemein die Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ der verschiedenen Blöcke b , $b \in \mathbb{Z}$, anzugeben und somit die funktionale Gruppe zum *Blockbilden* zu realisieren. In Unterkapitel 3.3 soll daher eine solche, in einer zeitlich regulären Anordnung der zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers resultierende Vorgehensweise zum *Blockbilden* vorgeschlagen werden.

3.2 Auswahl schemata zum Datenzuordnen

In Unterkapitel 2.5 wird die Grundidee des *Datenzuordnens* dargelegt, wobei jedoch bisher nicht geklärt wurde, nach welcher Vorgehensweise das *Datenzuordnen* konkret erfolgen sollte. Im folgenden soll diskutiert werden, wie eine sinnvolle Herangehensweise zum *Datenzuordnen* aussieht.

Als Folge des *Blockbildens*, d.h. des Festlegens der zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$, folgen die datensymbolspezifischen Beiträge zu $\underline{\mathbf{b}}^{(b, k_s, n)} \underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$. Diese beschreiben, welche Beiträge die einzelnen Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$ zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers leisten. Ausgehend von diesen datensymbolspezifischen Beiträgen $\underline{\mathbf{b}}^{(b, k_s, n)} \underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$ läßt sich der blockspezifische und datensymbolspezifische relative Energieanteil

$$E_r^{(b, k_s, n)} = \frac{\left\| \underline{\mathbf{b}}^{(b, k_s, n)} \right\|^2}{\sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left| \underline{b}^{(k_s, n)}(\nu) \right|^2} \quad (3.4)$$

einführen. Der Quotient $E_r^{(b,k_S,n)}$ nach (3.4) beschreibt, welcher energetische Anteil des durch das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ geleisteten Beitrages $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu)\right]\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers in den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ eingeht. Betrachtet man $E_r^{(b,k_S,n)}$ nach (3.4) für einen Block b und alle Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, so lassen sich drei Klassen von Datensymbolen ausmachen:

Es gibt alternativ Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$,

- deren gesamter nichtverschwindender Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu)\right]\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers durch den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers abgedeckt ist, d.h. für die $E_r^{(b,k_S,n)}$ nach (3.4) gleich eins gilt,
- deren nichtverschwindender Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu)\right]\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers teilweise durch den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers abgedeckt ist, d.h. für die $E_r^{(b,k_S,n)}$ nach (3.4) zwischen null und eins liegt, und
- deren nichtverschwindender Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu)\right]\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers gar nicht durch den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers abgedeckt ist, d.h. für die $E_r^{(b,k_S,n)}$ nach (3.4) gleich null gilt.

Diese Beobachtung erlaubt verschiedene Schlüsse für das Vorgehen zum *Datenzuordnen*:

- Werden Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} = 1$, der erstgenannten Art nicht dem Block b zugeordnet, so würden diese im allgemeinen eine energetisch starke Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)}\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und damit leistungshemmende Wirkung im Hinblick auf das Schätzen aller anderen dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $(k'_S, n') \in \mathbb{B}^{(b)}$, darstellen. Wenn hingegen diese Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} = 1$, dem Block b zugeordnet werden, dann würde die angesprochene energetisch starke Interblock-Interferenz entfallen. Des weiteren wäre ein Ermitteln einer Schätzung der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} = 1$, durch die *Intrablock-Signalverarbeitung* besonders vorteilhaft. Diese Datensymbole gehen nämlich mit ihrem gesamten nicht verschwindenden Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu)\right]\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers in den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers ein. Somit kann die gesamte über $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ im Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers verfügbare Information genutzt werden.

Demnach ist es nach Ansicht des Verfassers zwingend notwendig, die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} = 1$, dem Block b zuzuordnen.

- Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} = 0$, der letztgenannten Art können nicht dem Block b zugeordnet werden, da diese keinen Beitrag zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers leisten. Daher ist es nicht sinnvoll möglich, basierend auf dem zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers diese Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} = 0$, zu schätzen.

Somit ist bereits geklärt, wie im Hinblick auf das *Datenzuordnen* sinnvollerweise mit den erstgenannten Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} = 1$, bzw. den letztgenannten Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} = 0$, umzugehen ist. Offen ist jedoch die Frage, ob die zweitgenannten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $0 < E_r^{(b,k_S,n)} < 1$, d.h. Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, die nur mit Teilen ihres nicht verschwindenden Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers im zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignal $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ enthalten sind, dem Block b zugeordnet werden sollen oder nicht. Bei der Klärung dieser Frage ist abzuwägen zwischen

- der zusätzlichen Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$, die für dem Block b zugeordnete Datensymbole $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $(k'_S, n') \in \mathbb{B}^{(b)}$, zu verzeichnen ist, wenn die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $0 < E_r^{(b,k_S,n)} < 1$, nicht dem Block b zugeordnet werden und
- der Verkleinerung der in der *Intrablock-Signalverarbeitung* erzielbaren Mehrteilnehmereffizienz durch Berücksichtigen von Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $0 < E_r^{(b,k_S,n)} < 1$, deren Beiträge $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers nur teilweise in den Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers einfließen.

In der Literatur [DH95, ML01] wird vorgeschlagen, die zweitgenannten Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $0 < E_r^{(b,k_S,n)} < 1$, stets dem Block b zuzuordnen. Diese Wahl ist jedoch insbesondere im Hinblick auf CDMA-Systeme mit einer bezogen auf den Spreizfaktor Q großen Anzahl K_S gleichzeitig verwendeter CDMA-Codes und einer — wiederum auf den Spreizfaktor Q bezogenen — großen Länge W der Kanalimpulsantworten kritisch. In diesem Fall muß nämlich die *Intrablock-Signalverarbeitung* — bezogen auf die Länge $S_b^{(b)}$ des zu einem Block b gehörigen Ausschnittes $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und damit bezogen auf eine stark begrenzte Anzahl von Observablen — eine Vielzahl von Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $E_r^{(b,k_S,n)} > 0$, schätzen. Dies ist je nach verwendetem Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* gar nicht oder nur mit mäßiger bzw. schlechter Güte der Schätzungen möglich [Kle96, Ver98, Mül01].

Aus der Literatur sind noch weitere Vorgehensweisen zum Datenzuordnen bekannt: In [VGH99, MJWT01] wird vorgeschlagen allgemein diese Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S =$

1. . . K_S , $n \in \mathbb{Z}$, dem Block b zuzuordnen, für die

$$\nu_1^{(b)} \leq \max_{\substack{\forall \nu \in \mathbb{Z} \text{ mit} \\ \underline{b}^{(k_S, n)}(\nu') = 0, \\ \forall \nu' < \nu}} (\nu) \leq \nu_h^{(b)} \quad (3.5)$$

gilt. Speziell auf die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $0 < E_r^{(b, k_S, n)} < 1$, bezogen bedeutet dies: Nur solche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ sind dem Block b zuzuordnen, deren nicht verschwindende Beiträge $\left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right] \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum durch die Folge $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ beschriebenen Empfangssignal des Referenzempfängers sich nicht auf Folgenglieder $\underline{r}(\nu)$ mit $\nu < \nu_1^{(b)}$, wohl aber auf den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{r}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers erstrecken. Derartige Vorgehensweisen sind in keiner Weise an der Optimierung der Leistungsfähigkeit des Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung orientiert und meist durch praktische Belange bzw. Realisierungsaspekte, z.B. im Sinne einer Aufwandsreduktion [VGH99], motiviert. Nach Auffassung des Autors erscheint es eher erstrebenswert, solche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $0 < E_r^{(b, k_S, n)} < 1$, dem Block b zuzuordnen, für die

$$E_r^{(b, k_S, n)} \geq E_{r, \min} \quad (3.6)$$

gilt, d.h. für die der relative Energieanteil $E_r^{(b, k_S, n)}$ nach (3.4) einen Mindestwert $E_{r, \min}$ nicht unterschreitet. Die Größe $E_{r, \min}$ ist dabei eine vom Systemdesigner festzulegende untere Schranke und liegt im Bereich zwischen null und eins, d.h. es gilt $0 < E_{r, \min} \leq 1$. Für die zu Block b gehörige blockspezifische Zuordnungsmenge $\mathbb{B}^{(b)}$ nach (2.49) gilt damit

$$\mathbb{B}^{(b)} = \left\{ (k_S, n) \in \{1 \dots K_S\} \times \mathbb{Z} \mid E_r^{(b, k_S, n)} \geq E_{r, \min} \right\}. \quad (3.7)$$

Für die zugehörige Ordnungsfunktion $n^{(b, k_S)}(n')$ nach (2.53) folgt entsprechend der rekursive Zusammenhang

$$n^{(b, k_S)}(n') = \arg \min_{\forall (k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)} \setminus \bigcup_{n''=1}^{n'-1} \{(k_S, n^{(b, k_S)}(n''))\}} (n). \quad (3.8)$$

Der Zusammenhang nach (3.6) ist ein Auswahlkriterium, das beschreibt, welche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ dem Block b , $b \in \mathbb{Z}$, zuzuordnen sind und welche nicht. Die Wahl des Auswahlkriterium (3.6) ist insbesondere dadurch motiviert, daß sowohl die Güte der durch die zum Block b gehörige *Intrablock-Signalverarbeitung* erzielbaren Schätzung eines Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ — wenn es dem Block b zugeordnet wird — als auch die Schädlichkeit der durch ein Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ verursachten schädlichen Interblock-Interferenz $\underline{b}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ — wenn es nicht dem Block b zugeordnet wird — stark von $E_r^{(b, k_S, n)}$ abhängen. Durch Einstellen einer geeigneten unteren Schranke $E_{r, \min}$ nach (3.6) läßt sich prinzipiell ein Gleichgewicht zwischen beiden angesprochenen Effekten ausbalancieren. Bei der Wahl der Zuordnungsmengen $\mathbb{B}^{(b)}$, $b \in \mathbb{Z}$, nach (3.7) ist durch geeignete Wahl der Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ sowie der festzulegenden unteren Schranke $E_{r, \min}$ des

relativen Energieanteils $E_r^{(b,k_S,n)}$ nach (3.4) zu beachten, daß jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, mindestens einem Block b angehört, d.h. daß der Zusammenhang nach (2.50) gilt.

Offen ist die Frage, wie die Schranke $E_{r,\min}$ nach (3.6) des relativen Energieanteils $E_r^{(b,k_S,n)}$ nach (3.4) sinnvoll zu wählen ist. Klar ist, daß bei Verkleinern von $E_{r,\min}$ nach (3.6) in CDMA-Mobilfunksystemen mit hoher Systemlast — d.h. bezogen auf den Spreizfaktor Q eine große Anzahl K_S gleichzeitig verwendeter CDMA-Codes — der zweitgenannte der auf Seite 108 aufgeführten beiden Gesichtspunkte gegenüber dem erstgenannten überwiegt, d.h. die in der *Intrablock-Signalverarbeitung* erzielbare Mehrteilnehmereffizienz in höherem Maße sinkt als dies durch Verringern von Interblock-Interferenz kompensiert werden könnte. In CDMA-Mobilfunksystemen mit hoher Systemlast ist daher eine Schranke $E_{r,\min}$ nach (3.6) nahe oder gleich eins anzustreben. Andererseits ist auch klar, das bei Verkleinern von $E_{r,\min}$ in CDMA-Mobilfunksystemen mit sehr niedriger Systemlast der erstgenannte der auf Seite 108 aufgeführten beiden Gesichtspunkte gegenüber dem zweitgenannten überwiegt, d.h. die Interblock-Interferenz in stärkerem Maße reduziert wird, als die in der *Intrablock-Signalverarbeitung* erzielbare Mehrteilnehmereffizienz sinkt. In CDMA-Mobilfunksystemen mit sehr niedriger Systemlast ist demnach eine Schranke $E_{r,\min}$ nach (3.6) nahe null anzustreben. Für CDMA-Mobilfunksysteme mit anderen Auslastungen lassen sich solche pauschalen Aussagen nicht treffen. Die geeigneten Schranken $E_{r,\min}$ nach (3.6) müssen in solchen Fällen durch beispielsweise simulative Analyse ermittelt werden.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit interessieren besonders CDMA-Mobilfunksysteme mit hoher Systemlast, so daß darauf verzichtet wird, solche Simulationen durchzuführen. Es bleibt künftigen Arbeiten vorbehalten, dies genauer zu studieren.

3.3 Konzept zum flexiblen Blockbilden und Datenzuordnen in CDMA-Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff

In diesem Unterkapitel soll als Extrakt der vorhergehenden Unterkapitel 3.1 und 3.2 ein Vorschlag für ein Konzept zum *Blockbilden* und *Datenzuordnen* in CDMA-Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff erarbeitet werden. Dieser Vorschlag soll die Grundlage für alle im weiteren Verlauf dieser Arbeit dargelegten quantitativen Untersuchungen von Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* in Kapiteln 4 und 5, von Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* in Kapitel 6 und von Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in Kapitel 7 sein.

Ein erster Schritt gelte der funktionalen Gruppe zum *Blockbilden*: Es ist erstrebenswert, die zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ nach einer möglichst regelmäßigen

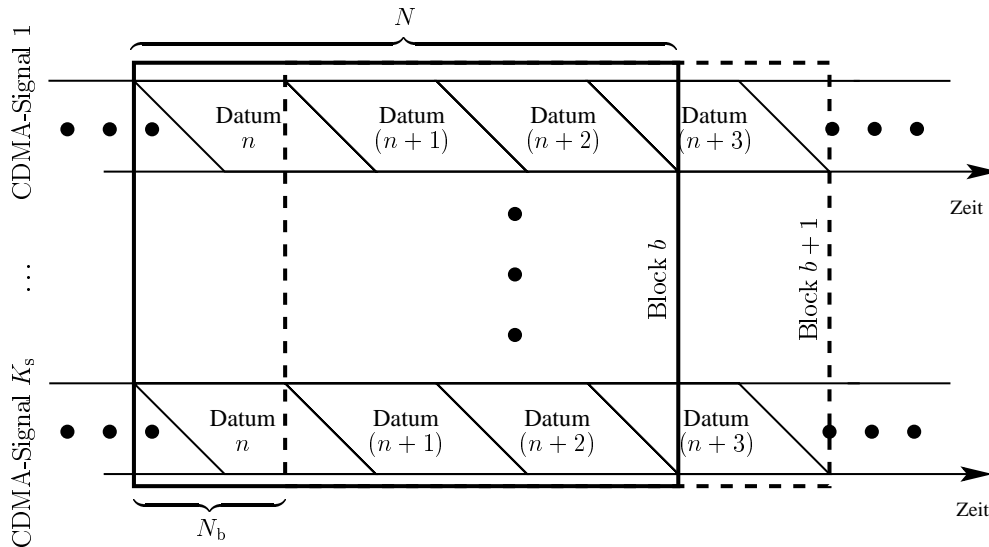


Bild 3.1. Vorgeschlagenes Vorgehen zum *Blockbilden*

Struktur aus dem Empfangssignal $\underline{r}(\nu)$ des Referenzempfängers herauszuschneiden. Regelmäßige Strukturen lassen sich nämlich, wie in Abschnitt 3.1.5 dargelegt, hervorragend in der Praxis einsetzen. Diese Forderung impliziert zwei unabhängige Detailforderungen:

- Die Längen $S_b^{(b)}$ der zu den Blöcken $b, b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{r}^{(b)}$ des Empfangssignals $\underline{r}(\nu)$ des Referenzempfängers sind gleich zu wählen, siehe auch Abschnitt 3.1.2.
- Die zeitliche Anordnung der zu den Blöcken $b, b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{r}^{(b)}$ hat regulär, siehe auch Abschnitt 3.1.5, zu erfolgen.

Da des weiteren angestrebt ist, zum Schätzen der Datensymbole $\underline{g}^{(k_s)}(n)$, $k_s = 1 \dots K_s$, $n \in \mathbb{Z}$, die gesamte im Empfangssignal $\underline{r}(\nu)$ des Referenzempfängers verfügbare Information über diese Datensymbole zu nutzen, wird Vollüberdeckung nach Abschnitt 3.1.3 angestrebt. Aus den in Abschnitt 3.1.4 angesprochenen Gründen wird hinsichtlich der in Abschnitt 3.1.4 diskutierten Überlappungseigenschaften der zu den Blöcken $b, b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnitte $\underline{r}^{(b)}$ des Empfangssignals $\underline{r}(\nu)$ des Referenzempfängers ein Konzept zum *Blockbilden* der auf Seite 104 drittgenannten Klasse gewählt.

Aus den obigen Überlegungen resultiert folgendes Vorgehen zum *Blockbilden*: Als Grenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ des zu Block $b, b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnittes $\underline{r}^{(b)}$ des Empfangssignals $\underline{r}(\nu)$ des Referenzempfängers werden

$$\nu_1^{(b)} = bN_bQ, \tag{3.9a}$$

$$\nu_h^{(b)} = (bN_b + N)Q + W - 2, \tag{3.9b}$$

gewählt, siehe auch Bild 3.1.

Der positive ganzzahlige Parameter N bestimmt dabei, wieviele dem CDMA-codespezifischen Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu)\right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.12) zugehörige Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ energetisch vollständig — d.h. für die $E_r^{(b,k_S,n)}$ gleich eins gilt — in dem zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers enthalten sind. N wird daher im folgenden als Blocklänge bezeichnet. Der in (3.9) eingehende positive ganzzahlige Parameter N_b , der den zeitlichen Versatz zwischen den zwei Blöcken b und $(b+1)$ zugehörigen Ausschnitten $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{r}}^{(b+1)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers beschreibt, heißt Blockoffset. Insgesamt sind in jedem zu einem Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers NK_S Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n = bN_b \dots bN_b + N - 1$, energetisch vollständig enthalten.

Die oben ausgeführte Wahl der Blöcke bietet folgende Vorteile:

- Jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, ist in dem Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ mindestens eines Blocks b , $b \in \mathbb{Z}$, energetisch vollständig enthalten, d.h. es gilt $E_r^{(b,k_S,n)}$ gleich eins. Somit ist es möglich, für jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, eine Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ zu ermitteln, ohne daß hinsichtlich $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ informationstragende Anteile des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers a priori ungenutzt bleiben.
- Die vorgestellte Vorgehensweise bietet ein hohes Maß an Flexibilität. Durch Variieren der Parameter Blocklänge N und Blockoffset N_b sind sowohl überlappende als auch nicht überlappende Ausschnitte möglich.

Nachdem in einem ersten Schritt ein nach Meinung des Verfassers vorteilhaftes Vorgehen zum *Blockbilden* entwickelt wurde, soll nun in einem zweiten Schritt ein Vorschlag für ein Konzept zum *Datenzuordnen* erarbeitet werden.

Aus den in Unterkapitel 3.2 erläuterten Gründen soll das *Datenzuordnen* gemäß (3.6) und (3.7) erfolgen. Bei der oben dargelegten Wahl der zu den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Ausschnittsgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ nach (3.9a) bzw. (3.9b) ist daher klar: Solche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n = bN_b \dots bN_b + N - 1$, die mit ihrem nicht verschwindenden Beitrag $\left[\underline{b}^{(k_S,n)}(\nu)\right] \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers energetisch vollständig im zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers enthalten sind, d.h. für die $E_r^{(b,k_S,n)}$ gleich eins gilt, werden unabhängig von der Schranke $E_{r,\min}$ nach (3.6) stets dem Block b zugeordnet. Klar ist weiterhin, daß solche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n < bN_b - \lceil (W-1)/Q \rceil \vee n > bN_b + N + \lceil (W-1)/Q \rceil - 1$, die einen verschwindenden Beitrag $\underline{\mathbf{h}}^{(b,k_S,n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers leisten, d.h. für die $E_r^{(b,k_S,n)}$ gleich null gilt, unabhängig von der Schranke $E_{r,\min}$ nie dem Block b zugeordnet werden können. Ob Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $bN_b - \lceil (W-1)/Q \rceil \leq$

$n < bN_b \vee bN_b + N \leq n < bN_b + N + \lceil (W-1)/Q \rceil$, die nur mit Teilen ihres nicht verschwindenden Beitrags $\left[\underline{b}^{(k_S, n)}(\nu) \right]_{\underline{s}^{(k_S)}(n)}$ zum Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers im zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ enthalten sind, d.h. für die $0 < E_r^{(b, k_S, n)} < 1$ gilt, dem Block b zugeordnet werden sollen oder nicht, hängt von der Wahl der unteren Schranke $E_{r, \min}$ nach (3.6) des relativen Energieanteils $E_r^{(b, k_S, n)}$ nach (3.4) ab.

Wie bereits in Unterkapitel 3.2 erläutert, soll in der vorliegenden Dissertation vorwiegend auf CDMA-Mobilfunksysteme mit hoher Systemlast, d.h. mit einer bezogen auf den Spreizfaktor Q großen Anzahl K_S gleichzeitig eingesetzter CDMA-Codes eingegangen werden. Entsprechend den Ausführungen in Unterkapitel 3.2 ist in diesem Fall die untere Schranke $E_{r, \min}$ nach (3.6) nahe zu oder gleich eins zu wählen. Im folgenden wird daher die Schranke $E_{r, \min}$ nach (3.6) zu eins gewählt. Für die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $bN_b - \lceil (W-1)/Q \rceil \leq n < bN_b \vee bN_b + N \leq n < bN_b + N + \lceil (W-1)/Q \rceil$, mit $0 < E_r^{(b, k_S, n)} < 1$, folgt daher, daß diese nicht dem Block b zuzuordnen sind.

Als Zusammenfassung der obigen Ausführungen lassen sich die Zuordnungsmengen

$$\mathbb{B}^{(b)} = \left\{ \forall (k_S, n) \in \{1 \dots K_S\} \times \mathbb{Z} \mid \forall k_S, n \in \mathbb{Z}, bN_b \leq n \leq bN_b + N - 1 \right\} \quad (3.10)$$

nach (2.49) und die Ordnungsfunktionen

$$n^{(b, k_S)}(n') = bN_b + n' - 1 \quad (3.11)$$

nach (2.53) angeben, die gemeinsam das *Datenzuordnen* für die Blöcke $b, b \in \mathbb{Z}$, vollständig beschreiben.

Abschließend soll die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ nach (2.61) betrachtet werden, die sich aus der Wahl der zu den Blöcken $b, b \in \mathbb{Z}$, gehörigen Blockgrenzen $\nu_l^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ nach (3.9a) und (3.9b) und der Zuordnungsmengen $\mathbb{B}^{(b)}$ nach (3.10) ergibt. Für die zum Block b gehörige Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ nach (2.61) lassen sich bei obiger Wahl der Blockgrenzen $\nu_l^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ und der vorgeschlagenen Vorgehensweise zum *Datenzuordnen* zwei Beiträge identifizieren, die sich gemäß

$$\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)} = \underline{\mathbf{n}}_b^{(b, -)} + \underline{\mathbf{n}}_b^{(b, +)} \quad (3.12)$$

zur Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ nach (2.61) zusammenfügen. Der erste in (3.12) eingehende Beitrag

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{n}}_b^{(b, -)} &= \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{\substack{n=-\infty, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}, \\ (k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}, b' < b}}^{+\infty} \underline{\mathbf{b}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \\ &= \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{n=bN_b-L_1+1}^{bN_b-1} \underline{\mathbf{b}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \end{aligned} \quad (3.13)$$

mit

$$L_I = \left\lceil \frac{Q + W - 1}{Q} \right\rceil \quad (3.14)$$

beschreibt dabei den Anteil der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$, der auf solche Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b - L_I + 1 \leq n < bN_b$, zurückgeht, die vor den zum Block b gehörigen Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b \leq n < bN_b + N$, gesendet wurden und somit nicht dem Block b zugeordnet sind. L_I in (3.13) und (3.14) beschreibt die maximale Anzahl der auf ein Folglied $\underline{r}(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$, des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers Einfluß nehmenden einem CDMA-codespezifischen Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, zugehörigen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, und charakterisiert somit den Grad der Intersymbol-Interferenz [Kle96, Sch99]. Der zweite in $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ nach (3.12) eingehende Beitrag

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{n}}_b^{(b,+)} &= \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{\substack{n=-\infty, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b')}, \forall b' < b}}^{+\infty} \underline{\mathbf{b}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \\ &= \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{n=bN_b+N}^{bN_b+N+L_I-2} \underline{\mathbf{b}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n) \end{aligned} \quad (3.15)$$

hingegen beschreibt den Anteil der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$, der auf nach den zum Block b gehörigen Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b \leq n < bN_b + N$, gesendete nicht dem Block b zugeordnete Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b + N \leq n < bN_b + N + L_I - 1$, zurückgeht. In Unterkapitel 6.4 wird auf ein spezielles diese Zweiteilung der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ berücksichtigendes Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* eingegangen.

Kapitel 4

Lineare Verfahren der Intrablock–Signalverarbeitung

4.1 Grundlagen

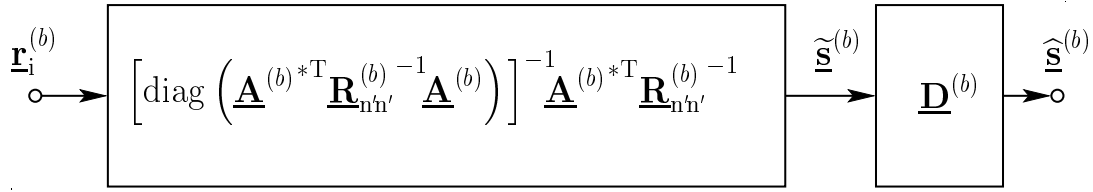
4.1.1 Allgemeine lineare Schätzer

Wie bereits in Unterkapitel 2.7 dargestellt, besteht die Aufgabe eines Schätzers, der zur Block b zugehörigen *Intrablock–Signalverarbeitung* eingesetzt wird, darin, eine Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ nach (2.56) zu ermitteln. Zu diesem Zweck muß der zu Block b gehörige, um Interblock-Interferenz reduzierte Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ nach (2.69) des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers ausgewertet werden. Dabei wird das Ziel verfolgt, daß die ermittelte Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ so zuverlässig und exakt wie möglich sein soll. Aus diesem Grund wurden bereits in Abschnitt 2.7.3 optimale Schätzer diskutiert, die dem Maximum-a-posteriori-Prinzip bzw. dem Maximum-Likelihood-Prinzip genügen. Wie bereits in den Abschnitten 2.7.3 und 2.7.4 erläutert, sind optimale Verfahren nach dem Maximum-a-posteriori- bzw. dem Maximum-Likelihood-Prinzip zur *Intrablock–Signalverarbeitung* infolge des in dieser Arbeit betrachteten Vielfachzugriffsverfahrens CDMA im allgemeinen sehr aufwendig und daher selbst bei Einsetzen aufwandsgünstiger Implementierungsformen, wie z.B. des Viterbi-Algorithmus [Fri96] nicht praktikabel. Daher besteht die Notwendigkeit, suboptimale aufwandsgünstigere Verfahren zur *Intrablock–Signalverarbeitung*, d.h. suboptimale Schätzer zu studieren.

Eine der bedeutendsten Klassen aufwandsgünstiger suboptimaler Schätzer ist die Klasse der linearen Schätzer [LV89, LV90, KB92, BFKM93, KB93, Kle96, Ver98, JD01]. Solche Schätzer liefern stets wertekontinuierliche Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b,k_S)}$ der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b,k_S)}$, nach (2.55). Lineare Schätzer für CDMA-Signale werden beispielsweise im Detail in [Kle96, Ver98] diskutiert, so daß im Rahmen dieser Arbeit nur auf die für das unmittelbare Verständnis wichtigsten Aspekte eingegangen werden soll.

Wie bereits in Abschnitt 2.7.4 erläutert, ist es ausgehend von dem in Abschnitt 2.7.3 dargelegten optimalen Verfahren zur *Intrablock–Signalverarbeitung* ratsam, bei suboptimalen Verfahren zur Block b zugehörigen *Intrablock–Signalverarbeitung* zweischrittig vorzugehen:

- Ermitteln der suffizienten Statistik $\tilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (2.91) der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ durch an die blockspezifischen kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(b,k_S,n)}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, nach (2.45) und an das durch $\underline{\mathbf{R}}_{n'n}^{(b)}$ charakterisierte Gaußbrauschen angepaßtes Filtern und
- weitere Verarbeitungsschritte zur *Intrablock–Signalverarbeitung*.

Bild 4.1. Struktur eines linearen Schätzers zur *Intradblock-Signalverarbeitung*

Ein linearer Schätzer zur Block b zugehörigen *Intradblock-Signalverarbeitung* ist dadurch gekennzeichnet, daß alle oben genannten weiteren Verarbeitungsschritte zur *Intradblock-Signalverarbeitung* als lineare Operation ausgedrückt werden können, siehe auch Bild 4.1. Diese lineare Operation und somit der lineare Schätzer zur Block b zugehörigen *Intradblock-Signalverarbeitung* lassen sich allgemein durch eine Detektormatrix $\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$ der Dimension $N^{(b)} \times N^{(b)}$ beschreiben. Mit der Detektormatrix $\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$ und der suffizienten Statistik $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (2.91) der Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ folgt demnach die durch den linearen Schätzer ermittelte Schätzung [Kle96]

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} = \underline{\mathbf{D}}^{(b)} \underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)} = \underbrace{\underline{\mathbf{D}}^{(b)} \left[\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right]^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1}}_{\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)}} \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \quad (4.1)$$

des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ nach (2.56). Durch Einsetzen von $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ nach (2.69) in (4.1) folgt [Kle96]

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} &= \tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}^{(b)} + \tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{n}}'^{(b)} \\ &= \underbrace{\text{diag} \left(\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right)}_{\text{gewünschte Daten}} \underline{\mathbf{s}}^{(b)} + \underbrace{\overline{\text{diag} \left(\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right)}}_{\text{ISI und Interzell-MAI}} \underline{\mathbf{s}}^{(b)} + \underbrace{\left(\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{n}}'^{(b)} \right)}_{\text{Rauschen und Interblock-Interferenz}}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Wie aus der rechten Seite von (4.2) ersichtlich, setzt sich die durch den linearen Schätzer ermittelte Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (4.2) aus drei Komponenten zusammen:

- Eine nützliche Komponente, die, abgesehen von einem durch die Diagonalelemente der Matrix $\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)}$ festgelegten Skalierfaktor, die gewünschten Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b,k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b,k_S)}$, repräsentiert.
- Eine Komponente, die die Störungen der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$ der Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b,k_S)}$ durch alle anderen Datensymbole $\underline{s}_{n''}^{(b,k'_S)}$, $n' \neq n''$ und/oder $k'_S \neq k_S$, beschreibt.
- Eine Komponente, die den Einfluß des dem Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers überlagerten Rauschens $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ und nach der *Interblock-Signalverarbeitung* verbleibender Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$ nach (2.70) repräsentiert.

Für den blockspezifischen totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ kann die Kovarianzmatrix

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)} = \text{E} \left\{ \underline{\mathbf{s}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}^{(b)*\text{T}} \right\} \quad (4.3)$$

der Dimension $N^{(b)} \times N^{(b)}$ definiert werden. Diese Matrix ist eine mit dem Faktor zwei skalierte Einheitsmatrix, wenn, wie bereits erwähnt, angenommen wird, daß verschiedene Datensymbole unabhängig und aus dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) gewählt sind. Wie in [Kle96] gezeigt, läßt sich mit $\underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)}$ nach (4.3) und der Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{n'n'}}^{(b)}$ nach (2.71) der Störung $\underline{\mathbf{n}}'^{(b)}$ das Signal–Stör–Interferenz–Verhältnis (engl. signal-to-noise-and-interference-ratio, SNIR) der gemäß (4.2) ermittelten Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b,k_S)}$ von $\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$ durch

$$\begin{aligned} \gamma_{n'}^{(b,k_S)} = & \left(\left| \left[\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right]_{j,j} \right|^2 \left[\underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)} \right]_{j,j} \right) / \left(\left[\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)} \left(\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right)^{*T} \right]_{j,j} \right. \\ & \left. - 2 \text{Re} \left\{ \left[\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)} \right]_{j,j} \left[\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right]_{j,j}^* \right\} \right. \\ & \left. + \left| \left[\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right]_{j,j} \right|^2 \left[\underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)} \right]_{j,j} + \left[\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}_{\text{n'n'}}^{(b)} \tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)*T} \right]_{j,j} \right), \\ & j = \sum_{k'_S=1}^{k_S-1} N^{(b,k'_S)} + n', \end{aligned} \quad (4.4)$$

ausdrücken, wobei $[\cdot]_{j,j}$ für das j -te Diagonalelement der Matrix in Klammern steht.

4.1.2 Dekorrelator und Minimum–Varianz–Schätzer

Im folgenden soll angenommen werden, daß $\underline{\mathbf{A}}^{(b)}$ nach (2.69), $\underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)}$ nach (4.3) und $\underline{\mathbf{R}}_{\text{n'n'}}^{(b)}$ nach (2.71) am Referenzempfänger perfekt bekannt sind. Eine wesentliche bisher ungeklärte Frage beim Entwurf eines linearen Schätzers besteht in der auf der Kenntnis von $\underline{\mathbf{A}}^{(b)}$, $\underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{R}}_{\text{n'n'}}^{(b)}$ basierenden geeigneten Wahl einer Detektormatrix $\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$ nach (4.1). Zu diesem Zweck ist in einem ersten Schritt ein geeignetes Kriterium zu definieren, dem die Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ von $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ genügen soll. In einem zweiten Schritt kann eine dem gewählten Kriterium entsprechende Detektormatrix $\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$ nach (4.1) gewählt werden. Aus der Literatur [Kle96, Ver98, HMC99a] sind im wesentlichen die beiden folgenden linearen Schätzer bekannt:

- linearer Dekorrelator (engl. zero forcing block linear equalizer, ZF–BLE),
- Minimum-Varianz-Schätzer (engl. minimum mean square error block linear equalizer, MMSE–BLE).

Für die durch den linearen Dekorrelator und den Minimum-Varianz-Schätzer zu erfüllenden Kriterien gilt nach [Kle96]

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} = \arg \min_{\underline{\mathbf{s}}' \in \mathbb{C}^{N^{(b)}}} \begin{cases} \left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} - \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}' \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{n'n'}}^{(b)-1} \left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} - \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}' \right) & \text{(ZF–BLE),} \\ \text{E} \left\{ \|\underline{\mathbf{s}}' - \underline{\mathbf{s}}^{(b)}\|^2 \right\} & \text{(MMSE–BLE).} \end{cases} \quad (4.5)$$

Um den Kriterien nach (4.5) zu genügen ist die jeweilige Detektormatrix $\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$ nach (4.1) in folgender Weise zu wählen [Kle96]:

$$\underline{\mathbf{D}}^{(b)} = \begin{cases} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right)^{-1} \left[\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right] & \text{(ZF-BLE),} \\ \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{ss}}^{(b)-1} \right)^{-1} \left[\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right] & \text{(MMSE-BLE).} \end{cases} \quad (4.6)$$

4.2 Iterative Realisierung linearer Schätzer

4.2.1 Grundstruktur

Im folgenden wird von der iterativen, in Bild 4.2 gezeigten Schätzerstruktur zur *Intra-block-Signalverarbeitung* ausgegangen. Der zu Block b gehörige Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[r(\nu) \right]$ des Referenzempfängers wird zunächst, wie in Abschnitt 4.1 erläutert einer Bank signalangepaßter Filter zugeführt. Man erhält als Ausgangssignal dieser Filterbank die suffiziente Statistik

$$\underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)} = \left[\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right]^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \quad (4.7)$$

nach (2.91), die die gesamte für das Schätzen des Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ relevante Information im zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[r(\nu) \right]$ des Referenzempfängers enthält. Lineare Schätzer sind, wie in Abschnitt 4.1 dargelegt, dadurch charakterisiert, daß die Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ des totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ eine lineare Funktion von $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)}$ und damit von $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ ist, die sich durch eine Detektormatrix $\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$ beschreiben läßt, siehe (4.1).

Beim betrachteten iterativen Schätzer erhält man iterativ durch Anwenden linearer Funktionen die Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ des totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ nach (2.56). Der iterative Schätzer ist durch die lineare Vorwärtspfadfunktion und die lineare Rückwärtspfadfunktion vollständig definiert. Die Vorwärtspfadfunktion wird durch die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ und die Rückwärtspfadfunktion wird durch die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ beschrieben. Für die Schätzungen in der p -ten Iteration gilt

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) = \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \left(\underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)} - \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p-1) \right). \quad (4.8)$$

Es stellt sich also die Frage, ob man die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ und die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ so wählen kann, daß die Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$, siehe (4.8), des iterativen Schätzers gegen die Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$, siehe (4.1), eines vorgegebenen linearen Schätzers konvergieren, d.h. daß

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty) = \lim_{p \rightarrow \infty} \hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) = \underline{\mathbf{D}}^{(b)} \underline{\tilde{\mathbf{s}}}^{(b)} \quad (4.9)$$

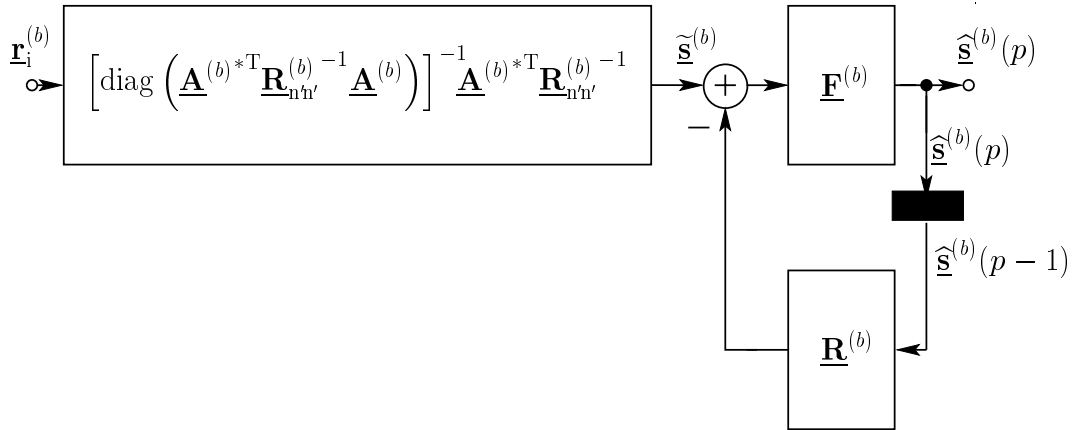


Bild 4.2. Struktur des zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzten linearen iterativen Schätzers

gilt. Im Falle der Konvergenz folgt aus (4.8) für den Grenzwert der iterativen Schätzungen

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty) = \left(\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1} + \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^{-1} \cdot \tilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}. \quad (4.10)$$

Damit der iterative Schätzer gegen den durch die Detektormatrix $\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$ beschriebenen linearen Schätzer konvergiert, muß demnach

$$\underline{\mathbf{D}}^{(b)-1} = \underline{\mathbf{F}}^{(b)-1} + \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \quad (4.11)$$

gelten. Es ist offensichtlich, daß es unendlich viele Pärchen von Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ gibt, die diese Bedingung erfüllen. Aus (4.11) folgt insbesondere auch die Lösung

$$\underline{\mathbf{F}}^{(b)} = \underline{\mathbf{D}}^{(b)}, \quad (4.12a)$$

$$\underline{\mathbf{R}} = \mathbf{0}^{(N^{(b)} \times N^{(b)})}, \quad (4.12b)$$

in der der iterative Schätzer zu einem nichtiterativen linearen Schätzer entartet.

4.2.2 Konvergenz und Konvergenzgeschwindigkeit

Zum Untersuchen der Konvergenz des iterativen Schätzers nach Bild 4.2 betrachtet man die Folge der iterativ gewonnenen Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ nach (4.8) des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ für $p = 0, 1, 2, \dots$. Dabei soll angenommen werden, daß $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0)$, d.h. der Startwert der Iteration, als A-priori-Information bekannt ist. Es ist beispielsweise denkbar, einen solchen Startwert $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0)$ durch Auswerten der Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b')}$, $\forall b', \mathbb{B}^{(b)} \cap \mathbb{B}^{(b')} \neq \emptyset$, nach (2.63) und deren Standardabweichungen $\sigma_0^{(b')}$ nach (2.65) zu ermitteln, die beide der *Intrablock-Signalverarbeitung* als Eingangsgrößen zur Verfügung stehen, siehe Abschnitt 2.7.2. Dieses Ermitteln erfolgt in analoger Weise zu dem auf den Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b')}$, $\forall b', \mathbb{B}^{(b)} \cap \mathbb{B}^{(b')} \neq \emptyset$, basierenden Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(ks)}(n)$ der

Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, gemäß der in den Abschnitten 2.8.2 und 2.8.3 dargelegten Vorgehensweisen zum *Kombinieren & Entscheiden*. Alternativ, d.h. wenn keine Schätzungen $\underline{\hat{s}}_0^{(b')}$ vorliegen oder keine Schätzungen $\underline{\hat{s}}_0^{(b)}$ in das Ermitteln von $\underline{\hat{s}}^{(b)}(p)$ einbezogen werden sollen, kann

$$\underline{\hat{s}}^{(b)}(0) = \mathbf{0}^{(N^{(b)})} \quad (4.13)$$

angenommen werden. Mit (4.8) folgt für die Serie $\underline{\hat{s}}^{(b)}(p)$ der iterativ gewonnenen Schätzungen

$$\begin{aligned} \underline{\hat{s}}^{(b)}(0) &= \underline{\hat{s}}^{(b)}(0), \\ \underline{\hat{s}}^{(b)}(1) &= \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} - \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)}(0), \\ \underline{\hat{s}}^{(b)}(2) &= \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} - \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} + \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)}(0), \\ \underline{\hat{s}}^{(b)}(3) &= \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} - \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} + \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} - \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)}(0), \\ &\vdots \\ \underline{\hat{s}}^{(b)}(p) &= \sum_{j=0}^{p-1} \left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^j \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} + \left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^p \underline{\hat{s}}^{(b)}(0). \end{aligned} \quad (4.14)$$

Die Matrix-Potenzreihe $\underline{\hat{s}}^{(b)}(p)$, $p \in \mathbb{N}_0$, nach (4.14) läßt sich in

$$\underline{\hat{s}}^{(b)}(p) = \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} - \left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^p \right) \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} + \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^{-1} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} + \left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^p \underline{\hat{s}}^{(b)}(0). \quad (4.15)$$

umschreiben. Die Matrix-Potenzreihe und damit auch der iterativ realisierte Schätzer konvergieren, falls der Betrag aller Eigenwerte der Matrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ kleiner eins ist. Dies ist genau dann der Fall, wenn der dem Betrag des betragsmäßig größten Eigenwertes entsprechende Spektralradius $\rho \left(\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)$ der Matrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ [Sch88] kleiner eins ist, d.h. falls

$$\rho \left(\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right) < 1 \quad (4.16)$$

gilt. Der Grenzwert

$$\underline{\hat{s}}^{(b)}(\infty) = \lim_{p \rightarrow \infty} \underline{\hat{s}}^{(b)}(p) \quad (4.17)$$

der Matrix-Potenzreihe ergibt sich im konvergenten Fall, d.h. falls (4.16) erfüllt ist, aufgrund von (4.15) wie erwartet zu

$$\underline{\hat{s}}^{(b)}(\infty) = \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} + \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^{-1} \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\hat{s}}^{(b)} = \underbrace{\left(\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1} + \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^{-1}}_{\underline{\mathbf{D}}^{(b)}} \underline{\hat{s}}^{(b)} \quad (4.18)$$

und ist damit unabhängig vom Startwert $\underline{\hat{s}}^{(b)}(0)$ des Iterationsprozesses. (4.18) offenbart: Ist der iterative Schätzer konvergent und wird eine ausreichend große Anzahl p von Iterationen durchlaufen, so strebt die nach p Iterationen erhaltene Schätzung $\underline{\hat{s}}^{(b)}(p)$ des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\hat{s}}^{(b)}$ unabhängig vom Startwert $\underline{\hat{s}}^{(b)}(0)$ des Iterationsprozesses gegen die Schätzung $\underline{\hat{s}}^{(b)}$ nach (4.1), die durch den nicht iterativen, durch die Detektormatrix $\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$ nach (4.11) charakterisierten linearen Schätzer geliefert wird. Der in Bild 4.2 gezeichnete iterative Schätzer läßt sich demnach als iterative Realisierung eines beliebigen zur *Intradblock-Signalverarbeitung* eingesetzten linearen Schätzers interpretieren.

4.2.3 Schätzfehler

Basierend auf der in der p -ten Iteration berechneten Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ nach (4.15) des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ läßt sich die Abweichung der in der p -ten Iteration berechneten Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ nach (4.15) vom Grenzwert $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)$ durch

$$\begin{aligned}\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty) &= -\left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\right)^p \left(\underline{\mathbf{I}}^{(N^{(b)})} + \underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\right)^{-1} \underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{s}}^{(b)} + \left(\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\right)^p \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0) \\ &= \left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\right)^p \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)\right)\end{aligned}\quad (4.19)$$

ausdrücken. Den Betrag dieser Abweichung kann man mit der Spektralnorm [Sch88] von Matrizen wie folgt abschätzen:

$$\begin{aligned}\left\|\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)\right\| &= \left\|\left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\right)^p \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)\right)\right\| \\ &\leq \left(\rho\left(\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\right)\right)^p \left\|\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)\right\|.\end{aligned}\quad (4.20)$$

Der Betrag der Abweichung in der p -ten Iteration und damit die Konvergenzgeschwindigkeit werden demnach vom Spektralradius $\rho\left(\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\right)$ der Matrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ bestimmt. Je kleiner der Spektralradius $\rho\left(\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\right)$ ist, desto schneller konvergiert der iterativ realisierte lineare Schätzer.

4.3 Allgemeine lineare parallele Interferenzelimination

4.3.1 Prinzip des Gruppenbildens und Verfahren

Die vom Verfasser vorgeschlagene allgemeine parallele Interferenzelimination (engl. parallel interference cancellation, PIC) basiert auf einer erstmals in [Var95] erwähnten Gruppenbildung. Die Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, werden in G Gruppen g , $g = 1 \dots G$, aufgeteilt. Im folgenden wird vereinfachend angenommen, daß die Gesamtanzahl $N^{(b)}$ der Block b zugeordneten Datensymbole ein Vielfaches der Anzahl G der Gruppen ist und daß in jeder Gruppe $N^{(b)}/G$ Datensymbole sind. Das Aufteilen der Datensymbole in die Gruppen kann man sich als einen zweistufigen Prozeß vorstellen:

- Zunächst wird aus dem totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ durch Umsortieren der Datensymbole ein umsortierter totaler Datenvektor

$$\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)} = \left(\underline{\mathbf{s}}_{G,1}^{(b)} \cdots \underline{\mathbf{s}}_{G,N^{(b)}}^{(b)}\right)^T \quad (4.21)$$

gebildet. Das Umsortieren erfolgt derart, daß sich die zu einer Gruppe gehörenden Datensymbole auf benachbarten Positionen im umsortierten totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$ befinden. Das Umsortieren läßt sich mathematisch durch eine Permutationsmatrix

$$\mathbf{P}^{(b)} = \begin{pmatrix} p_{1,1}^{(b)} & \cdots & p_{1,N^{(b)}}^{(b)} \\ \vdots & & \vdots \\ p_{N^{(b)},1}^{(b)} & \cdots & p_{N^{(b)},N^{(b)}}^{(b)} \end{pmatrix},$$

$$p_{i,j}^{(b)} = \begin{cases} 1 & \text{falls } \underline{\mathbf{s}}_{G,i}^{(b)} \hat{=} \underline{\mathbf{s}}_j^{(b)}, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad i, j = 1 \dots N^{(b)}, \quad (4.22)$$

beschreiben. Die Permutationsmatrix $\mathbf{P}^{(b)}$ ist eine orthonormale Matrix, d.h. es gilt

$$\mathbf{P}^{(b)\top} = \mathbf{P}^{(b)-1}. \quad (4.23)$$

Der umsortierte totale Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$ ergibt sich aus dem totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ durch Multiplizieren mit der Permutationsmatrix gemäß

$$\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)} = \mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{s}}^{(b)}. \quad (4.24)$$

- In einem zweiten Schritt werden die Datenvektoren $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b,g)}$, $g = 1 \dots G$, der Gruppen g , $g = 1 \dots G$, durch Ausschneiden von Abschnitten der Dimension $N^{(b)}/G$ aus dem umsortierten blockspezifischen totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$ gebildet. Es gilt somit

$$\underline{\mathbf{s}}_G^{(b,g)} = \left[\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)} \right]_{gN^{(b)}}^{1+(g-1)N^{(b)}/G}. \quad (4.25)$$

Die Block b zugehörige, um Interblock-Interferenz reduzierte Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des zu Block b gehörigen Ausschnitts des Empfangssignals $\left[r(\nu) \right]$ des Referenzempfängers kann mit der blockspezifischen Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{(b)}$, dem blockspezifischen totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$ und dem Rauschen $\underline{\mathbf{n}}'^{(b)}$ berechnet werden, siehe (2.69). Wenn man die Elemente im totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$ umsortiert, so muß man auch die Spalten in der Systemmatrix $\underline{\mathbf{A}}^{(b)}$ umsortieren. Aus (2.69) erhält man durch Einsetzen von (4.24) mit (4.23)

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} &= \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\top} \underline{\mathbf{s}}_G^{(b)} + \underline{\mathbf{n}}'^{(b)} \\ &= \underbrace{\underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\top}}_{\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}} \underline{\mathbf{s}}_G^{(b)} + \underline{\mathbf{n}}'^{(b)}. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Es folgt somit die umsortierte totale Systemmatrix

$$\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} = \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\top}. \quad (4.27)$$

Das umsortierte Ausgangssignal der Bank signalangepaßter Filter ergibt sich zu

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)} &= \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\top} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\top} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \\ &= \left(\text{diag} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\top} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\top} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\top} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \\ &= \mathbf{P}^{(b)} \tilde{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Mit den umsortierten Systemmatrizen

$$\underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} = \left[\underline{\mathbf{A}}_G^{(g)} \right]_{S_b^{(b)}, gN^{(b)}/G}^{1, 1+(g-1)N^{(b)}/G}, \quad g = 1 \dots G, \quad (4.29)$$

ergibt sich der Anteil des zu Block b gehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ — und damit auch der bereinigten Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ — des Empfangssignals $[\underline{\mathbf{r}}(\nu)]$, der von den Datensymbolen der g -ten Gruppe verursacht wird, zu

$$\underline{\mathbf{r}}_{iG}^{(b,g)} = \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \underline{\mathbf{s}}_G^{(b,g)}, \quad g = 1 \dots G. \quad (4.30)$$

Der zum Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b,g)}$ gehörende Teil des Ausgangssignals $\underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)}$ der Bank signalangepaßter Filter folgt damit zu

$$\begin{aligned} \underline{\hat{\mathbf{s}}}_G^{(b,g)} &= \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \\ &= \left[\underline{\mathbf{P}}^{(b)} \underline{\hat{\mathbf{s}}}^{(b)} \right]_{gN^{(b)}/G}^{1+(g-1)N^{(b)}/G}, \quad g = 1 \dots G. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Die Grundidee der allgemeinen parallelen Interferenzelimination besteht darin, die Interferenz zwischen den Datensymbolen einer Gruppe durch Dekorrelation zu eliminieren und die Interferenz durch Datensymbole anderer Gruppen iterativ durch Rekonstruieren und Abziehen der Interferenzsignale zu eliminieren. Für die verbesserte Schätzung $\underline{\hat{\mathbf{s}}}_G^{(b,g)}(p)$ des Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b,g)}$ der g -ten Gruppe in der p -ten Iteration ergibt sich

$$\begin{aligned} \underline{\hat{\mathbf{s}}}_G^{(b,g)}(p) &= \left(\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \right)^{-1} \\ &\quad \cdot \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \\ &\quad \cdot \left(\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} - \sum_{g'=1, g' \neq g}^G \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g')} \underline{\hat{\mathbf{s}}}_G^{(b,g')}(p-1) \right) \\ &= \underbrace{\left(\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \right)^{-1}}_{\underline{\mathbf{F}}_G^{(b,g)}} \\ &\quad \cdot \underbrace{\left(\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \cdot \underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} \right)}_{\underline{\hat{\mathbf{s}}}_G^{(b,g)}} \\ &\quad - \sum_{g'=1, g' \neq g}^G \underbrace{\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b,g')}}_{\underline{\mathbf{R}}_G^{(b,g,g')}} \\ &\quad \cdot \underline{\hat{\mathbf{s}}}_G^{(b,g')}(p-1) \\ &= \underline{\mathbf{F}}_G^{(b,g)} \cdot \left(\underline{\hat{\mathbf{s}}}_G^{(b,g)} - \sum_{g'=1, g' \neq g}^G \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,g,g')} \underline{\hat{\mathbf{s}}}_G^{(b,g')}(p-1) \right), \quad g = 1 \dots G. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Die G Matrix-Vektor-Gleichungen (4.32) lassen sich gemäß

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}(p) &= \underbrace{\begin{pmatrix} \underline{\mathbf{F}}_G^{(b,1)} & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \underline{\mathbf{F}}_G^{(b,G)} \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{F}}_G^{(b)}} \cdot \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)} - \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{0} & \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,1,2)} & \cdots & \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,1,G)} \\ \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,2,1)} & \mathbf{0} & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,G,1)} & \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,G,2)} & \cdots & \mathbf{0} \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{R}}_G^{(b)}} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}(p-1) \right) \\ &= \underline{\mathbf{F}}_G^{(b)} \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)} - \underline{\mathbf{R}}_G^{(b)} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}(p-1) \right) \end{aligned} \quad (4.33)$$

zu einer einzigen Matrix-Vektor-Gleichung zusammenfassen. Durch Zurücksortieren erhält man

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}(p) &= \underbrace{\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{F}}_G^{(b,1)} & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \underline{\mathbf{F}}_G^{(b,G)} \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{F}}^{(b)}} \mathbf{P}^{(b)} \\ &\cdot \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)} - \underbrace{\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \begin{pmatrix} \mathbf{0} & \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,1,2)} & \cdots & \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,1,G)} \\ \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,2,1)} & \mathbf{0} & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,G,1)} & \underline{\mathbf{R}}_G^{(b,G,2)} & \cdots & \mathbf{0} \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{R}}^{(b)}} \mathbf{P}^{(b)} \cdot \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}(p-1) \right) \\ &= \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)} - \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \cdot \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}(p-1) \right). \end{aligned} \quad (4.34)$$

(4.34) zeigt, daß die allgemeine parallele Interferenzelimination als Spezialfall des iterativen Schätzers nach Unterkapitel 4.2 mit einer speziellen Wahl der Vorwärtspfadmatri $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ und der Rückwärtspfadmatri $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ aufgefaßt werden kann. Die inverse Vorwärtspfadmatri $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ der allgemeinen parallelen Interferenzelimination erhält man demnach durch Ausschneiden der Diagonalblöcke der Dimension $(N^{(b)}/G) \times (N^{(b)}/G)$ der Matrix $\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}$ und anschließendes Umsortieren der Spalten und Zeilen gemäß

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{F}}^{(b)-1} &= \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \text{blockdiag} \left(\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \mathbf{P}^{(b)} \\ &= \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \right)^{-1} \text{blockdiag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \mathbf{P}^{(b)} \quad (4.35) \\ &= \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \text{blockdiag} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)}. \end{aligned}$$

Die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ der allgemeinen parallelen Interferenzelimination erhält man durch Ausschneiden der Offdiagonalblöcke der Dimension $(N^{(b)}/G) \times (N^{(b)}/G)$ der Matrix $\left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}$ und anschließendes Umsortieren der Spalten und Zeilen gemäß

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} &= \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \mathbf{P}^{(b)} \\ &= \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right) \mathbf{P}^{(b)} \quad (4.36) \\ &= \left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)}. \end{aligned}$$

Im Falle weißen Rauschens $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$ nach (2.69) ergeben sich die vereinfachten Formeln

$$\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1} = \left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \quad (4.37)$$

und

$$\underline{\mathbf{R}}^{(b)} = \left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \quad (4.38)$$

zum Berechnen der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ bzw. der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$.

Im allgemeineren Fall, daß die G Gruppen nicht gleich groß sind, erhält man ein zusammengehöriges Pärchen von inverser Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ und Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$, indem die Elemente $\left[\left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right]_{i,j}$, $i, j = 1 \dots N^{(b)}$, der Matrix $\left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}$ auf die inverse Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ und die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ unter Einhalten der drei im folgenden dargestellten Nebenbedingungen verteilt werden.

- Reflexivität:

Alle Diagonalelemente $\left[\left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right]_{i,i}$ sind in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ enthalten.

- Symmetrie:

Wenn das Element $\left[\left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right]_{i,j}$ in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ enthalten ist, dann ist auch das Element $\left[\left(\text{diag}\left(\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}\right)\right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}_G^{(b)} \right]_{j,i}$ in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ enthalten.

- Transitivität:

Wenn das Element $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right]_{i,j}$ und das Element $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right]_{j,k}$ in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ enthalten sind, dann ist auch das Element $\left[\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right]_{i,k}$ in der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ enthalten.

Die durch die Auswahl der Elemente der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ definierte Relation ist eine Äquivalenzrelation [Wen91]. Die Anzahl der Äquivalenzklassen [Wen91] entspricht dabei der Anzahl G der Gruppen. Wie man durch Analyse von (4.35) und (4.36) überprüfen kann, genügen die inverse Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ nach (4.35) und die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ nach (4.36) diesen Bedingungen.

Falls das Verfahren der allgemeinen parallelen Interferenzelimination konvergiert, so erhält man aus (4.10) durch Einsetzen der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ nach (4.35) und der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ nach (4.36) den Grenzwert $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)$. Aufgrund des Konstruktionsprinzips der inversen Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ nach (4.35) und der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ nach (4.36) gilt

$$\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1} + \underline{\mathbf{R}}^{(b)} = \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right)^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)}. \quad (4.39)$$

Ist die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination konvergent, so folgt ausgehend von (4.10) mit (4.39) für den Grenzwert

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty) = \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right)^{-1} \left[\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right] \tilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}. \quad (4.40)$$

Das heißt, falls das Verfahren der allgemeinen parallelen Interferenzelimination konvergiert, so konvergiert es gegen die vom nicht iterativen Dekorrelator nach Abschnitt 4.1.2 gelieferte Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (4.6).

4.3.2 Konvergenz und Konvergenzgeschwindigkeit

Da, wie oben dargelegt, die allgemeine parallele Interferenzelimination als Spezialfall des iterativen Schätzers nach Unterkapitel 4.2 interpretiert werden kann, läßt sich eine Konvergenzbedingung für die allgemeine parallele Interferenzelimination unmittelbar durch Auswerten der Ergebnisse aus Abschnitt 4.2.2 angeben. Durch Einsetzen der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)-1}$ nach (4.35) und der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ nach (4.36) in

(4.15) folgt, daß die in der p -ten Iteration erhaltene Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{x}}}^{(b)}(p)$ gemäß

$$\begin{aligned}
\widehat{\underline{\mathbf{x}}}^{(b)}(p) &= \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} - \left(-\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right) \right)^{-1} \\
&\quad \cdot \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \Big)^p \\
&\quad \cdot \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} + \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right) \right)^{-1} \\
&\quad \cdot \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \Big)^{-1} \\
&\quad \cdot \left(\left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right. \\
&\quad \cdot \left. \text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \right)^{-1} \widehat{\underline{\mathbf{x}}}^{(b)} \\
&\quad + \left(-\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right) \right)^{-1} \\
&\quad \cdot \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \Big)^p \widehat{\underline{\mathbf{x}}}^{(b)}(0). \tag{4.41}
\end{aligned}$$

angegeben werden kann. Nach (4.16) konvergiert das Verfahren der allgemeinen parallelen Interferenzelimination genau dann, wenn der Betrag aller Eigenwerte der Matrix $\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right)^{-1} \cdot \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)}$, d.h. insbesondere der dem Betrag des betragsmäßig größten Eigenwerts entsprechende Spektralradius der Matrix $\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right)^{-1} \cdot \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)}$ kleiner eins ist:

$$\begin{aligned}
\rho \left(\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right) \right)^{-1} \\
\cdot \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \Big) < 1. \tag{4.42}
\end{aligned}$$

Im Falle weißen Rauschens $\underline{\mathbf{n}}'^{(b)}$ nach (2.69) vereinfacht sich die Konvergenzbedingung zu

$$\rho \left(\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right) \right)^{-1} \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \Big) < 1. \tag{4.43}$$

Die Abschätzung des Betrags der Abweichung der Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ in der p -ten Iteration vom Grenzwert $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)$ erfolgt analog zu Abschnitt 4.2.3. Mit (4.19) erhält man für die Abweichung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)$ in der p -ten Iteration

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty) &= - \left(- \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\underset{N^{(b)}/G}{\text{blockdiag}} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right)^{-1} \right. \\ &\quad \cdot \underset{N^{(b)}/G}{\text{blockdiag}} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \Big)^p \\ &\quad \cdot \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty) \right). \end{aligned} \quad (4.44)$$

Der Betrag der Abweichung läßt sich wiederum mit der Spektralnorm der Matrizen gemäß

$$\begin{aligned} \left\| \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty) \right\| &\leq \left(\rho \left(\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\underset{N^{(b)}/G}{\text{blockdiag}} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right)^{-1} \right. \right. \\ &\quad \cdot \underset{N^{(b)}/G}{\text{blockdiag}} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \Big)^p \\ &\quad \cdot \left\| \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0) - \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty) \right\| \end{aligned} \quad (4.45)$$

abschätzen [Sch88].

4.3.3 Mehrteilnehmereffizienz

In Abschnitt 2.2.3 wurde das Gütemaß Mehrteilnehmereffizienz zur Bewertung der Leistungsfähigkeit eines Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung eingeführt. Dieses Gütemaß soll im folgenden zum Analysieren der Leistungsfähigkeit der vorgeschlagenen linearen Verfahren zur *Intra-Block-Signalverarbeitung* verwendet werden.

In Abschnitt 4.3.1 wurde bereits gezeigt, daß die durch die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination ermittelte Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ nach (4.41) des zu Block b gehörigen blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ gegen die durch den nicht iterativen Dekorrelator nach Abschnitt 4.1.2 gelieferte Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (4.1) und (4.6) strebt, wenn

- die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination konvergiert und
- eine ausreichende Anzahl p von Iterationen durchlaufen wird.

Dies impliziert, daß in diesem Fall die zu einem Datensymbol $\underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$ gehörige durch die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination erzielbare Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{P_{b,d},m}^{(k_s)}$, $m = 2n \dots 2n + 1$, nach (2.34) für einen festen Zustand der Mobilfunkkanäle und

damit ein festes Set der kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{b}}^{(b,k_s,n')}$ nach (2.45) gleich der Mehrteilnehmereffizienz

$$\eta_{n'}^{(b,k_s)} = \eta_{P_{b,d},m}^{(k_s)} = \frac{1}{\left[\underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right]_{n'',n''} \left[\left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right)^{-1} \right]_{n'',n''}}, \quad (4.46)$$

$$n'' = \sum_{k'_s=1}^{k_s-1} N^{(b,k'_s)} + n' - 1, n^{(b,k_s)}(n') = n, m = 2n \dots 2n + 1,$$

des nicht iterativen Dekorrelators wird. Gleiches gilt für die das Gesamtensemble aller auftretenden Zustände der Mobilfunkkanäle betrachtende mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d}}$ gemäß (2.39).

Wenn die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination nicht für alle Zustände der Mobilfunkkanäle konvergiert bzw. eine nicht ausreichende Anzahl p von Iterationen durchlaufen wird, dann ist die mit allgemeiner linearer paralleler Interferenzelimination erzielbare Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_s)}$ bzw. die erzielbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{P_{b,d}}$ kleiner als die des nicht iterativen Dekorrelators. Der Grund für dieses Verhalten liegt darin, daß die nicht konvergente Natur der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination keine neuen Informationen in den Schätzprozeß einbringt. Somit kann die Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ des zu Block b gehörigen blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ beim Betrachten vieler Realisierungen des Rauschens $\underline{\mathbf{n}}'^{(b)}$ nicht zuverlässiger werden als beim nicht iterativen Dekorrelator. Eine detaillierte Analyse des Einflusses der (fehlenden) Konvergenz und des Schätzfehlers $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) - \hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)$ nach (4.44) infolge einer nicht unendlichen Anzahl p von durchlaufenen Iterationen erfolgt zweckmäßigerweise durch Simulation. Diese Zusammenhänge sollen im folgenden Unterkapitel 4.4 für verschiedene Möglichkeiten der Gruppenwahl studiert werden.

4.4 Spezialfälle der Gruppenwahl

4.4.1 Vorbemerkung

In diesem Unterkapitel soll die Leistungsfähigkeit der vorgeschlagenen Verfahren zur *Intra-block-Signalverarbeitung* untersucht werden. Daher soll im folgenden angenommen werden, daß die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ nach (2.62), die im Block b , $b \in \mathbb{Z}$, zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $[\underline{\mathbf{r}}(\nu)]$ des Referenzempfängers enthalten ist, perfekt durch die *Interblock-Signalverarbeitung* eliminiert wurde, d.h. $\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$ nach (2.70) ist der Nullvektor.

Wenn die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination konvergiert und eine ausreichende Anzahl p von Iterationen durchlaufen wird, dann strebt die Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$

nach (4.41) des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{s}^{(b)}$ nach (2.56) unabhängig von der Wahl der Gruppen gegen den Grenzwert $\widehat{\underline{s}}^{(b)}(\infty)$ nach (4.40). Die Güte der bei verschiedenen Möglichkeiten der Gruppenwahl erhaltenen Schätzungen $\widehat{\underline{s}}^{(b)}(p)$ nach einer ausreichenden Anzahl p von Iterationen ist daher gleich. Dies bedeutet, daß durch die in diesem Unterkapitel zu diskutierenden Simulationsergebnisse zu klären ist, welchen Einfluß die Wahl der Gruppen auf die Konvergenz und die Konvergenzgeschwindigkeit der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination hat, und welche Auswirkungen die gegebenenfalls nicht gewährleistete Konvergenz auf die Güte der erhaltenen Schätzungen $\widehat{\underline{s}}^{(b)}(p)$ zeigt.

Prinzipiell ist es bei der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination ratsam, möglichst kleine Gruppen zu bilden. In diesem Fall ist die Anzahl der gleichzeitig innerhalb einer Gruppe g , $g = 1 \dots G$, durch den Dekorrelator zu berücksichtigenden Datensymbole klein und somit dessen Komplexität gering [Sch99]. Andererseits ist jedoch anzumerken, daß grundsätzlich die Konvergenz der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination umso problematischer wird, je größer die Anzahl G der Gruppen wird, deren zugeordnete Datensymbole wechselseitig schädliche Interferenz bewirken. Bei bekannter Anzahl $N^{(b)}$ der Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, ist folglich zu klären, inwiefern die Konvergenz und damit die Güte der durch die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination gelieferten Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ durch die Wahl kleiner Gruppen beeinträchtigt wird.

Das Szenario, das als Grundlage für die durchgeführten Analysen dient, läßt sich folgendermaßen charakterisieren:

- Es wird sowohl die Aufwärtsstrecke als auch die Abwärtsstrecke eines CDMA-Mobilfunksystems betrachtet. In beiden Fällen wird angenommen, daß der Mehrteilnehmerzugriff in synchroner Weise, siehe auch Abschnitt 1.2.1, erfolgt. Aufwärtsstrecke und Abwärtsstrecke unterscheiden sich dann lediglich in der Hinsicht, daß bei der Aufwärtsstrecke die für die einzelnen CDMA-codespezifischen Sendesignale $\left[\underline{t}^{(k_s)}(\nu) \right]$, $k_s = 1 \dots K_s$, nach (1.12) geltenden Kanalimpulsantworten $\left[\underline{h}^{(k_s)}(\mu, \nu) \right]$ nach (1.14) im allgemeinen unterschiedlich sind, während in der Abwärtsstrecke diese stets gleich sind, d.h.

$$\left[\underline{h}^{(1)}(\mu, \nu) \right] = \dots = \left[\underline{h}^{(K_s)}(\mu, \nu) \right] \quad (4.47)$$

gilt.

- Als Kanalmodell wird das nach COST 207 bekannte Kanalmodell Bad Urban (BU) [COS89] verwendet. Als maximale Anzahl W der potentiell von null verschiedenen Folgenglieder $\underline{h}^{(k_s)}(\mu, \nu)$, $\mu \in \mathbb{Z}$, wird dabei 57 angenommen. Für die Bandbreite B des betrachteten CDMA-Mobilfunksystems wird 3,84 MHz, für die die maximal auftretende Dopplerfrequenz bestimmende Geschwindigkeit der Mobilstationen wird 3 km/h vorausgesetzt. Bei der Wahl dieser Parameter orientierte man sich an den für typische Mobilfunksysteme der dritten Generation [3GP01, 3GP99, HKK⁺00] üblichen Parametern.

- Für die datensymbolspezifischen CDMA-Signaturen $\underline{\mathbf{c}}^{(k_S, n)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, nach (1.8) gilt

$$\underline{\mathbf{c}}^{(k_S, n)} = \underline{\mathbf{c}}^{(k_S)}, \forall n \in \mathbb{Z}, \quad (4.48)$$

d.h. es wird davon ausgegangen, daß alle einem CDMA-codespezifischen Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.12) zugehörigen Datensymbole eine gleiche CDMA-Signatur verwenden. Alle CDMA-Signaturen $\underline{\mathbf{c}}^{(k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, bilden ein Set aus paarweise orthogonalen zufällig verwürfelten Walsh-Codes [Pro95]. Der Spreizfaktor Q nach (1.8) ist 16.

- Die Energie des Beitrages $\underline{s}^{(k_S)}(n) \left[\underline{c}^{(k_S, n)}(\nu) \right]$ je eines Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, zum CDMA-codespezifischen Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.12) wird so eingestellt, daß sich für jedes Datum $s^{(k_S)}(m)$, $m \in \mathbb{Z}$, $k_S = 1 \dots K_S$, das gleiche Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers einstellt. Diese Situation ist insbesondere dann gegeben, wenn in dem betrachteten CDMA-Mobilfunksystem ein Verfahren zur schnellen Leistungsregelung [Bin01] in Verbindung mit CDMA-Codepooling-Konzepten [LB00, Lu02], siehe auch Unterkapitel 1.3, eingesetzt wird.
- Die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_S)}(m) = +1)$ und $P(s^{(k_S)}(m) = -1)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, werden als gleich angenommen.
- Die Wahl der Grenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_b^{(b)}$ des Block b zugehörigen Ausschnittes $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers erfolgt entsprechend den Ausführungen in Unterkapitel 3.3 gemäß (3.9a) und (3.9b), siehe auch Bild 3.1. Das heißt, in jedem einem Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ sind insgesamt NK_S Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n = bN_b \dots bN_b + N - 1$, energetisch vollständig enthalten, die diesem Block b gemäß (3.10) und (3.11) zugeordnet werden.
- Für die Störung $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$ nach (2.46) wird, wie bereits mehrfach erwähnt, angenommen, daß diese einer Gaußverteilung genügt und spektral weiß ist.
- Zur *Intrablock-Signalverarbeitung* wird die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination nach Unterkapitel 4.3 eingesetzt. Dabei werden p gleich N_{it} Iterationsschritte durchlaufen. Als Startwert $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0)$ nach Abschnitt 4.2.2 wird der Nullvektor gemäß (4.13) gewählt.

Die Leistungsfähigkeit der untersuchten Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* wird durch die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_n^{(b, k_S)}$ bzw. die mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ nach Abschnitt 2.2.3 und zusätzlich durch den Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\bar{P}_b\}$ nach (2.39) bewertet. $E\{\bar{P}_b\}$ ist dabei als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.24) der in den Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zusammengefaßten Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m = 2n \dots 2n + 1$, aufgetragen.

4.4.2 Nicht iterativer Dekorrelator

Der nicht iterative Dekorrelator nach Abschnitt 4.1.2 läßt sich als Spezialfall der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination auffassen. Dazu werden alle dem Block b zugehörigen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, einer Gruppe zugeordnet, d.h. es gilt für die Permutationsmatrix $\mathbf{P}^{(b)}$ nach (4.22)

$$\mathbf{P}^{(b)} = \mathbf{I}^{(N^{(b)})} \quad (4.49)$$

und für die Anzahl der Gruppen

$$G = 1. \quad (4.50)$$

Der bei der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination anfallende Rechenaufwand wird im wesentlichen durch die Anzahl der einer Gruppe zugeordneten Datensymbole und damit der Dimension der durch Matrixinversion zu gewinnenden Matrizen $\mathbf{F}_G^{(b,g)}$, $g = 1 \dots G$, nach (4.32) bestimmt [MJWT01, Web02]. Die Wahl der Gruppen gemäß (4.49) und (4.50) hat damit — verglichen mit anderen Möglichkeiten zur Wahl der Gruppen — einen maximalen Rechenaufwand zu Folge, da beim nicht iterativen Dekorrelator die Gesamtheit aller $N^{(b)}$ dem Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, in einem Schritt betrachtet werden muß und somit die Dimension der Matrix $\mathbf{F}_G^{(b,1)}$ nach (4.32) maximal wird.

Die zur einem Block b zugehörigen *Intra-Block-Signalverarbeitung* eingesetzte allgemeine lineare parallele Interferenzelimination mit der Wahl der Gruppen nach (4.49) und (4.50) ist — insofern die blockspezifischen kombinierten Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}^{(b,k_S,n)}$ nach (2.45) der diesem Block b zugeordneten Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, linear unabhängig sind — für alle Kombinationen aus CDMA-Signaturen $\underline{\mathbf{c}}^{(k_S,n)}$ nach (1.8) und Kanalimpulsantworten $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$ nach (1.14) konvergent. Denn in diesem entarteten Fall gilt erwartungsgemäß

$$\underline{\mathbf{R}}^{(b)} = \mathbf{0}^{(N^{(b)} \times N^{(b)})}, \quad (4.51)$$

d.h. es erfolgt keine Rückkopplung. Die zum nicht iterativen Dekorrelator führende Wahl der Gruppen der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination gemäß (4.49) und (4.50) ist daher optimal im Sinne der Konvergenz.

Wie bereits in Abschnitt 4.4.1 erläutert, ist die durch allgemeine lineare parallele Interferenzelimination bei einer bestimmten Wahl der Gruppen g , $g = 1 \dots G$, erreichbare Güte der Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ höchstens so groß wie die Güte der durch den nicht iterativen Dekorrelator erhaltenen Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$. Der nicht iterative Dekorrelator ist daher als Referenzfall zu betrachten. Jedes auf allgemeiner linearer paralleler Interferenzelimination basierende Verfahren zur *Intra-Block-Signalverarbeitung* mit einer anderen als der durch (4.49) und (4.50) gegebenen Wahl der Gruppen muß sich daher im Hinblick auf die erzielbare Zuverlässigkeit der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ am nicht iterativen Dekorrelator messen lassen. Aus diesem Grund soll im folgenden die Leistungsfähigkeit des nicht iterativen Dekorrelators beleuchtet werden.

Bild 4.3 zeigt die Verteilungsfunktion der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$, d.h. die Wahrscheinlichkeit dafür, daß $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ nicht größer als eine variable Schwelle E ist, sowohl in der Aufwärtsstrecke als auch in der Abwärtsstrecke für verschiedene Anzahlen K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes. Es ist zu beobachten, daß prinzipiell die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ mit zunehmender Anzahl K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes abnimmt. Dabei ist insbesondere festzustellen, daß bei gleichem K_S die in der Aufwärtsstrecke erzielbare Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ im allgemeinen kleiner ist als die in der Abwärtsstrecke erzielbare. Dies hängt damit zusammen, daß bei Verwenden orthogonaler CDMA-Signaturen $\underline{c}^{(k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (4.48), siehe Abschnitt 4.4.1, im allgemeinen die wechselseitig zwischen zwei Datensymbolen auftretende schädliche Interferenz im Falle unterschiedlicher für die jeweiligen Datensymbole wirksamer Kanalimpulsantworten größer ist als im Falle gleicher Kanalimpulsantworten [Kle96]. Für zunehmende K_S fällt auf, daß die Graphen der Aufwärtsstrecke infolge des bezogen auf die Abwärtsstrecke höheren Diversitätsgrades der Aufwärtsstrecke [Pap00] steiler verlaufen als die entsprechenden Graphen der Abwärtsstrecke.

Die Beobachtung, daß die in der Abwärtsstrecke erzielbare Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ generell höher ist als die in der Aufwärtsstrecke erzielbare Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ spiegelt sich auch in den Bildern 4.5 und 4.6 wider. Diese Bilder zeigen den Erwartungswert $E \left\{ \eta_{n'}^{(b,k_S)} \right\}$ der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ bzw. die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ nach Abschnitt 2.2.3 als Funktion der Anzahl K_S der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes. Es ist zu beobachten, daß sowohl $E \left\{ \eta_{n'}^{(b,k_S)} \right\}$ als auch $\bar{\eta}_{0,01}$ linear mit K_S sinken. Bereits in [BW98b] wurde von dieser Abhängigkeit berichtet und eine empirische Formel zum Ermitteln des Kehrwertes des Erwartungswertes $E \left\{ \eta_{n'}^{(b,k_S)} \right\}$ der Mehrteilnehmereffizienz — der mittleren SNR-Degradation — vorgeschlagen. Eine theoretische, auf Grundsätzen der Random-Matrix-Theorie [Met91] basierende Analyse, die diesen Zusammenhang theoretisch beleuchtet, findet sich in [Mül01].

Bild 4.4 gibt die Verteilungsfunktion der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ für verschiedene K_S wieder, wobei die Blocklänge N nach (3.9) als Parameter dient. Unabhängig von der Anzahl K_S der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes ist zu beobachten, daß prinzipiell mit zunehmender Blocklänge N die Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ sinkt. Dieser Effekt ist plausibel, da mit zunehmender Blocklänge N die Anzahl der durch den nicht iterativen Dekorrelator zu berücksichtigenden wechselseitig schädliche Interferenz bewirkenden Datensymbole steigt und somit ein ähnlicher Effekt wie bei Erhöhen der Anzahl K_S der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes eintritt. Die Resultate in Bild 4.4 belegen, daß man im Sinne einer möglichst effizienten *Intrablock-Signalverarbeitung* anstreben muß, Blöcke mit möglichst kleiner Blocklänge N nach (3.9) zu bilden.

Abschließend ist in Bild 4.7 der Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \left\{ \bar{P}_b \right\}$ nach (2.39) als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S,m)}$ nach (2.24) für verschiedene K_S betrachtet. Es ist ersichtlich, daß sowohl in der Aufwärtsstrecke als auch in der Abwärtsstrecke die Zuverlässigkeit der durch den nichtiterativen Dekorrelator ermittelten Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(b)}(p)$ des blockspezifischen totalen Datenvektor $\underline{s}^{(b)}$ nach (2.56)

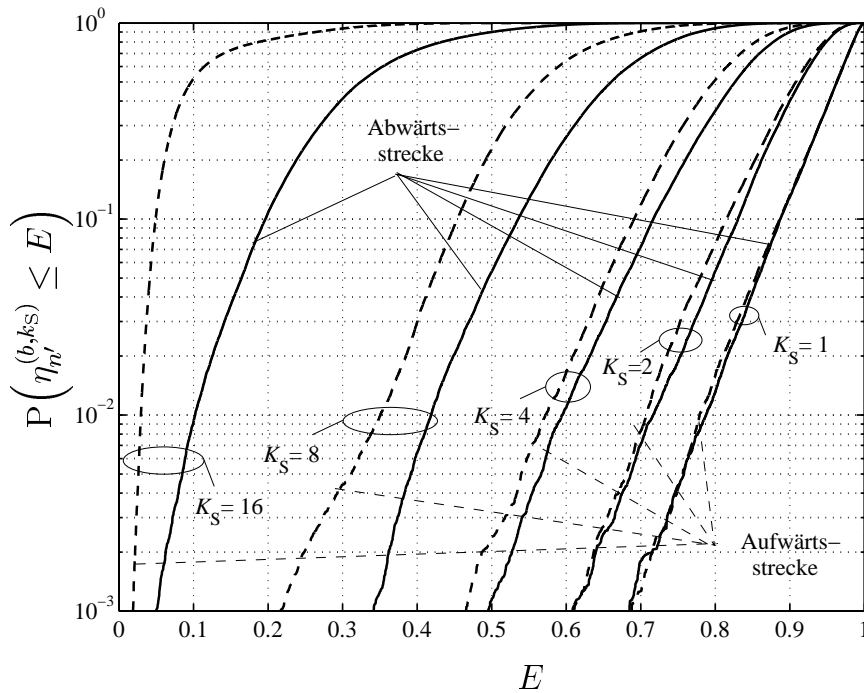


Bild 4.3. Verteilungsfunktion $P(\eta_{n'}^{(b,ks)} \leq E)$ der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,ks)}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für den nicht iterativen Dekorrelator mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16, Q = 16, N = 10$

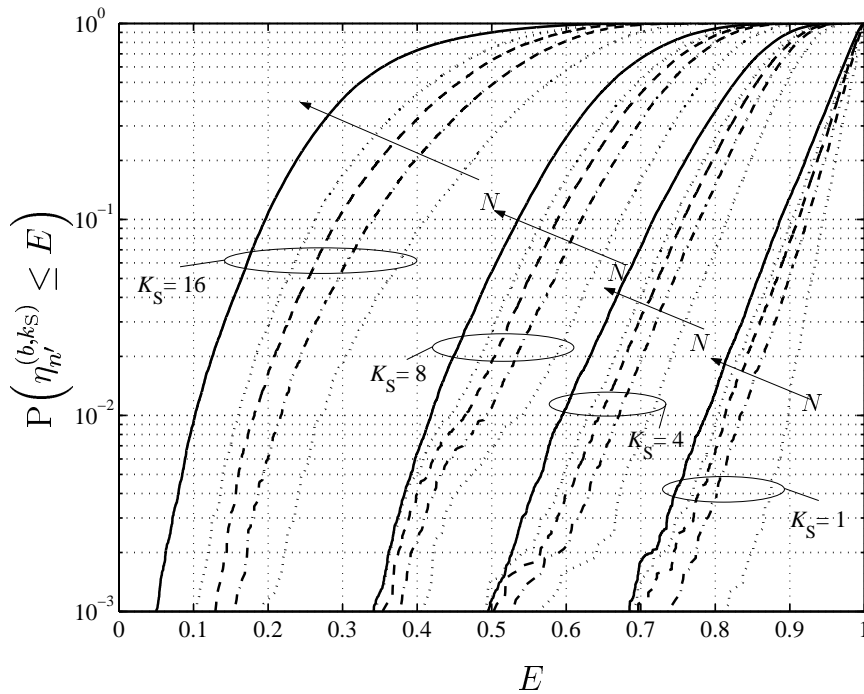


Bild 4.4. Verteilungsfunktion $P(\eta_{n'}^{(b,ks)} \leq E)$ der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,ks)}$ in der Abwärtsstrecke für den nicht iterativen Dekorrelator mit $K_S = 1, 4, 8, 16, Q = 16, N = 2, 3, 4, 5, 10$

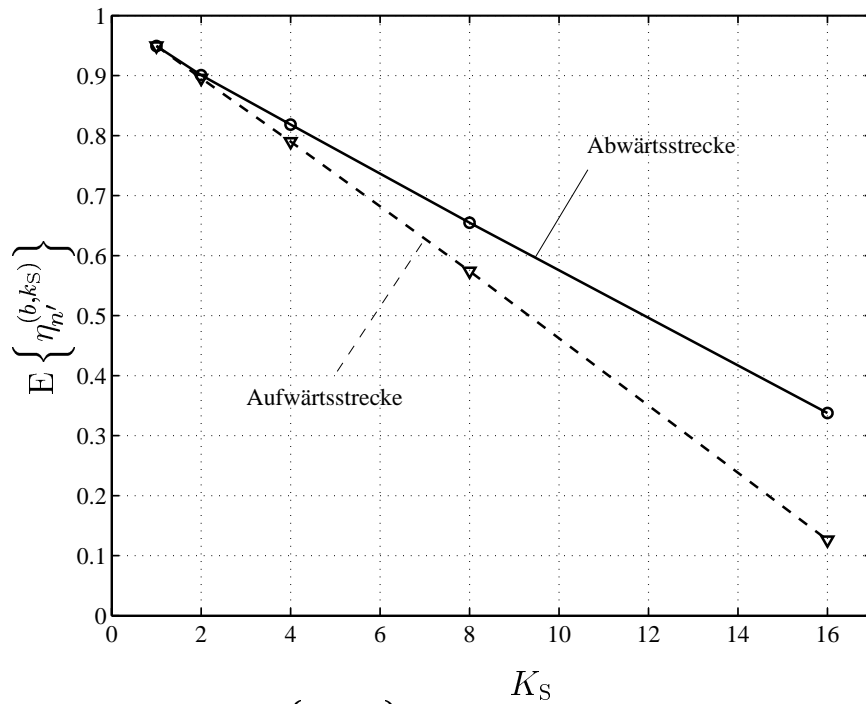


Bild 4.5. Erwartungswert $E \left\{ \eta_{n'}^{(b,k_S)} \right\}$ der Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b,k_S)}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für den nicht iterativen Dekorrelator mit $Q = 16$, $N = 10$

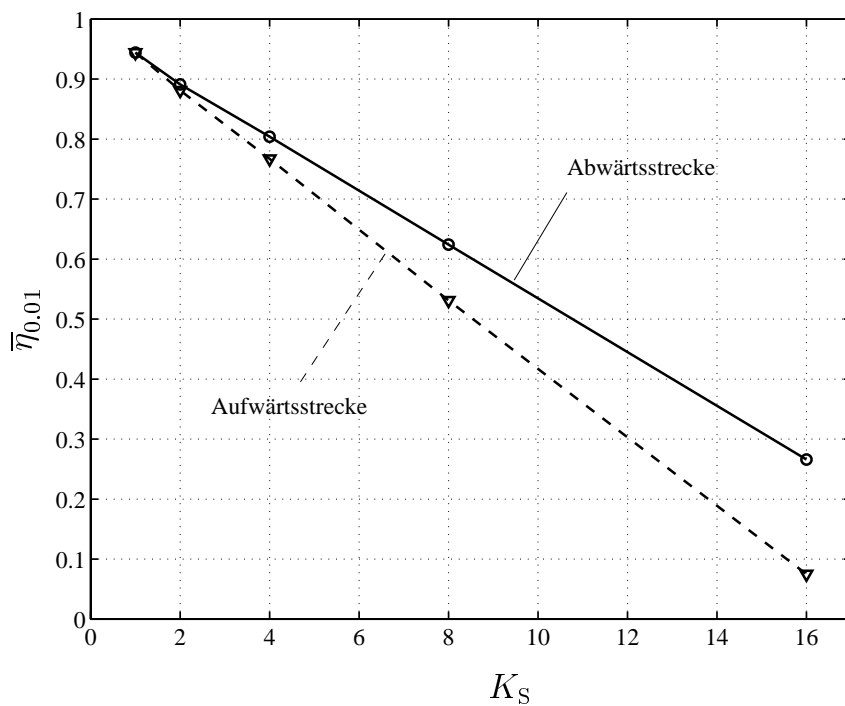


Bild 4.6. Mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,0.1}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für den nicht iterativen Dekorrelator mit $Q = 16$, $N = 10$

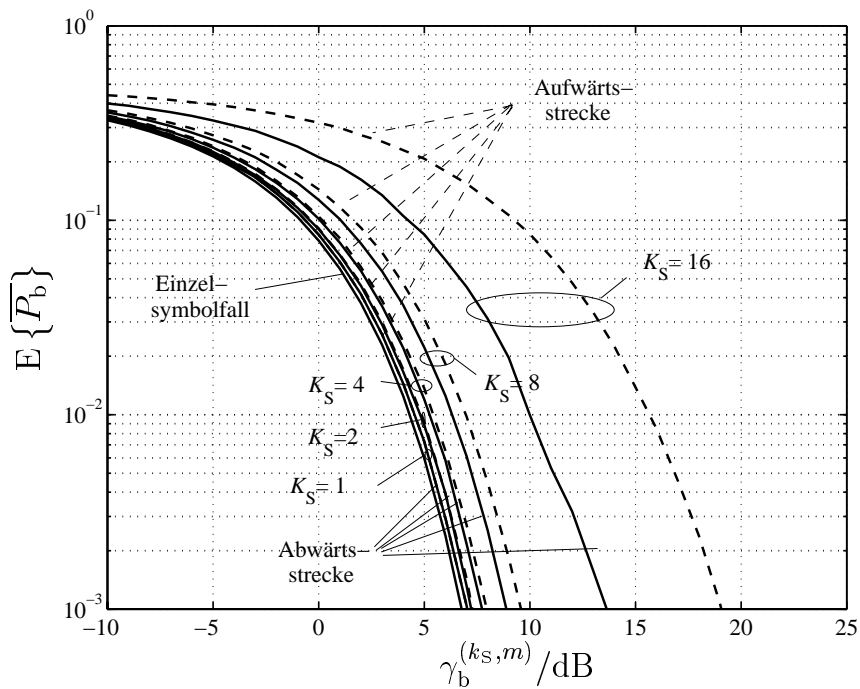


Bild 4.7. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für den nicht iterativen Dekorrelator mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$

für Werte von K_S bis zu vier nur wenig vom theoretischen Optimum abweicht. Als theoretisches Optimum wird dabei, wie in Abschnitt 2.2.3 erläutert, die Leistungsfähigkeit des Verfahrens nach Abschnitt 2.2.2 für den Einzelsymbolfall verwendet. Für K_S gleich acht hingegen ist bereits zu erkennen, daß zum Einhalten einer zulässigen Bitfehlerrate von 10^{-2} beim nicht iterativen Dekorrelator in der Abwärtsstrecke ein um zirka 2,5 dB größeres bzw. in der Aufwärtsstrecke ein um zirka 3 dB größeres Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nötig ist als beim Einzelsymbolfall. Für K_S gleich 16 verstärkt sich dieser Unterschied auf ca. 6 dB bzw. 12 dB. Diese Zahlen verdeutlichen eindrucksvoll den Preis, der für das gleichzeitige Nutzen eines einzigen Übertragungsmediums durch viele CDMA-Codes zu zahlen ist, vgl. auch Unterkapitel 1.1 und Abschnitt 2.2.3. In Kapitel 5 werden Verfahren der *Intra-block-Signalverarbeitung* untersucht, die es erlauben, diesen Preis zu senken.

4.4.3 Symbolweise parallele Interferenzelimination

Symbolweise parallele Interferenzelimination ist dadurch gekennzeichnet, daß jedes dem Block b zugeordnete Datensymbol $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, einer eigenen Gruppe g , $g = 1 \dots G$, zugewiesen wird, d.h. es gilt für die Permutationsmatrix $\mathbf{P}^{(b)}$ nach (4.22)

$$\mathbf{P}^{(b)} = \mathbf{I}^{(N^{(b)})} \quad (4.52)$$

und für die Anzahl der Gruppen

$$G = N^{(b)}. \quad (4.53)$$

Da die Anzahl der pro Gruppe zugewiesenen Datensymbole zu eins, d.h. minimal gewählt wird, ist der bei der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination anfallende Rechenaufwand bei fester Anzahl N_{it} der zu durchlaufenden Iterationsschritte und Wahl der Gruppen gemäß (4.52) und (4.53) — d.h. bei symbolweiser paralleler Interferenzelimination — im Vergleich zu allen anderen Möglichkeiten der Gruppenwahl minimal. Bei symbolweiser paralleler Interferenzelimination ist pro Gruppe g , $g = 1 \dots G$, nur ein einziges Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, zu berücksichtigen, so daß die G durch die Matrizen $\underline{\mathbf{F}}_G^{(b,g)}$, $g = 1 \dots G$, beschriebenen Dekorrelatoren entfallen können. Für die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ nach (4.35) folgt dann

$$\underline{\mathbf{F}}^{(b)} = \mathbf{I}^{(N^{(b)})}, \quad (4.54)$$

d.h. $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ wird zur Einheitsmatrix der Dimension $N^{(b)} \times N^{(b)}$.

Im Hinblick auf die Konvergenz der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination ist die Wahl der Gruppen nach (4.52) und (4.53), d.h. symbolweise parallele Interferenzelimination, im allgemeinen die problematischste Möglichkeit der Gruppenwahl, was im folgenden beleuchtet werden soll. Bild 4.8 zeigt die komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ nach (4.42), die sich ergibt, wenn die für die CDMA-codespezifischen Sendesignale $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, wirksamen Kanalimpulsantworten $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, der Mobilfunkkanäle alle möglichen durch das betrachtete Kanalmodell vorgegebenen Realisierungen durchlaufen. Die Graphen zeigen Resultate sowohl für die Aufwärtsstrecke als auch für die Abwärtsstrecke sowie für verschiedene Anzahlen K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes.

Aufgrund der Ausführungen in Abschnitt 4.3.2 ist bekannt, daß die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination genau dann nicht konvergiert, wenn der Spektralradius ρ nach (4.42) größer als eins wird. Ein Betrachten der komplementären Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ für den Wert R gleich eins gibt somit unmittelbar Aufschluß darüber, in wieviel Prozent aller Fälle die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination nicht konvergiert. Es zeigt sich, daß lediglich für K_S gleich eins die Wahrscheinlichkeit $P(\rho > 1)$ kleiner als 10^{-3} ist und somit die Konvergenz der symbolweisen parallelen Interferenzelimination sehr wahrscheinlich ist. Jedoch bereits für K_S gleich zwei bzw. vier ist zu erkennen, daß in der Abwärtsstrecke bereits in ca. 3 Prozent bzw. in ca. 47 Prozent aller Fälle die symbolweise parallele Interferenzelimination divergiert; für K_S gleich acht und größer ist die symbolweise parallele Interferenzelimination praktisch immer divergent. Für die Aufwärtsstrecke ergeben sich sehr ähnliche Resultate. Diese Ergebnisse belegen, daß der Einsatz symbolweiser paralleler Interferenzelimination für die *Intrablock-Signalverarbeitung* sehr problematisch ist und daher andere Vorgehensweisen zur Gruppenwahl bevorzugt werden sollten.

Speziell für die Abwärtsstrecke zeigt Bild 4.9 die Abhängigkeit der komplementären Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ von der Blocklänge N nach (3.9). Die Graphen verdeutlichen, daß bei festgehaltenem K_S mit zunehmender Blocklänge

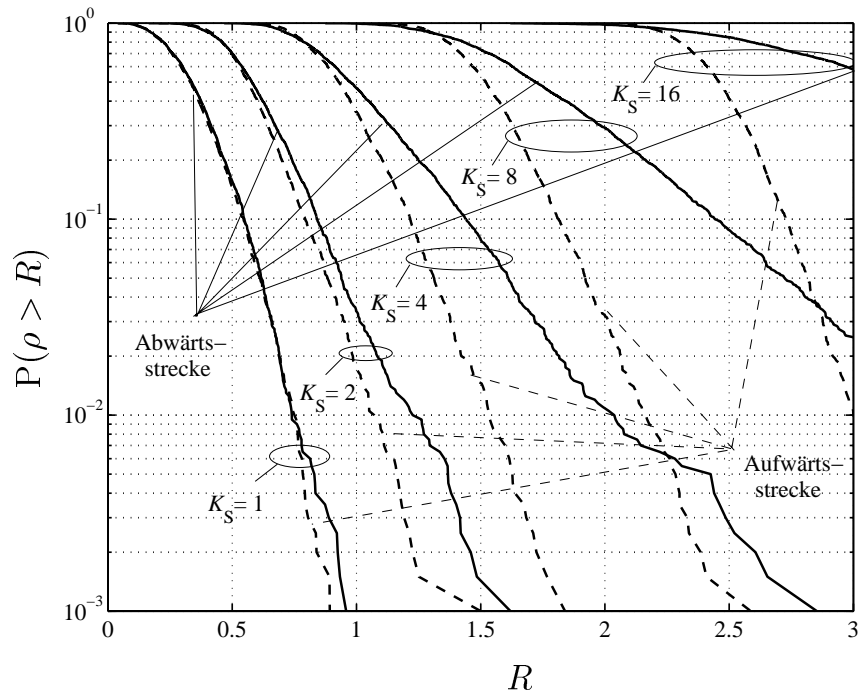


Bild 4.8. Komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für symbolweise parallele Interferenzelimination mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$

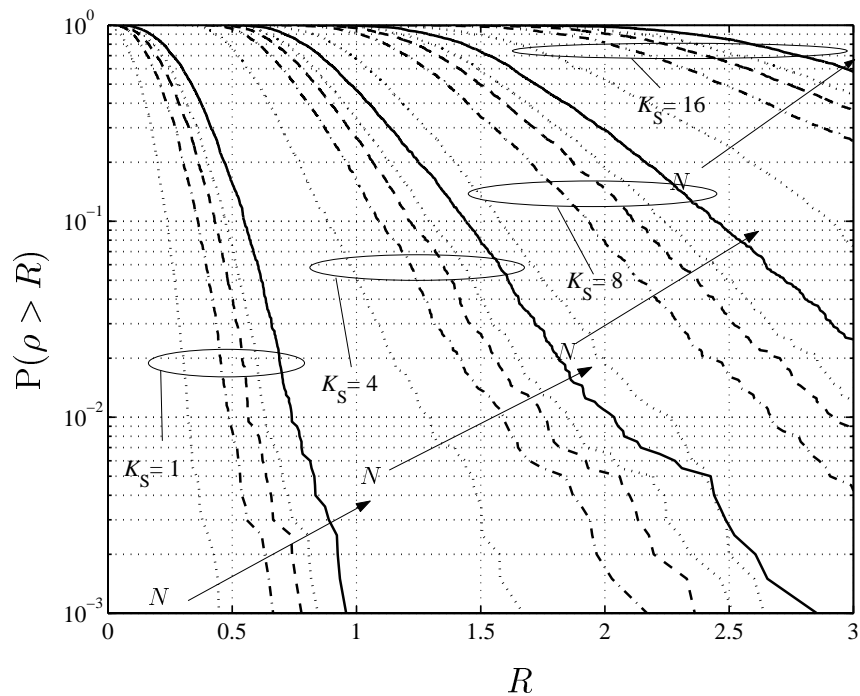


Bild 4.9. Komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ in der Abwärtsstrecke für symbolweise parallele Interferenzelimination mit $K_S = 1, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 2, 3, 4, 5, 10$

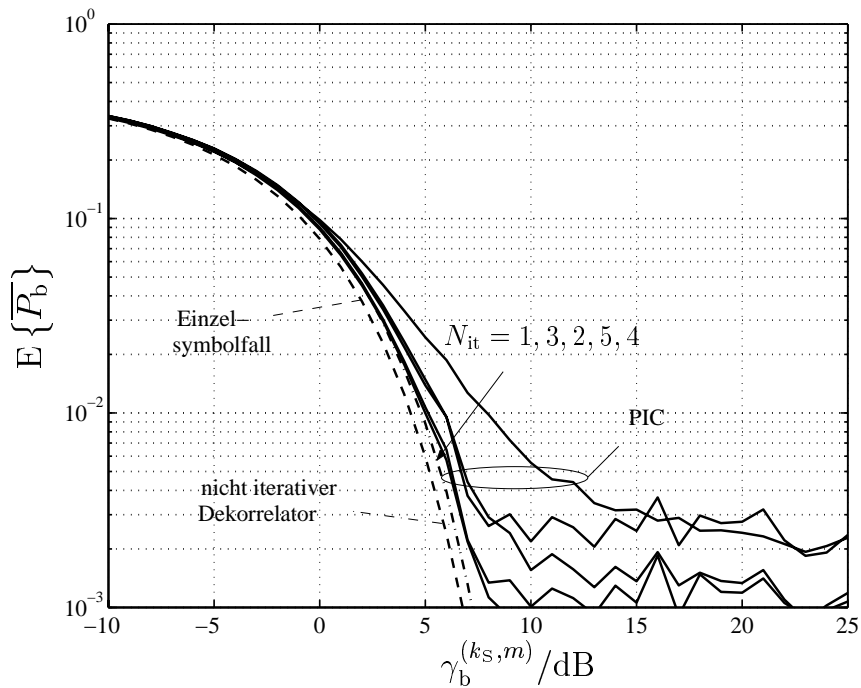


Bild 4.10. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für symbolweise parallele Interferenzelimination (PIC) mit $K_S = 2$, $Q = 16$, $N = 10$

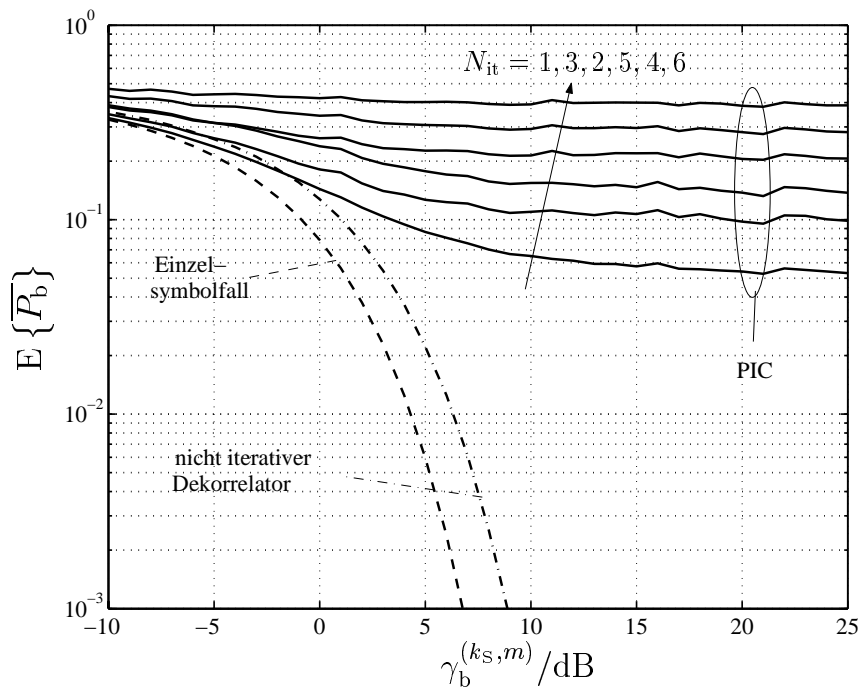


Bild 4.11. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für symbolweise parallele Interferenzelimination (PIC) mit $K_S = 8$, $Q = 16$, $N = 10$

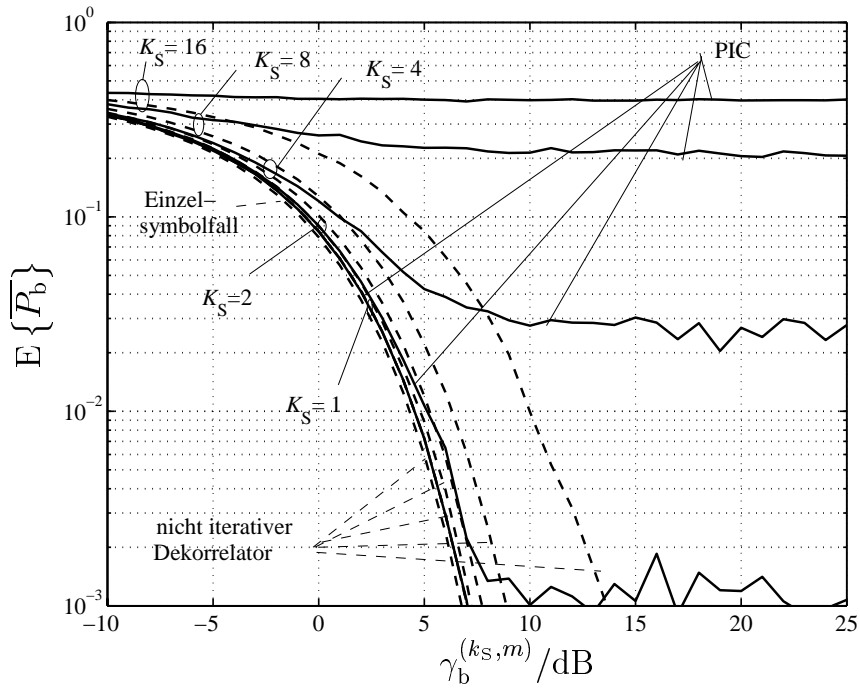


Bild 4.12. Erwartungswert $E \{ \overline{P}_b \}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für symbolweise parallele Interferenzelimination (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

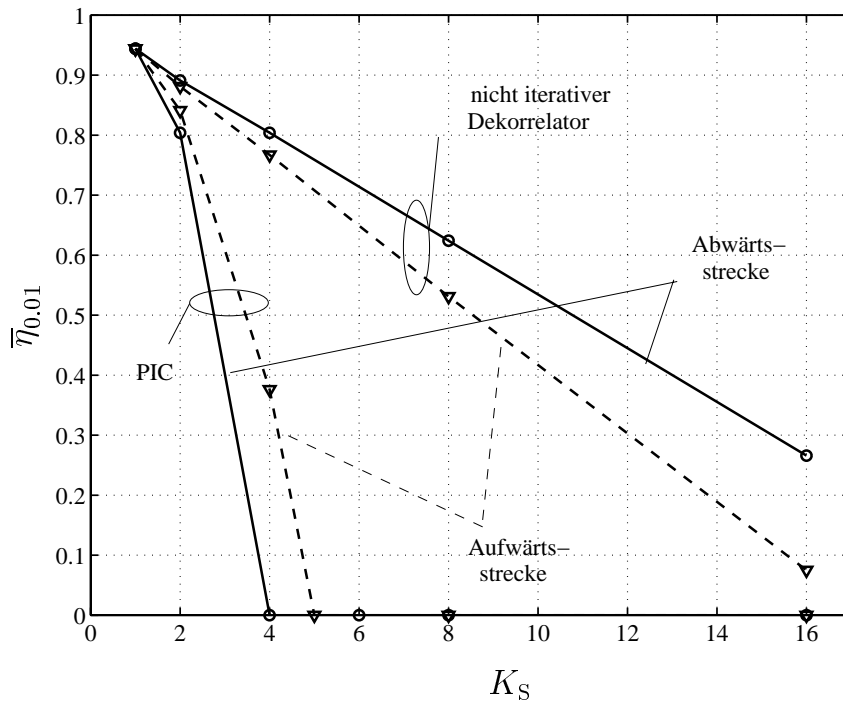


Bild 4.13. Mittlere Effizienz $\overline{\eta}_{0.01}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für die symbolweise parallele Interferenzelimination (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

N die Wahrscheinlichkeit $P(\rho > 1)$ dafür zunimmt, daß die symbolweise parallele Interferenzelimination divergiert. Dieses Ergebnis ist plausibel, da mit zunehmender Blocklänge N die Anzahl der in der symbolweisen parallelen Interferenzelimination zu berücksichtigenden wechselseitig schädliche Interferenz bewirkenden Datensymbole steigt. Es tritt somit ein ähnlicher Effekt wie bei Erhöhen der Anzahl K_S der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes ein. Für K_S gleich vier steigt die Wahrscheinlichkeit $P(\rho > 1)$ bei Variieren von N zwischen 2 und 10 von 5 Prozent auf 50 Prozent. Diese Zahlen verdeutlichen, daß es im Sinne des Sicherstellens der Konvergenz der *Intrablock-Signalverarbeitung* angestrebt werden muß, Blöcke mit möglichst kleiner Blocklänge N nach (3.9) zu bilden.

Die Bilder 4.10 und 4.11 visualisieren, welchen Einfluß die Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationen auf den als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.24) aufgetragenen Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ nach (2.39) der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b hat. Bild 4.10 zeigt dabei $E\{\overline{P}_b\}$ für K_S gleich zwei, d.h. eine Situation, in der nach Bild 4.8 die Wahrscheinlichkeit dafür, daß die symbolweise parallele Interferenzelimination nicht konvergiert, bei zirka drei Prozent liegt. Es ist zu beobachten, daß durch Erhöhen der Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationen zumindest für Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_b^{(k_S, m)}$ kleiner 7 dB der Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ für symbolweise parallele Interferenzelimination sich asymptotisch dem Erwartungswert der durch den nicht iterativen Dekorrelator erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ nach Bild 4.7 annähert. Dies ist auch zu erwarten, da wie in Abschnitt 4.3.3 erläutert und in (4.40) mathematisch ausgedrückt, im Falle von Konvergenz der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination die nach einer ausreichenden Anzahl von Iterationen N_{it} erhaltene Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(b)}(N_{it})$ unabhängig von der Wahl der Gruppen gegen die durch den nicht iterativen Dekorrelator gelieferte Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(b)}$ nach (4.1) und (4.6) strebt. Für große Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_b^{(k_S, m)}$ ist jedoch auch zu beobachten, daß ein Erhöhen von $\gamma_b^{(k_S, m)}$ keine weitere Verringerung von $E\{\overline{P}_b\}$ bewirkt. $E\{\overline{P}_b\}$ läuft in einen Fehlerteppich [Pro95] und ist somit nach unten begrenzt. Dieser Fehlerteppich repräsentiert die angesprochenen drei Prozent aller Fälle, in denen die symbolweise parallele Interferenzelimination nicht konvergiert.

Es sei angemerkt, daß für ein festes Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S, m)}$ der Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ nicht stetig durch Erhöhen von N_{it} verringert werden kann. Dieser Zusammenhang ist jedoch anschaulich plausibel, wenn die Abweichung $\hat{\underline{s}}^{(b)}(N_{it}) - \hat{\underline{s}}^{(b)}(\infty)$ nach (4.44) der in der N_{it} -ten Iteration gewonnenen Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(b)}(N_{it})$ von der durch den nicht iterativen Dekorrelator gelieferten Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(b)}$ nach (4.1) und (4.6) betrachtet wird. Wird eine beliebige aber feste Komponente von $\hat{\underline{s}}^{(b)}(N_{it}) - \hat{\underline{s}}^{(b)}(\infty)$ herausgegriffen, so bleibt bei Variieren von N_{it} das Vorzeichen der betreffenden herausgegriffenen Komponente im allgemeinen nicht gleich. Dies bedeutet, wenn $\hat{\underline{s}}^{(b)}(N_{it})$ zum Ermitteln von Schätzungen der in $\underline{s}^{(b)}$ beinhalteten Daten $s^{(k_S)}(m)$, $(k_S, \lfloor m/2 \rfloor) \in \mathbb{B}^{(b)}$, verwendet wird, so wird je nach Vorzeichen der Komponenten von $\hat{\underline{s}}^{(b)}(N_{it}) - \hat{\underline{s}}^{(b)}(\infty)$ die Distanz zwischen Schätzung $\hat{\underline{s}}^{(b)}(N_{it})$ und der zum Ermitteln der Schätzungen von $s^{(k_S)}(m)$ nötigen Entscheidungsschwellen vergrößert oder verkleinert. Die Ergebnisse in Bild 4.10 zeigen jedoch auch, daß durch Erhöhen der Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationen über einen Wert von fünf hinaus keine signifikante weitere Verbesserung der Güte

der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ (N_{it}) erzielt werden kann. In den folgenden Simulationen soll daher — insofern keine gegenteiligen Aussagen gemacht werden — N_{it} zu fünf gewählt werden.

Bild 4.11 zeigt $E\{\overline{P_b}\}$ für K_S gleich acht, d.h. eine Situation, in der nach Bild 4.8 die Wahrscheinlichkeit dafür, daß die symbolweise parallele Interferenzelimination nicht konvergiert, bei nahezu 100 Prozent liegt. Erwartungsgemäß strebt der Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P_b}\}$ für steigende N_{it} gegen 50 Prozent.

In Bild 4.12 wird der Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P_b}\}$ nach (2.39) als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.24) für verschiedene K_S betrachtet. Es ist in Übereinstimmung mit den Resultaten aus Bild 4.8 ersichtlich, daß durch symbolweise parallele Interferenzelimination lediglich für eine Anzahl K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes von bis zu zwei die durch den nicht iterativen linearen Dekorrelator vorgegebene Güte der Schätzungen erreicht werden kann. Für K_S größer gleich vier ist es unabhängig vom Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nicht möglich die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten. Diese Beobachtungen äußern sich auch in Bild 4.13, in dem die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0.01}$ nach Abschnitt 2.2.3 als Funktion der Anzahl K_S der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes dargestellt ist. Für K_S größer drei in der Abwärtsstrecke bzw. größer vier in der Aufwärtsstrecke ist es nicht möglich die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten, so daß die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0.01}$ zu null wird.

4.4.4 Parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz

Bei der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz sind jeweils die Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b, k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b, k_S)}$, in einer Gruppe, die auf das gleiches CDMA-codespezifische Sendesignal $\left[\underline{\mathbf{t}}^{(k_S)}(\nu) \right]$ zurückgehen, d.h. es gibt

$$G = K_S \quad (4.55)$$

Gruppen mit je N Datensymbolen. Die Permutationsmatrix $\mathbf{P}^{(b)}$ nach (4.22) entspricht der Einheitsmatrix

$$\mathbf{P}^{(b)} = \mathbf{I}^{(N^{(b)})}. \quad (4.56)$$

Bei dieser Art der Gruppenbildung wird die Intersymbol-Interferenz zwischen den auf das gleiche CDMA-codespezifische Sendesignal $\left[\underline{\mathbf{t}}^{(k_S)}(\nu) \right]$ zurückgehenden Datensymbolen durch das gemeinsame Schätzen der Datensymbole der jeweiligen Gruppe unschädlich gemacht.

Betrachtet man die Konvergenzeigenschaften der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination bei Wahl der Gruppen gemäß (4.55) und (4.56) — und das ist die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz — so zeichnet sich ein ähnliches Bild ab, wie das bereits bei der symbolweisen parallelen Interferenzelimination beobachtete.

Bild 4.14 zeigt für verschiedene Anzahlen K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes die komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ nach (4.42), deren Entstehung in Abschnitt 4.4.3 erläutert wird. Dabei wird auf die Darstellung der Graphen für K_S gleich eins verzichtet, da die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz in diesem Fall in den nicht iterativen Dekorrelator übergeht, der stets konvergent ist. Lediglich für einen Wert für K_S von höchstens zwei kann die Konvergenz der parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz in nahezu 100 Prozent aller Fälle garantiert werden. Bereits für K_S gleich vier ist die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz in der Abwärtsstrecke in 10 Prozent bzw. in der Aufwärtsstrecke in 4 Prozent aller Fälle divergent; für größere Werte von K_S ist die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz praktisch immer divergent. Somit liegt die Wahrscheinlichkeit für Konvergenz der parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz nur sehr wenig über der bei symbolweiser paralleler Interferenzelimination nach Abschnitt 4.4.3. Dies kann man damit erklären, daß ausgehend von der symbolweisen parallelen Interferenzelimination bei der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz die dominante Vielfachzugriffs-Interferenz nach wie vor iterativ in ihrer schädlichen Wirkung reduziert werden muß.

Die Abhängigkeit der komplementären Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ nach (4.42) in der Abwärtsstrecke von der Blocklänge N nach (3.9) ist in Bild 4.15 für verschiedene K_S dargestellt. In Analogie zu Bild 4.9 ist auch hier festzustellen, daß für ein festes K_S die Wahrscheinlichkeit dafür, daß die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz konvergiert, mit zunehmendem N sinkt. Im Gegensatz zu den Ergebnissen aus Bild 4.9 ist jedoch zu beobachten, daß dieser Effekt nicht so stark ausgeprägt ist, wie bei der symbolweisen parallelen Interferenzelimination. Diese Beobachtung ist plausibel, da bei der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz die Blocklänge N lediglich die Größe $N^{(b)}/G$ einer Gruppe g , $g = 1 \dots G$, nicht jedoch die Anzahl G der Gruppen beeinflusst. Schädliche Interferenz zwischen derselben Gruppe g , $g = 1 \dots G$, zugewiesenen Datensymbolen wird jedoch durch lineare Dekorrelation eliminiert. Im Hinblick auf die Konvergenz der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz bedeutet dabei eine steigende Blocklänge N lediglich

- ein Verringern der durch die zur gruppenweise Dekorrelation eingesetzten linearen Dekorrelatoren erzielbaren Mehrteilnehmereffizienz, siehe auch Bild 4.4, und damit eine zunehmend unzuverlässigere Interferenzrekonstruktion nach (4.32) und
- eine leichte Zunahme der zwischen verschiedenen Gruppen bestehenden Interferenz.

Nichtsdestotrotz ist es im Sinne des Sicherstellens der Konvergenz der *Intrablock-Signalverarbeitung* erstrebenswert Blöcke mit möglichst kleiner Blocklänge N nach (3.9) zu bilden.

Die Bilder 4.16 und 4.17 visualisieren, welchen Einfluß die Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationen auf den als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.24) aufgetragenen Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ nach (2.39) hat. Die bereits für symbolweise parallele Interferenzelimination in den Bildern 4.10 und 4.11 gemachten Beobachtungen lassen sich auch hier bestätigen. In Bild 4.16 ist dabei $E\{\overline{P}_b\}$ für K_S gleich zwei aufgetragen, d.h. eine Situation in der gemäß Bild 4.14 die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz

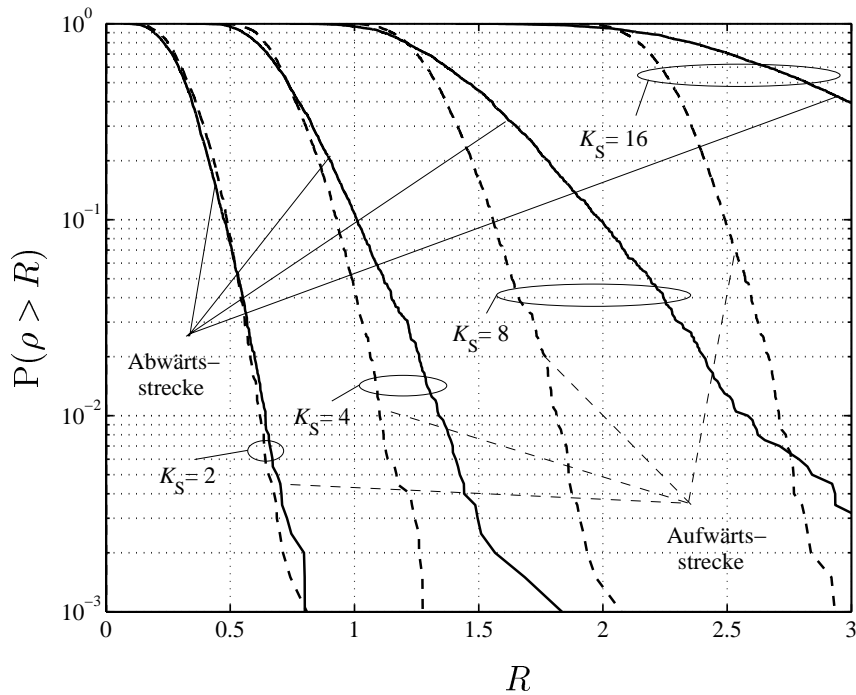


Bild 4.14. Komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz mit $K_S = 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$

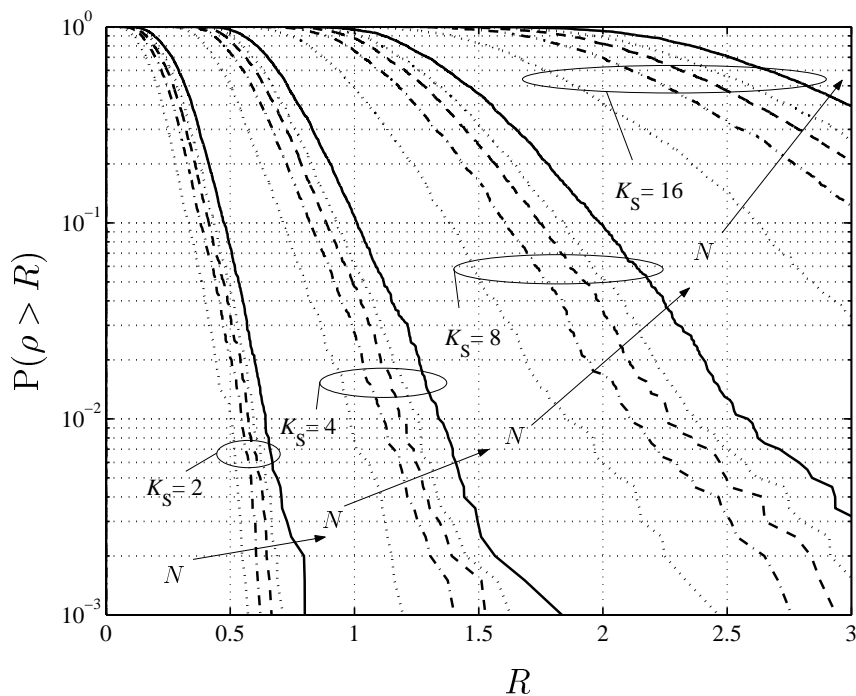


Bild 4.15. Komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ in der Abwärtsstrecke bei paralleler Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz mit $K_S = 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 2, 3, 4, 5, 10$

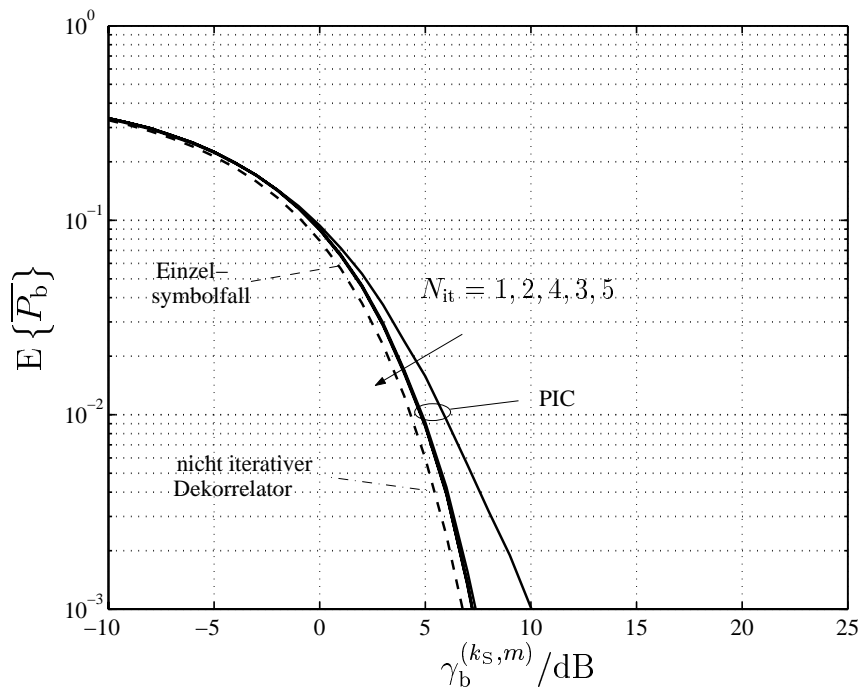


Bild 4.16. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC) mit $K_S = 2$, $Q = 16$, $N = 10$

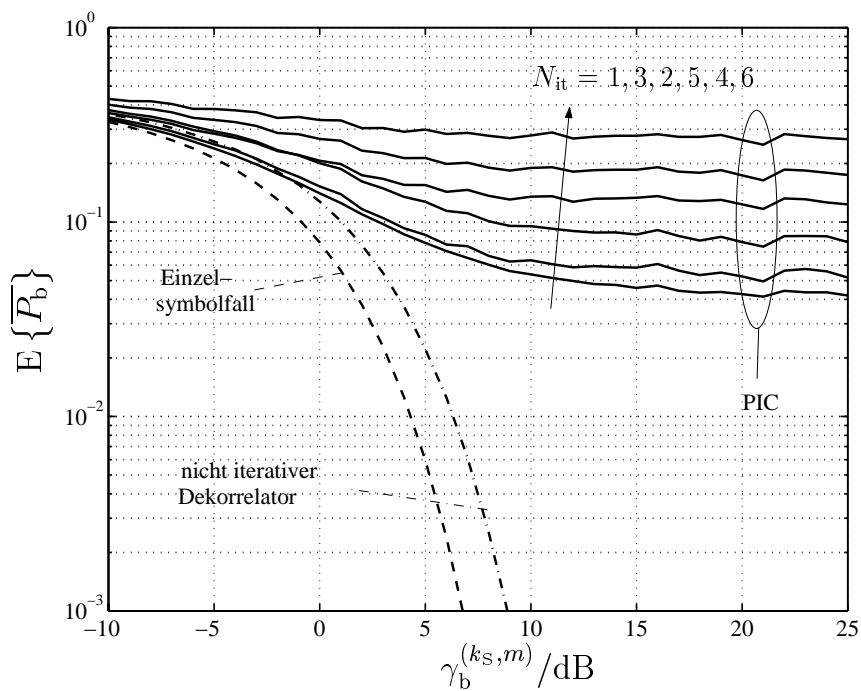


Bild 4.17. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC) mit $K_S = 8$, $Q = 16$, $N = 10$

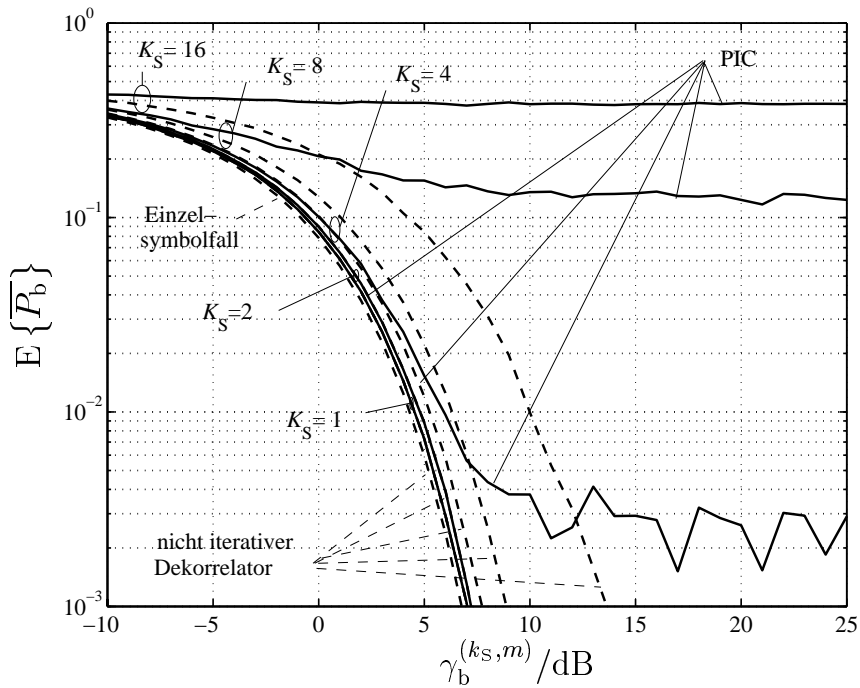


Bild 4.18. Erwartungswert $E\{\bar{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \bar{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16, Q = 16, N = 10, N_{it} = 5$

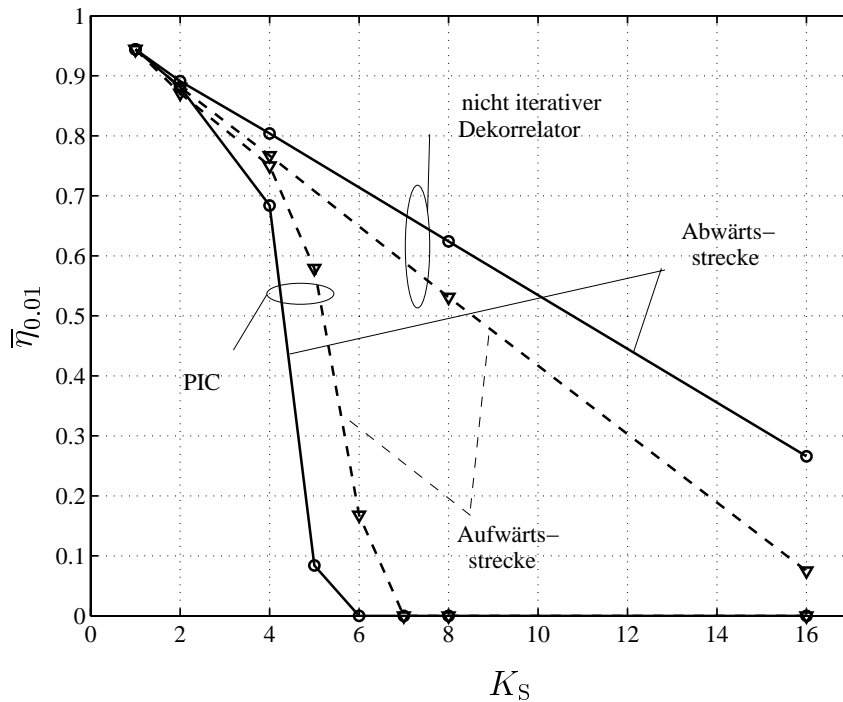


Bild 4.19. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $Q = 16, N = 10, N_{it} = 5$

in nahezu 100 Prozent aller Fälle konvergiert. Erwartungsgemäß strebt für steigende N_{it} der zur parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz gehörige Graph gegen den zum nicht iterativen Dekorrelator gehörigen Graph. Ein Fehlerteppich, wie er bei der symbolweisen parallelen Interferenzelimination beobachtet wird, siehe auch Bild 4.10, ist bei der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz infolge der nahezu vollständig gesicherten Konvergenz nicht vorhanden.

In Bild 4.18 wird der Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P_b}\}$ nach (2.39) als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.24) für verschiedene K_S betrachtet. Ähnlich wie bereits in Bild 4.12 für die symbolweise parallele Interferenzelimination ist entsprechend den Resultaten aus Bild 4.14 ersichtlich, daß durch parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz lediglich für eine Anzahl K_S von gleichzeitig aktiven CDMA-Codes von bis zu zwei die durch den nicht iterativen Dekorrelator vorgegebene Güte der Schätzungen erzielt werden kann. Für K_S gleich vier ist bereits ein Fehlerteppich erkennbar, die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} kann jedoch durch Wahl eines gegenüber dem nicht iterativen Dekorrelator erhöhten Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ eingehalten werden. Für K_S größer gleich acht ist es unabhängig vom Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nicht möglich die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten. Diese Beobachtungen lassen sich auch in Bild 4.19 verifizieren, in dem die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ nach Abschnitt 2.2.3 als Funktion der Anzahl K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes dargestellt ist. Für K_S größer fünf in der Abwärtsstrecke bzw. größer sechs in der Aufwärtsstrecke ist es nicht möglich die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten, so daß die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ null wird. Lediglich für K_S kleiner als drei erreicht die mit paralleler Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz erzielbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ die durch den nicht iterativen Dekorrelator vorgegebene Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$.

4.4.5 Parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz

Bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz sind jeweils die zeitgleich gesendeten Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b, k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b, k_S)}$, in einer Gruppe, d.h. es gibt

$$G = N \quad (4.57)$$

Gruppen mit je K_S Datensymbolen. Die Permutationsmatrix $\mathbf{P}^{(b)}$ nach (4.22) ergibt sich dann zu

$$\mathbf{P}^{(b)} = \begin{pmatrix} p_{1,1}^{(b)} & \cdots & p_{1,N^{(b)}}^{(b)} \\ \vdots & & \vdots \\ p_{N^{(b)},1}^{(b)} & \cdots & p_{N^{(b)},N^{(b)}}^{(b)} \end{pmatrix}, \quad (4.58)$$

$$p_{i,j}^{(b)} = \begin{cases} 1 & \text{falls } ((K_S(j-1)) \bmod N^{(b)}) + \lfloor (j-1)/N \rfloor + 1 = i, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases}$$

Bei dieser Art der Gruppenbildung wird die Vielfachzugriffs-Interferenz zwischen zeitgleich übertragenen Datensymbolen, die zu verschiedenen CDMA-codespezifischen Sendesignalen $\underline{t}^{(k_S)}(\nu)$, $k_S = 1 \dots K_S$, gehören, durch das gemeinsame Schätzen der Datensymbole der jeweiligen Gruppe unschädlich gemacht.

Betrachtet man die Konvergenzeigenschaften der allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination bei Wahl der Gruppen gemäß (4.57) und (4.58) — und das ist die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz — so zeigt sich, daß die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz im Hinblick auf Konvergenz sowohl der symbolweisen parallelen Interferenzelimination als auch der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz überlegen ist. In Bild 4.20 ist für verschiedene Anzahlen K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes die komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ nach (4.42) dargestellt. Es ist ersichtlich, daß für einen Wert für K_S von höchstens zwei die Konvergenz der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz in mehr als 99 Prozent aller Fälle garantiert werden kann. Für K_S gleich vier ist die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz in der Abwärtsstrecke in mehr als 96 Prozent bzw. in der Aufwärtsstrecke in mehr als 98 Prozent aller Fälle konvergent. Für K_S gleich acht verringern sich diese Werte auf 45 Prozent bzw. 30 Prozent. Lediglich im für K_S gleich 16 dargestellten Fall ist die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz nahezu immer divergent. Somit liegt die Wahrscheinlichkeit für Konvergenz der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz deutlich über der der symbolweisen parallelen Interferenzelimination nach Abschnitt 4.4.3 und der der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz nach Abschnitt 4.4.4. Dies läßt sich damit erklären, daß im Gegensatz zu den anderen beiden Möglichkeiten der Gruppenwahl bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz die üblicherweise über die Intersymbol-Interferenz dominierende Vielfachzugriffs-Interferenz durch das gruppenweise gemeinsame Schätzen unschädlich gemacht wird und somit nicht iterativ eliminiert werden muß.

In Bild 4.21 ist die Abhängigkeit der komplementären Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ nach (4.42) von der Blocklänge N nach (3.9) für K_S gleich 8 bzw. 16 dargestellt. Wie bereits für die symbolweise parallele Interferenzelimination in Bild 4.9 und für die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz in Bild 4.15 beobachtet, gilt auch hier, daß für ein festes K_S die Wahrscheinlichkeit dafür, daß die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz konvergiert, mit zunehmendem N sinkt. Im Gegensatz zu dem die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz beschreibenden Ergebnis aus Bild 4.15 ist jedoch festzustellen, daß dieser Effekt bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz ähnlich stark ausgeprägt ist, wie bei der symbolweisen parallelen Interferenzelimination. Diese Feststellung ist plausibel, da bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz die Blocklänge N unmittelbar die Anzahl der Gruppen G bestimmt. Mit zunehmendem N steigt somit die Anzahl G der bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz zu berücksichtigenden Gruppen. Aus diesem Grund ist es im Sinne des Sicherstellens der Konvergenz der *Intra-Block-Signalverarbeitung* erstrebenswert Blöcke mit möglichst kleiner Blocklänge N nach (3.9) zu bilden.

Bild 4.22 visualisiert für K_S gleich vier, welchen Einfluß die Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationen auf den als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.24) aufgetragenen Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P_b}\}$ nach (2.39) hat. Die bereits für symbolweise parallele Interferenzelimination bzw. parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz in den Bildern 4.10 und 4.16 gemachten Beobachtungen lassen sich auch hier verifizieren. Für steigende

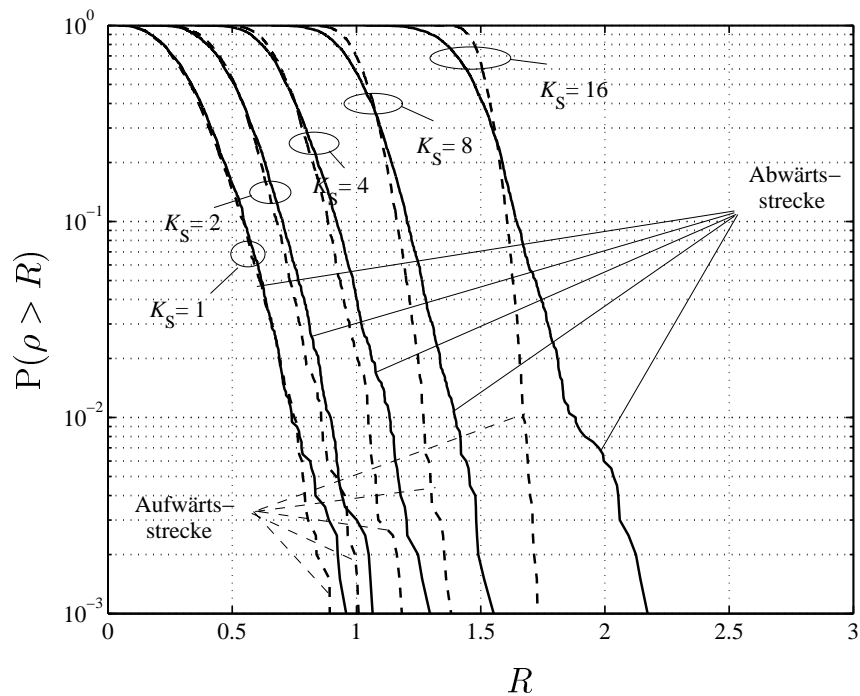


Bild 4.20. Komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$

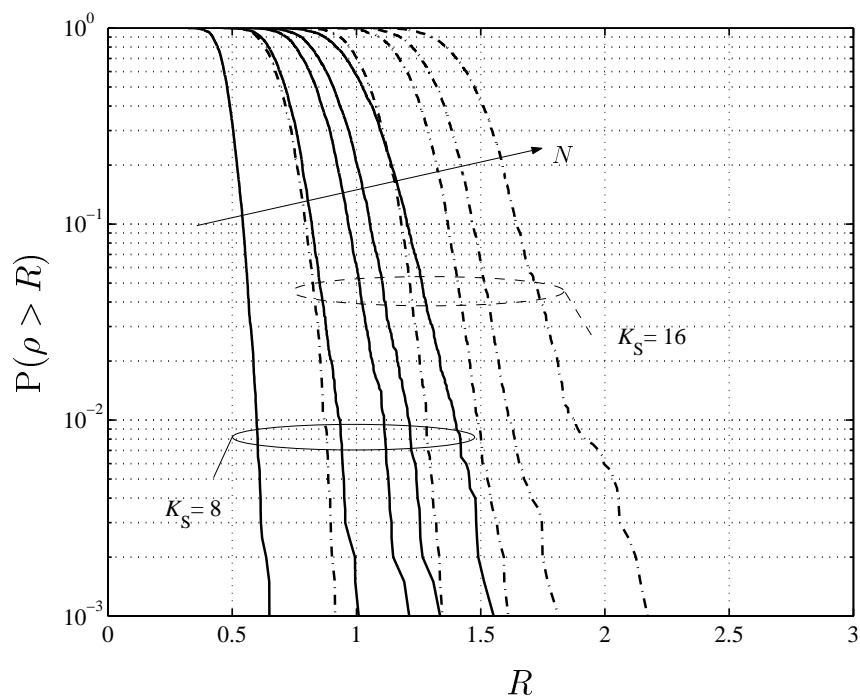


Bild 4.21. Komplementäre Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ in der Abwärtsstrecke bei paralleler Elimination der Intersymbol-Interferenz mit $K_S = 8, 16$, $Q = 16$, $N = 2, 3, 4, 5, 10$

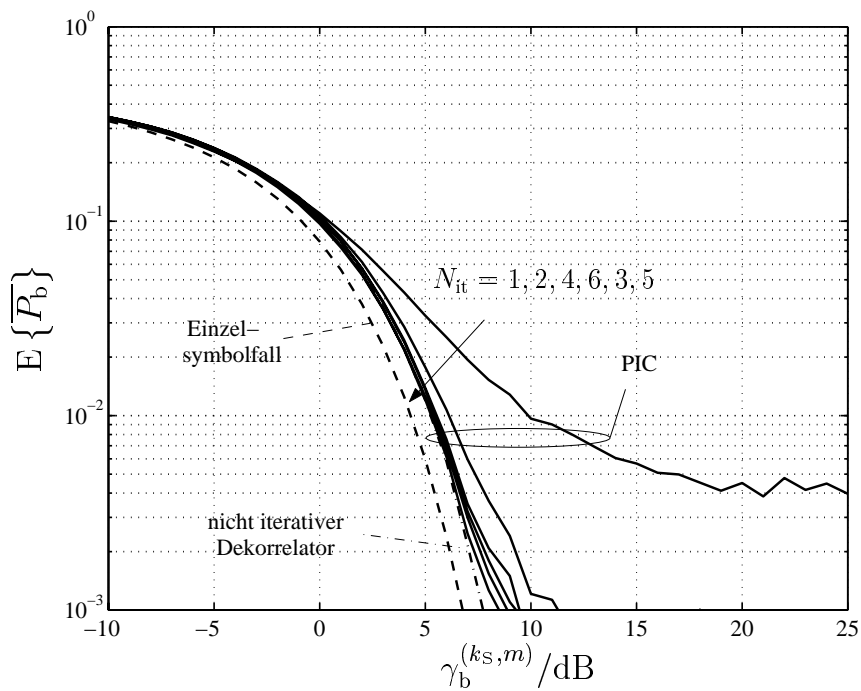


Bild 4.22. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) mit $K_S = 4$, $Q = 16$, $N = 10$

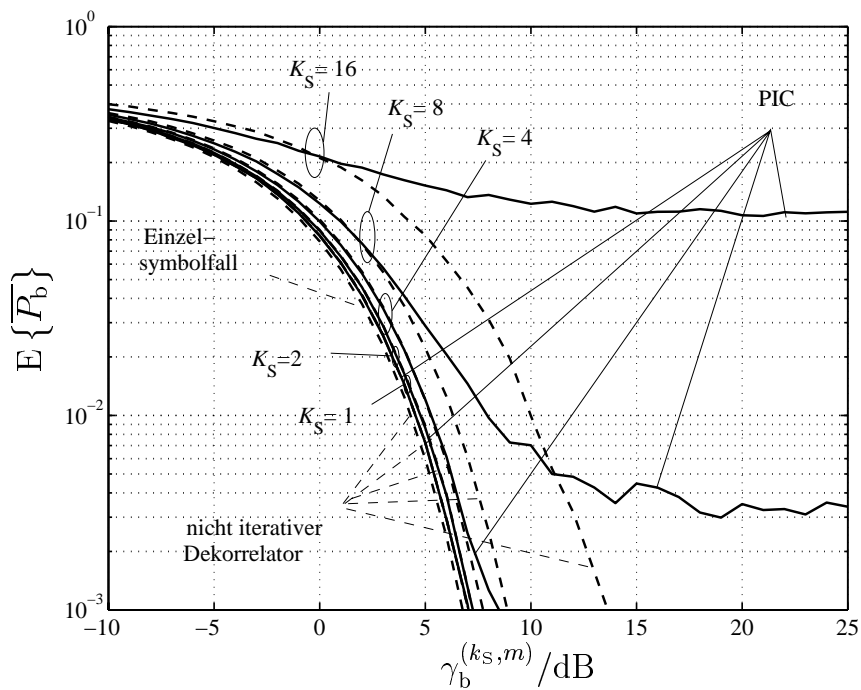


Bild 4.23. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

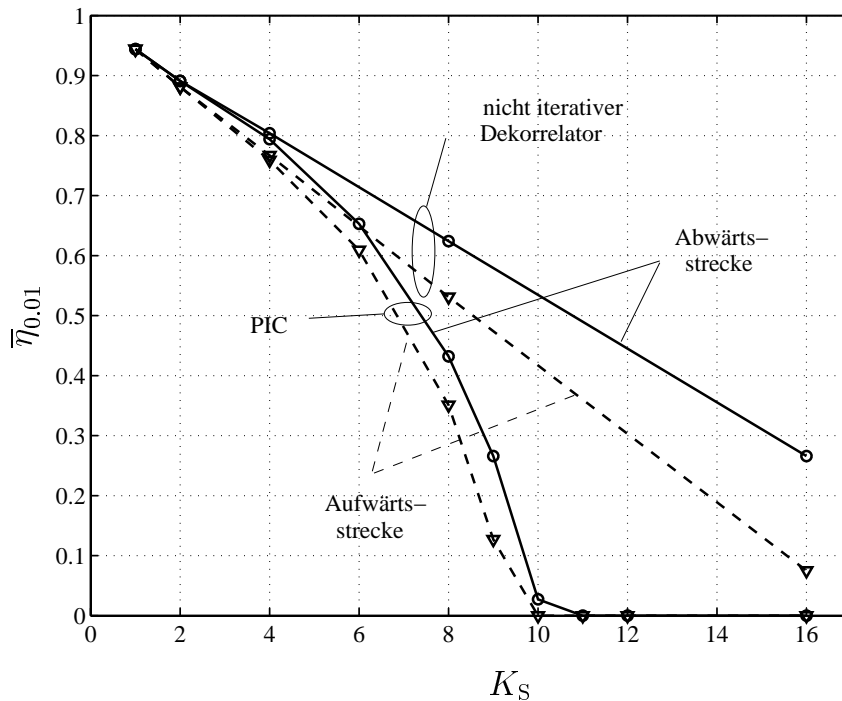


Bild 4.24. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

N_{it} strebt erwartungsgemäß der zur parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz gehörige Graph gegen den zum nicht iterativen Dekorrelator gehörigen Graph.

In Bild 4.23 wird der Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\bar{P}_b\}$ nach (2.39) als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.24) für verschiedene K_S betrachtet. Es zeigt sich, daß für eine Anzahl K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes von bis zu vier, die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz Schätzungen gleicher Zuverlässigkeit wie der nicht iterative Dekorrelator liefert. Für K_S gleich acht ist ein Fehlerteppich erkennbar, die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} kann jedoch durch Wahl eines gegenüber dem nicht iterativen Dekorrelator um 1,5 dB erhöhten Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ eingehalten werden. Für größere Anzahlen K_S gleichzeitig aktiver CDMA-Codes ist es unabhängig vom Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nicht möglich die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten. Bild 4.24, das die die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ nach Abschnitt 2.2.3 als Funktion der Anzahl K_S der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes zeigt, untermauert diese Beobachtung. Für K_S kleiner sechs ist die mit paralleler Elimination der Intersymbol-Interferenz erzielbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ und die durch den nicht iterativen Dekorrelator vorgegebene Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ nahezu identisch. Für größere K_S gewinnt der nicht iterativen Dekorrelator zunehmend an Überlegenheit, so daß für K_S größer 10 es nicht mehr möglich ist, die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten. Die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ wird dann zu null.

Kapitel 5

Nichtlineare Verfahren der Intrablock–Signalverarbeitung

5.1 Verallgemeinerter iterativer Schätzer mit Schätzwertverbesserung

5.1.1 Verfahren und Struktur

Lineare Verfahren der einem Block b zugehörigen *Intrablock–Signalverarbeitung* bieten grundsätzlich nicht die Möglichkeit, A-priori-Information über die zu schätzenden Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, in das Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, einzubringen. Bei dieser A-priori-Information handelt es sich insbesondere um die Kenntnis des verwendeten Datensymbolalphabets \mathbb{M} nach (1.6) und der A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(ks)}(n) = \underline{s})$ nach (2.21). Aus diesem Grund ist, wie bereits in Kapitel 4 dargelegt und beispielsweise in Bild 4.6 ersichtlich, die Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ in CDMA-Mobilfunksystemen mit hoher Systemlast — d.h. hoher Anzahl der eingesetzten CDMA-Codes bezogen auf den verwendeten Spreizfaktor Q — relativ gering.

Ein Steigern der Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ und damit der Leistungsfähigkeit der *Intrablock–Signalverarbeitung* ist nur durch Auswerten oben angesprochener A-priori-Information innerhalb der *Intrablock–Signalverarbeitung* möglich, was wiederum aufgrund der wertediskreten Natur der Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, nur durch nicht lineare Elemente innerhalb der *Intrablock–Signalverarbeitung* erfolgen kann. Daher müssen zum Erhöhen der Leistungsfähigkeit der *Intrablock–Signalverarbeitung* nichtlineare Verfahren studiert werden.

Die in Bild 4.2 dargestellte iterative Realisierung linearer Schätzer nach Unterkapitel 4.2 schließt, wie in Unterkapitel 4.2 dargelegt, alle sinnvollen linearen Schätzer ein und bietet zudem ein hohes Maß an Flexibilität in Form der erläuterten Wahlmöglichkeiten beim Entwurf der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ und der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ nach (4.10). Daher soll für den Entwurf nichtlinearer Verfahren zur *Interblock–Signalverarbeitung* auf diese in Bild 4.2 visualisierte Struktur zurückgegriffen werden.

Bild 5.1 zeigt eine modifizierte Version des in Bild 4.2 in Unterkapitel 4.2 eingeführten iterativen Schätzers. Die angesprochene Modifikation besteht darin, daß in der modifizierten Version die in der $(p - 1)$ -ten Iteration erhaltene Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p - 1)$ des totalen Datenvektors nicht unmittelbar in der p -ten Iteration zur linearen Interferenzrekonstruktion und -elimination durch die Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ verwendet wird, sondern zuvor

einem Schätzwertverbesserer zugeführt wird. Die Aufgabe des Schätzwertverbesserers besteht darin, aus der in der $(p - 1)$ -ten Iteration erhaltenen Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p - 1)$ des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ eine verbesserte Schätzung

$$\begin{aligned}\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p - 1) &= \left(\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b,1)}(p - 1) \right)^T \dots \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b,K_S)}(p - 1) \right)^T \right)^T \\ &= \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_1^{(b)}(p - 1) \dots \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{N^{(b)}}^{(b)}(p - 1) \right)^T\end{aligned}\quad (5.1)$$

mit

$$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b,k_S)}(p - 1) = \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_1^{(b,k_S)}(p - 1) \dots \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{N^{(b,k_S)}}^{(b,k_S)}(p - 1) \right)^T \quad (5.2)$$

des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ zu gewinnen. Eine solche Schätzwertverbesserung basiert auf dem Ausnutzen des oben angesprochenen bisher ungenutzten Wissens, der A-priori-Information über den blockspezifischen totalen Datenvektor $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$. In der vorliegenden Arbeit wird insbesondere das Nutzen

- der Kenntnis des Datensymbolalphabets \mathbb{M} nach (1.6) und
- der Kenntnis der A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n) = \underline{\mathbf{s}})$ nach (2.21)

untersucht. Aus der Literatur [ARS97, MH97, ARAS99, Lam00b, Lam00a, Poo00, WM01, WOWB02, WM02] sind weitere Verfahren bekannt, die, wenn in dem betrachteten CDMA-Mobilfunksystem bei der Datenübertragung eine Fehlerschutzcodierung eingesetzt wird, Wissen über die Fehlerschutzcodierung im Rahmen der Schätzwertverbesserung in den Datenschätzprozeß einbringen. Solche Verfahren sind im allgemeinen jedoch recht aufwendig und setzen das Betrachten eines CDMA-Mobilfunksystems mit Fehlerschutzcodierung voraus. Wie in Unterkapitel 1.4 bereits dargelegt, soll in der vorliegenden Arbeit jedoch keine Fehlerschutzcodierung betrachtet werden. Für die Analyse von Verfahren zum Ermitteln von Schätzungen der übertragenen Daten, die eine vorhandene Fehlerschutzcodierung berücksichtigen, sei der Leser auf beispielsweise [ARS97, MH97, ARAS99, Lam00b, Lam00a, Poo00, WM01, WOWB02, WM02, Web02] verwiesen.

Durch die angesprochene Modifikation ergibt sich eine gegenüber (4.8) leicht veränderte Iterationsformel zum Ermitteln der Schätzung

$$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) = \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} - \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p - 1) \right). \quad (5.3)$$

des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ in der p -ten Iteration.

Durch Einbringen eines Schätzwertverbesserers in die Struktur des iterativen Schätzers zur *Intrablock-Signalverarbeitung* nach Bild 5.1 lassen sich im wesentlichen zwei Ziele ansteuern:

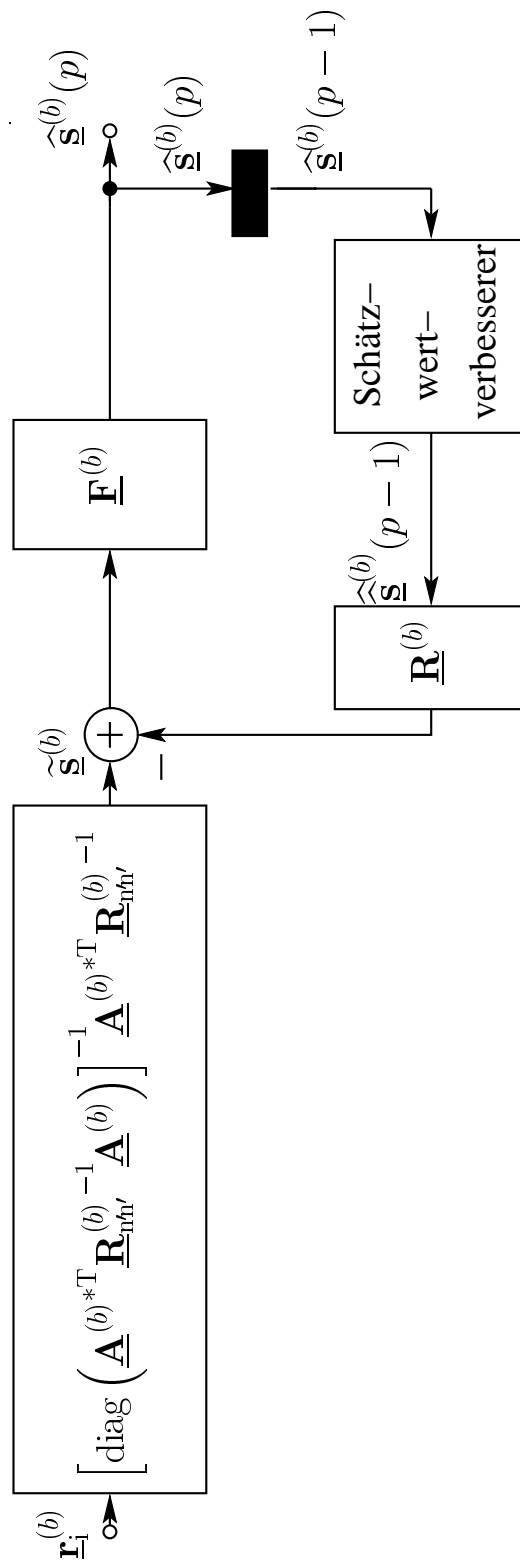


Bild 5.1. Struktur des iterativen Schätzers mit Schätzwertverbesserung

- Durch Aufbessern der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, zu Schätzungen $\hat{\hat{\underline{s}}}_{n'}^{(b)}$ höherer Zuverlässigkeit, die nach Durchlaufen des Rückwärtspfades zur Rekonstruktion und Elimination von Interferenz dienen, lassen sich die Konvergenzeigenschaften des iterativen Verfahrens zur *Intrablock-Signalverarbeitung* verbessern. Fehler, die beim Ermitteln der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, auftreten, pflanzen sich nicht oder nur in begrenztem Maße beim Rekonstruieren und Eliminieren von Interferenz fort.
- Durch Aufbessern der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, zu Schätzungen $\hat{\hat{\underline{s}}}_{n'}^{(b)}$ höherer Zuverlässigkeit läßt sich durch Durchlaufen des Rückwärtspfades die zu eliminierende Interferenz fehlerfreier rekonstruieren und eliminieren als im Falle des iterativen Schätzers zur *Intrablock-Signalverarbeitung* nach Bild 4.2. Im Grenzfall perfekter Schätzwertverbesserung, d.h. falls es gelingt, daß $\hat{\hat{\underline{s}}}_{n'}^{(b)}$ gleich $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, gilt, ist es somit möglich, die zu eliminierende Interferenz perfekt zu rekonstruieren und zu eliminieren. Die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur *Intrablock-Signalverarbeitung* ist dann lediglich durch die Leistungsfähigkeit des durch die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ beschriebenen linearen Schätzers begrenzt.

Beide dargelegten Ziele offenbaren, daß es angestrebt sein muß, eine leistungsfähige Schätzwertverbesserung durchzuführen, d.h. basierend auf $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p-1)$ eine möglichst zuverlässige Schätzung $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}^{(b)}(p-1)$ des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ zu ermitteln. Aus diesem Grund wird den Verfahren zur Schätzwertverbesserung ein separates Unterkapitel 5.2 gewidmet, in dem verschiedene Herangehensweisen zur Schätzwertverbesserung dargelegt werden.

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels wird in Unterkapitel 5.3 auf die allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung als Spezialfall des iterativen Schätzers mit Schätzwertverbesserung nach Bild 5.1 eingegangen.

5.2 Schätzwertverbesserung

5.2.1 Motivation und Gütekriterien

Schätzwertverbesserung (engl. data estimate refinement, SWV) ist eine Technik, die es gestattet, vorliegende Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ der Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, durch Ausnutzen von A-priori-Information zu verbessern [MJWT01, WM01, WOWB02, WM02, MW03]. Wie bereits in Abschnitt 5.1.1 angesprochen, ist das Ausnutzen verschiedener Arten von A-priori-Information möglich [WM02]:

- Ausnutzen der Kenntnis des Datensymbolalphabets \mathbb{M} nach (1.6),
- Ausnutzen der Kenntnis der A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(ks)}(n) = \underline{s})$ nach (2.21),

- Ausnutzen von Information über die eventuell im betrachteten CDMA-Mobilfunksystem bei der Datenübertragung eingesetzte Fehlerschutzcodierung.

Wie bereits in Abschnitt 5.1.1 erläutert, soll in der vorliegenden Dissertation lediglich auf die beiden erstgenannten Arten des Ausnutzens von A-priori-Information eingegangen werden.

In Bild 5.1 ist die grundsätzliche durch den Schätzwertverbesserer zu lösende Aufgabe graphisch dargestellt: Es ist ein die $N^{(b)}$ Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}(p-1)$ der Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, beinhaltender Vektor $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p-1)$ mit dem Ziel zu verarbeiten, einen verbesserte Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}(p-1)$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, beinhaltenden Vektor $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p-1)$ zu ermitteln. Da sich die Diskussionen in diesem Unterkapitel stets auf eine wählbare aber feste Iteration $(p-1)$ beziehen und die Verfahren der Schätzwertverbesserung selbst nicht iterativ sind, soll im folgenden im Interesse der Übersichtlichkeit der Darstellung auf den die jeweilige Iteration kennzeichnenden Index $(p-1)$ verzichtet werden.

Gemäß (5.3) wird die durch den Schätzwertverbesserer ermittelte Schätzung $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ des Datensymbols $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, zur linearen Interferenzrekonstruktion und -elimination eingesetzt. Da die verbesserte Schätzung $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ des Datensymbols $\underline{s}_{n'}^{(b)}$ und das wahre Datensymbol $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, im allgemeinen nicht perfekt übereinstimmen, ergibt sich nach linearer Rekonstruktion und zumindest teilweiser Elimination der Interferenz $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ ein in $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} - \underline{\mathbf{R}}^{(b)}\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ verbleibender auf das Datensymbol $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, zurückgehender Interferenzbeitrag $([\underline{\mathbf{R}}^{(b)\text{T}}]_{n'})^{\text{T}}(\underline{s}_{n'}^{(b)} - \hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)})$ der Energie $([\underline{\mathbf{R}}^{(b)*\text{T}}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}]_{n',n'})|\underline{s}_{n'}^{(b)} - \hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}|^2/2$. Es ist wünschenswert, die Energie des in $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} - \underline{\mathbf{R}}^{(b)}\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ verbleibenden auf das Datensymbol $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, zurückgehenden Interferenzbeitrages $([\underline{\mathbf{R}}^{(b)\text{T}}]_{n'})^{\text{T}}(\underline{s}_{n'}^{(b)} - \hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)})$ zu minimieren. Zu diesem Zweck ist für die verbesserte Schätzung $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ des Datensymbols $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$,

$$\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)} = \arg \min_{\forall \hat{\underline{s}} \in \mathbb{C}} \left| \underline{s}_{n'}^{(b)} - \hat{\underline{s}} \right|^2 \quad (5.4)$$

zu wählen. Diese Minimierungsaufgabe kann bei dem in dieser Dissertation betrachteten für Vierphasenmodulation charakteristischen Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) und unter der Annahme unabhängiger Daten $s^{(k_s)}(m) \in \{-1, +1\}$, $k_s = 1 \dots K_s$, $m \in \mathbb{Z}$, siehe auch Abschnitt 2.2.1, mit

$$\begin{aligned} \underline{s}_{n'}^{(b)} &= s_{2n'-1}^{(b)} + \text{j}s_{2n'}^{(b)}, \quad n' = 1 \dots N^{(b)}, \\ s_{2n'-1+i}^{(b)} &= s^{(k_s)}(2n+i), \\ n' &= \sum_{k_s'=1}^{k_s-1} N^{(b,k_s')} + n'' - 1, \quad n^{(b,k_s)}(n'') = n, \quad i = 0 \dots 1, \end{aligned} \quad (5.5)$$

und

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} = \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{2n'-1}^{(b)} + \text{j}\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{2n'}^{(b)}, \quad n' = 1 \dots N^{(b)}, \quad (5.6)$$

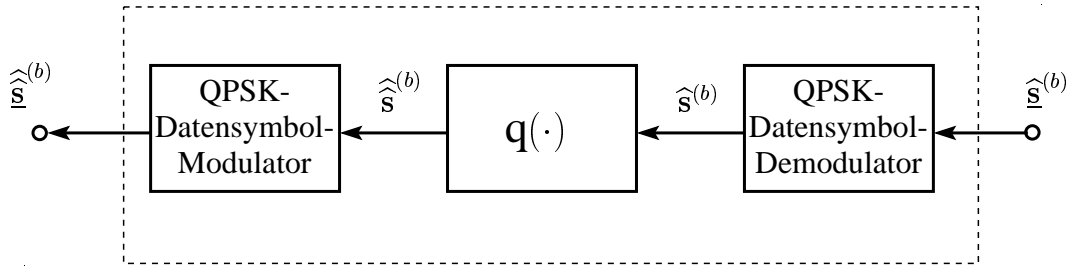


Bild 5.2. Struktur eines an Vierphasenmodulation angepassten Schätzwertverbesserers

auf das ausschließlich reellwertige Größen beinhaltende Minimierungsproblem

$$\hat{s}_{m'}^{(b)} = \arg \min_{\forall \hat{s} \in \mathbb{R}} \left(s_{m'}^{(b)} - \hat{s} \right)^2, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \quad (5.7)$$

zurückgeführt werden. Die reellwertige Größe $s_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, in (5.5) und (5.7) heißt dabei BPSK-Subsymbol und entstammt der binären Wertemenge $\{-1, +1\}$. Bild 5.2 visualisiert die Struktur eines diesen Ansatz verfolgenden Schätzwertverbesserers, wobei gezeigt wird, wie sich das Schätzwertverbessern für gemäß Vierphasenmodulation gewählte Datensymbole auf das Schätzwertverbessern für gemäß binärer Phasenmodulation (engl. binary phase shift keying, BPSK) gewählte Datensymbole zurückführen läßt: Die Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)}$ jedes Datensymbols $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, werden dazu gemäß

$$\hat{s}_{2n'-1}^{(b)} = \operatorname{Re} \left\{ \hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)} \right\}, \quad (5.8a)$$

$$\hat{s}_{2n'}^{(b)} = \operatorname{Im} \left\{ \hat{\underline{s}}_{n'}^{(b)} \right\}, \quad (5.8b)$$

durch den QPSK-Datensymbol-Demodulator auf die Schätzungen $\hat{s}_{2n'-1}^{(b)}$ und $\hat{s}_{2n'}^{(b)}$ der zugehörigen BPSK-Subdatensymbole $s_{2n'-1}^{(b)}$ und $s_{2n'}^{(b)}$ projiziert. Die zum Vektor

$$\hat{\underline{s}}^{(b)} = \left(\hat{s}_1^{(b)} \dots \hat{s}_{2N^{(b)}}^{(b)} \right)^T \quad (5.9)$$

zusammengeführten Schätzungen $\hat{s}_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, werden einem für gemäß BPSK gewählte Datensymbole vorbereiteten Schätzwertverbesserer, im folgenden als binärer Schätzwertverbesserer bezeichnet, zugeführt. Die Schätzungen $\hat{s}_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, am Eingang des binären Schätzwertverbesserers werden durch die Quantisierungsfunktion

$$\hat{\hat{s}}_{m'}^{(b)} = q \left(\hat{s}_{m'}^{(b)} \right), \forall m' = 1 \dots 2N^{(b)}. \quad (5.10)$$

auf die verbesserten Schätzung $\hat{\hat{s}}_{m'}^{(b)}$ am Ausgang des binären Schätzwertverbesserers abgebildet. Schließlich, nach Weiterreichen des Vektors

$$\hat{\hat{\underline{s}}}^{(b)} = \left(\hat{\hat{s}}_1^{(b)} \dots \hat{\hat{s}}_{2N^{(b)}}^{(b)} \right)^T \quad (5.11)$$

an den QPSK-Datensymbol-Modulator, werden in Analogie zu (5.5) die für je zwei BPSK-Subdatensymbole $s_{2n'-1}^{(b)}$ und $s_{2n'}^{(b)}$ am Ausgang des binären Schätzwertverbessers vorliegenden verbesserten Schätzungen $\widehat{s}_{2n'-1}^{(b)}$ und $\widehat{s}_{2n'}^{(b)}$ durch den QPSK-Datensymbol-Modulator zu einer verbesserten Schätzung $\widehat{s}_{n'}^{(b)}$ des Datensymbols $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, kombiniert. Der in Bild 5.2 dargestellte Schätzwertverbesserer arbeitet symbolweise, d.h. für jedes Datensymbol $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, wird unabhängig von anderen Datensymbolen $\underline{s}_{n''}^{(b)}$, $n'' = 1 \dots N^{(b)}$, $n' \neq n''$, ausgehend von der vorliegenden Schätzung $\widehat{s}_{n'}^{(b)}$ des Datensymbols $\underline{s}_{n'}^{(b)}$ eine verbesserte Schätzung $\widehat{s}_{n'}^{(b)}$ ermittelt. Symbolweise arbeitende Verfahren zur Schätzwertverbesserung werden in der Literatur als Quantisierungsverfahren bezeichnet [KFB02, INF01, Pro95, MJWT01, Web02].

Da die BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, dem Schätzwertverbesserer a priori nicht bekannt sind und daher aus Sicht des Schätzwertverbessers jedes BPSK-Subdatensymbol $s_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, eine binäre Zufallsvariable ist, kann das Optimierungsproblem nach (5.7) nicht exakt gelöst werden. $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ kann lediglich so gewählt werden, daß im Mittel für alle möglichen Realisierungen von $s_{m'}^{(b)}$ und Störsituationen unter der Nebenbedingung der bekannten Schätzung $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ des BPSK-Subdatensymbols $s_{m'}^{(b)}$, $\left| s_{m'}^{(b)} - \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right|^2$ minimal wird, d.h. daß

$$\widehat{s}_{m'}^{(b)} = \arg \min_{\forall \widehat{s} \in \mathbb{R}} \mathbb{E} \left\{ \left(s_{m'}^{(b)} - \widehat{s} \right)^2 \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\} \quad (5.12)$$

gilt. Die Güte der verbesserten Schätzung $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ nach (5.12) wird durch das Signal-Stör-Verhältnis

$$\begin{aligned} \gamma_{o,m'}^{(b)} &= \frac{\left| s_{m'}^{(b)} \right|^2}{\mathbb{E} \left\{ \left(s_{m'}^{(b)} - \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right)^2 \right\}} \\ &= \frac{1}{\mathbb{E} \left\{ \left(s_{m'}^{(b)} - \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right)^2 \right\}}, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \end{aligned} \quad (5.13)$$

am Ausgang des binären Schätzwertverbessers beschrieben. Analog dazu läßt sich am Eingang des binären Schätzwertverbessers das Signal-Stör-Verhältnis

$$\begin{aligned} \gamma_{i,m'}^{(b)} &= \frac{\left| s_{m'}^{(b)} \right|^2}{\mathbb{E} \left\{ \left(s_{m'}^{(b)} - \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right)^2 \right\}} \\ &= \frac{1}{\mathbb{E} \left\{ \left(s_{m'}^{(b)} - \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right)^2 \right\}}, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \end{aligned} \quad (5.14)$$

definieren. Im folgenden sei angenommen, daß am Eingang des binären Schätzwertverbesserers ein mittelwertfreies weißes Gaußrauschen $(\hat{s}_{m'}^{(b)} - s_{m'}^{(b)})$ mit der Varianz

$$\sigma_{m'}^2 = \mathbb{E} \left\{ \left(s_{m'}^{(b)} - \hat{s}_{m'}^{(b)} \right)^2 \right\} \quad (5.15)$$

als Störung anliegt [MJWT01]. Mit der Varianz $\sigma_{m'}^2$ nach (5.15) der Gaußschen Störung $(\hat{s}_{m'}^{(b)} - s_{m'}^{(b)})$ folgt für (5.14) die vereinfachte Form

$$\gamma_{i,m'}^{(b)} = \frac{1}{\sigma_{m'}^2}. \quad (5.16)$$

Das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers nach (5.16) läßt sich durch Verfahren zum Schätzen von Signal-Stör-Verhältnissen, wie z.B. die in [Web02, PB00, SSK01] vorgestellten Vorgehensweisen, sehr zuverlässig ermitteln. Daher soll im folgenden angenommen werden, daß $\sigma_{m'}^2$ nach (5.16) perfekt bekannt sei.

5.2.2 Triviale Verfahren

Für den binären Schätzwertverbesserer lassen sich drei triviale Entartungsfälle definieren, die im folgenden diskutiert werden. Diese drei trivialen Entartungsfälle werden im Rahmen der vorliegenden Dissertation zum Bewerten von nicht trivialen binären Schätzwertverbesserer verwendet.

Der erste zu betrachtende triviale Entartungsfall läßt sich folgendermaßen charakterisieren: Der triviale binäre Schätzwertverbesserer ist so geartet, daß für jede Schätzung $\hat{s}_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, am Eingang des binären Schätzwertverbesserers stets

$$\hat{s}_{m'}^{(b)} = 0, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \quad (5.17)$$

als verbesserte Schätzung $\hat{\hat{s}}_{m'}^{(b)}$ am Ausgang des binären Schätzwertverbesserers ausgegeben wird. Für die zugehörige Quantisierungsfunktion nach (5.10) gilt dementsprechend

$$q_0 \left(\hat{s}_{m'}^{(b)} \right) = 0. \quad (5.18)$$

Ein iterativer Schätzer, der auf einem durch (5.18) charakterisierten binären Schätzwertverbesserer aufbaut, nutzt keinerlei durch den Rückwärtspfad, siehe auch Abschnitt 5.1.1, gelieferte Information zum Rekonstruieren und Eliminieren von Interferenz, da stets $\hat{\hat{s}}_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, gleich null gilt. Aus diesem Grund wird der durch (5.18) charakterisierte triviale Schätzwertverbesserer auch als Zero-Feedback-Schätzwertverbesserer bezeichnet [MJWT01, WM02, MW03]. Mit (5.17) ergibt sich das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ nach (5.13) am Ausgang des Zero-Feedback-Schätzwertverbesserer zu

$$\gamma_{o,m'}^{(b)} = 1, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \quad (5.19)$$

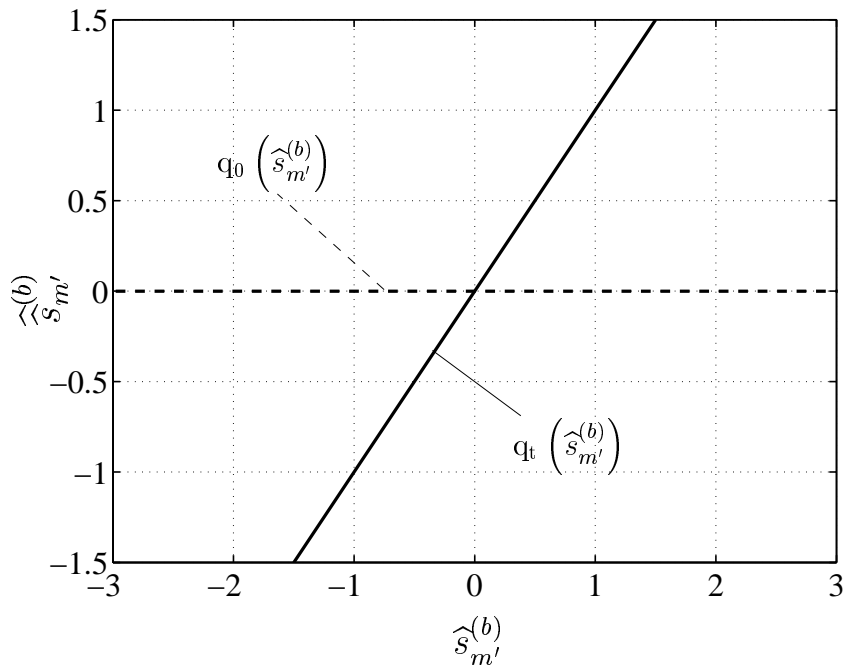


Bild 5.3. Quantisierungsfunktionen $q_0\left(\hat{s}_{m'}^{(b)}\right)$ nach (5.18) und $q_t\left(\hat{s}_{m'}^{(b)}\right)$ nach (5.21) der trivialen binären Schätzwertverbesserer

das unabhängig vom Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers stets 0 dB ist.

Der zweite zu betrachtende triviale binäre Schätzwertverbesserer ist dadurch gekennzeichnet, daß als verbesserte Schätzung $\hat{s}_{m'}^{(b)}$ des BPSK-Subdatensymbols $s_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, stets

$$\hat{s}_{m'}^{(b)} = \hat{s}_{m'}^{(b)}, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \quad (5.20)$$

d.h. die unveränderte am Eingang des binären Schätzwertverbesserers vorliegende Schätzung $\hat{s}_{m'}^{(b)}$ ausgegeben wird. Für die zugehörige Quantisierungsfunktion $q_t\left(\hat{s}_{m'}^{(b)}\right)$ gilt dementsprechend

$$q_t\left(\hat{s}_{m'}^{(b)}\right) = \hat{s}_{m'}^{(b)}. \quad (5.21)$$

Der triviale binäre Schätzwertverbesserer mit der Quantisierungsfunktion nach (5.21) ist ein vollkommen transparenter Operator und wird daher als transparenter Schätzwertverbesserer bzw. transparenter Quantisierer bezeichnet [MJWT01, WM02, MW03]. Mit (5.20) ergibt sich für das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ nach (5.13) am Ausgang des transparenten Schätzwertverbesserers

$$\gamma_{o,m'}^{(b)} = \gamma_{i,m'}^{(b)}, m' = 1 \dots 2N^{(b)}. \quad (5.22)$$

In Bild 5.3 sind die Quantisierungsfunktionen $q_0\left(\hat{s}_{m'}^{(b)}\right)$ und $q_t\left(\hat{s}_{m'}^{(b)}\right)$ der trivialen binären Schätzwertverbesserer dargestellt. Bild 5.4 zeigt für die beiden trivialen Fälle die sich damit ergebenden Zusammenhänge zwischen $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ und $\gamma_{o,m'}^{(b)}$.

Der dritte triviale binäre Schätzwertverbesserer wird als perfekter Schätzwertverbesserer bezeichnet und liefert als zum BPSK-Subdatensymbol $s_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, gehörige verbesserte Schätzung $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ stets

$$\widehat{s}_{m'}^{(b)} = s_{m'}^{(b)}, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \quad (5.23)$$

d.h. das fehlerfreie BPSK-Subdatensymbol $s_{m'}^{(b)}$. Ein solcher binärer Schätzwertverbesserer ist in der Praxis nicht realisierbar, da dem Referenzempfänger keine perfekte Information über die BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, vorliegt. Der perfekte Schätzwertverbesserer ist somit nur für theoretische Untersuchungen von Interesse: Die durch (5.23) charakterisierte perfekte Schätzwertverbesserung erlaubt eine Analyse der Obergrenze der erzielbaren Leistungsfähigkeit iterativer Schätzer, die auf Verfahren zur Schätzwertverbesserung basieren.

5.2.3 Hartes Quantisieren

Ausgehend von (5.5) und dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) folgt wie bereits erwähnt, daß

$$s_{m'}^{(b)} \in \{-1, +1\}, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \quad (5.24)$$

gilt. Für fehlerfreie verbesserte Schätzungen $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, muß demnach ebenfalls stets

$$\widehat{s}_{m'}^{(b)} \in \{-1, +1\}, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \quad (5.25)$$

gelten. Intuitiv läßt sich damit ein Verfahren zum Erzwingen von (5.25) finden, das hartes Quantisieren [KFB02, INF01, Pro95, MJWT01, Web02] genannt wird. Beim harten Quantisieren wählt man für jede am Eingang des binären Schätzwertverbesserers vorliegende Schätzung $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ die zugehörige verbesserte Schätzung $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ gleich diesem Element $\widehat{s}_{m'}^{(b)} \in \{-1, +1\}$, zu dem die geringste Euklidische Distanz besteht [KFB02, INF01, Pro95, MJWT01, Web02]. Man erhält dementsprechend als Quantisierungsfunktion

$$q_h \left(\widehat{s}_{m'}^{(b)} \right) = \text{sgn} \left(\widehat{s}_{m'}^{(b)} \right) = \begin{cases} +1 & \text{für } \widehat{s}_{m'}^{(b)} \geq 0, \\ -1 & \text{für } \widehat{s}_{m'}^{(b)} < 0. \end{cases} \quad (5.26)$$

Auf diese Weise ist es möglich Information über die wertediskrete Natur von $s_{m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, in den in Abschnitt 5.1.1 erläuterten Interferenzrekonstruktions- und Interferenzeliminationsprozess einfließen zu lassen. Ausgehend von (5.26) und den in Abschnitt 5.2.1 gemachten Annahmen über die Störsituation am Eingang des binären Schätzwertverbesserers läßt sich das Signal-Stör-Verhältnis

$$\gamma_{o,m'}^{(b)} = \frac{1}{2\text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{i,m'}^{(b)}}{2}} \right)}, m' = 1 \dots 2N^{(b)}, \quad (5.27)$$

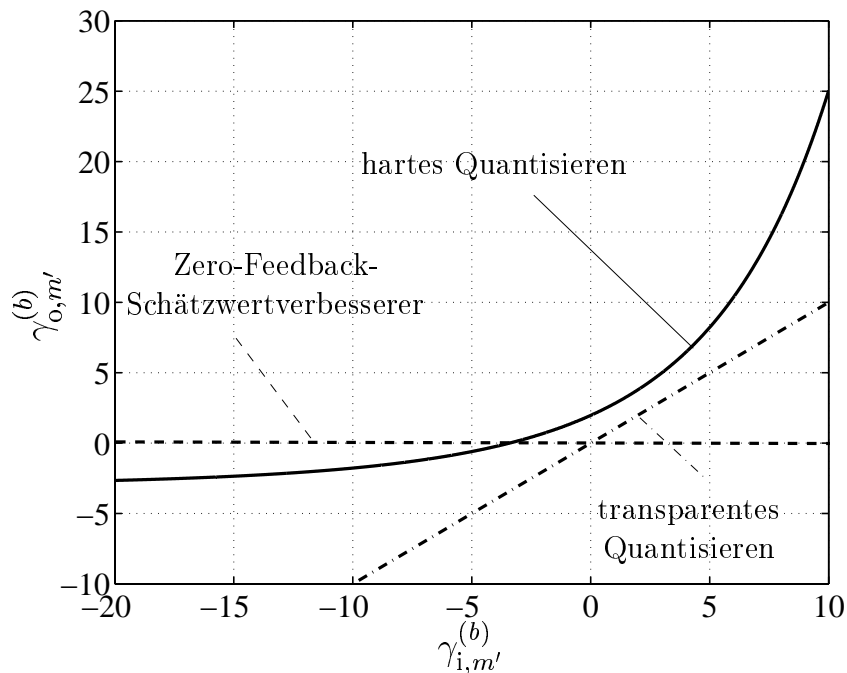


Bild 5.4. $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ als Funktion von $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ für die trivialen binären Verfahren zum Schätzwertverbessern und hartes Quantisieren

nach (5.13) am Ausgang des harten Quantisierers finden. Bild 5.4 zeigt den sich ergebenden Zusammenhang zwischen $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ und $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ für hartes Quantisieren. Es ist offensichtlich, daß hartes Quantisieren unabhängig von $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ stets bessere Resultate, d.h. ein größeres $\gamma_{o,m'}^{(b)}$, liefert als das transparente Quantisieren. Daher ist zu erwarten, daß bei Einsetzen von hartem Quantisieren zum Schätzwertverbessern die mit dem in Abschnitt 5.1.1 eingeführten iterativen Schätzer erzielbare Leistungsfähigkeit höher sein wird, als die bei gleichem iterativen Schätzer mit transparenter Schätzwertverbesserung erzielbare Leistungsfähigkeit — und dies ist die mit dem linearen iterativen Schätzer nach Kapitel 4 erzielbare Leistungsfähigkeit.

5.2.4 Weiches Quantisieren

Beim Vergleich der Kurven in Bild 5.4 fällt auf, daß für kleine Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers das bei hartem Quantisieren erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ am Ausgang des binären Schätzwertverbesserers nach (5.27) kleiner ist, als das durch den trivialen Zero-Feedback-Schätzwertverbesserer erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ nach (5.19). Der harte Quantisierer ist folglich im Hinblick auf das erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ am Ausgang des binären Schätzwertverbesserers nach (5.13) suboptimal. Dies geht darauf zurück, daß für kleine Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers — d.h. im Grenzfall für $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ strebt gegen null — im Mittel 50 Prozent aller Entscheidungen beim

Ermitteln von $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ gemäß (5.26) falsch sind. Dies führt zu einem Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ am Ausgang des harten Quantisierers von -3 dB. Um ein im Hinblick auf das erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ am Ausgang des binären Schätzwertverbessers optimales Verfahren zur Schätzwertverbesserung zu finden, muß das Optimierungsproblem nach (5.12) gelöst werden. Dieser Ansatz führt zu dem in der Literatur als weiches Quantisieren (engl. soft quantization) bekannten Verfahren [MH97, WP99, Poo00, WM01, WM02, MW03] zum Schätzwertverbessern. Daher soll im folgenden der binäre Schätzwertverbesserer, der diesen Ansatz verfolgt, als weicher Quantisierer bezeichnet werden.

$\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ und $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$ sind dem weichen Quantisierer bekannt, wohingegen — aus Sicht des weichen Quantisierers — $s_{m'}^{(b)}$ eine binäre Zufallsvariable ist. Mit

$$\mathrm{E} \left\{ \left(\widehat{s}_{m'}^{(b)} - s_{m'}^{(b)} \right)^2 \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\} = \left(\widehat{s}_{m'}^{(b)} - \mathrm{E} \left\{ s_{m'}^{(b)} \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\} \right)^2 + \mathrm{var} \left\{ s_{m'}^{(b)} \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\} \quad (5.28)$$

[Bos86] läßt sich (5.12) dadurch lösen, daß

$$\widehat{s}_{m'}^{(b)} = \mathrm{E} \left\{ s_{m'}^{(b)} \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\} \quad (5.29)$$

gewählt wird [Hag97]. Für die Quantisierungsfunktion nach (5.10) folgt dementsprechend

$$q_s \left(\widehat{s}_{m'}^{(b)} \right) = \mathrm{E} \left\{ s_{m'}^{(b)} \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\}. \quad (5.30)$$

Unter Verwenden der bedingten Log-Likelihood-Verhältnisse [WP99]

$$\mathrm{L} \left(s_{m'}^{(b)} \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right) = \ln \frac{\mathrm{P} \left\{ s_{m'}^{(b)} = +1 \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\}}{\mathrm{P} \left\{ s_{m'}^{(b)} = -1 \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\}} \quad (5.31)$$

und

$$\mathrm{L} \left(\widehat{s}_{m'}^{(b)} \middle| s_{m'}^{(b)} \right) = \ln \frac{\mathrm{P} \left\{ \widehat{s}_{m'}^{(b)} \middle| s_{m'}^{(b)} = +1 \right\}}{\mathrm{P} \left\{ \widehat{s}_{m'}^{(b)} \middle| s_{m'}^{(b)} = -1 \right\}} \quad (5.32)$$

und des Log-Likelihood-Verhältnisses $\mathrm{L} \left(s_{m'}^{(b)} \right)$ nach (2.22), das die A-priori-Wahrscheinlichkeiten der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$ beschreibt, kann (5.30) in

$$\begin{aligned} q_s \left(\widehat{s}_{m'}^{(b)} \right) &= \mathrm{E} \left\{ s_{m'}^{(b)} \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right\} \\ &= \tanh \left(\frac{1}{2} \mathrm{L} \left(s_{m'}^{(b)} \middle| \widehat{s}_{m'}^{(b)} \right) \right) \\ &= \tanh \left(\frac{1}{2} \mathrm{L} \left(\widehat{s}_{m'}^{(b)} \middle| s_{m'}^{(b)} \right) + \frac{1}{2} \mathrm{L} \left(s_{m'}^{(b)} \right) \right) \end{aligned} \quad (5.33)$$

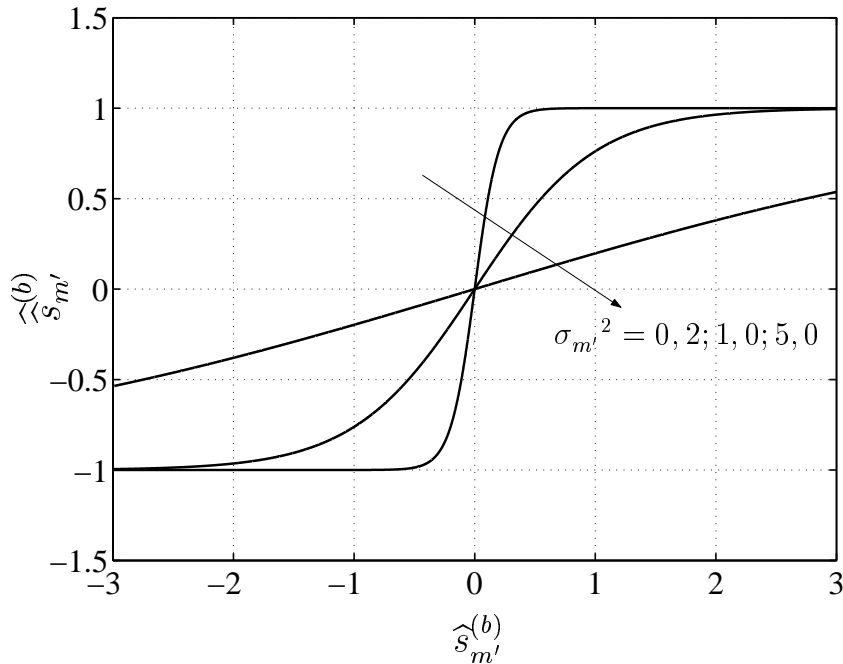


Bild 5.5. Quantisierungsfunktion $q_s(\hat{s}_{m'}^{(b)})$ des weichen Quantisierers für gleiche A-priori-Wahrscheinlichkeiten der verschiedenen Realisierungen der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$

umgeschrieben werden [Hag97]. Sind die A-priori-Wahrscheinlichkeiten der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$ gleich, so vereinfacht sich (5.33) zu

$$q_s(\hat{s}_{m'}^{(b)}) = \tanh\left(\frac{1}{2}L(\hat{s}_{m'}^{(b)} | s_{m'}^{(b)})\right). \quad (5.34)$$

Die durch (5.10) and (5.33) gegebene Wahl von $\hat{s}_{m'}^{(b)}$ wird in der Literatur als Softbit [Hag97] bezeichnet. Berücksichtigt man die in Abschnitt 5.2.1 beschriebene Annahme Gaußscher Störung am Eingang des binären Schätzwertverbesserers, so läßt sich das in (5.33) und (5.34) eingehende bedingte Log-Likelihood-Verhältnis $L(\hat{s}_{m'}^{(b)} | s_{m'}^{(b)})$ zu

$$L(\hat{s}_{m'}^{(b)} | s_{m'}^{(b)}) = \frac{2\hat{s}_{m'}^{(b)}}{\sigma_{m'}^2} \quad (5.35)$$

ermitteln. Durch Substituieren von $L(\hat{s}_{m'}^{(b)} | s_{m'}^{(b)})$ nach (5.35) in (5.33) folgt schließlich

$$q_s(\hat{s}_{m'}^{(b)}) = \tanh\left(\frac{\hat{s}_{m'}^{(b)}}{\sigma_{m'}^2} + \frac{1}{2}L(s_{m'}^{(b)})\right), \quad (5.36)$$

sowie für den Fall gleicher A-priori-Wahrscheinlichkeiten nach (5.34)

$$q_s(\hat{s}_{m'}^{(b)}) = \tanh\left(\frac{\hat{s}_{m'}^{(b)}}{\sigma_{m'}^2}\right). \quad (5.37)$$

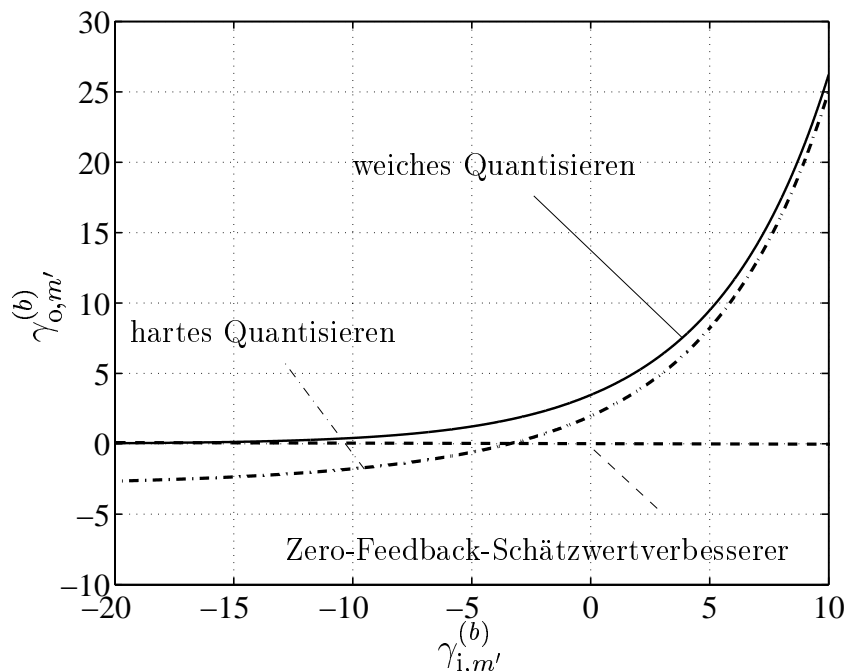


Bild 5.6. $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ als Funktion von $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ für weiches Quantisieren, hartes Quantisieren und den Zero-Feedback-Schätzwertverbesserer

Bild 5.5 verdeutlicht die Quantisierungsfunktion $q_s(\hat{s}_{m'}^{(b)})$ des weichen Quantisierers nach (5.37) für gleiche A-priori-Wahrscheinlichkeiten der verschiedenen Realisierungen der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$ und verschiedene $\sigma_{m'}^2$. Es ist erkennbar, daß sich mit sinkendem $\sigma_{m'}^2$ die Quantisierungsfunktion $q_s(\hat{s}_{m'}^{(b)})$ des weichen Quantisierers nach (5.37) asymptotisch der Quantisierungsfunktion $q_h(\hat{s}_{m'}^{(b)})$ des harten Quantisierers nach (5.26) annähert. Aus diesem Grund ist zu erwarten, daß für kleine $\sigma_{m'}^2$, d.h. hohe Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers, die Leistungsfähigkeit harten Quantisierens und die Leistungsfähigkeit weichen Quantisierens nahezu identisch sind. Andererseits ist zu beobachten, daß für große $\sigma_{m'}^2$, d.h. sehr kleine Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers, und gleiche A-priori-Wahrscheinlichkeiten verschiedener Realisierungen der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$ die Quantisierungsfunktion $q_s(\hat{s}_{m'}^{(b)})$ des weichen Quantisierers nach (5.37) asymptotisch gegen die Abszisse — und dies ist der Graph der Quantisierungsfunktion $q_0(\hat{s}_{m'}^{(b)})$ nach (5.18) des Zero-Feedback-Schätzwertverbesserers — strebt. Daher ist zu erwarten, daß für sehr kleine Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers und gleiche A-priori-Wahrscheinlichkeiten verschiedener Realisierungen der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$ Zero-Feedback-Schätzwertverbessern nach Abschnitt 5.2.2 und weiches Quantisieren gleiche Leistungsfähigkeit im Hinblick auf das erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ am Ausgang des binären Schätzwertverbesserers zeigen.

Mit (5.13) und (5.36) läßt sich das erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$,

am Ausgang des weichen Quantisierers durch

$$\begin{aligned} \gamma_{o,m'}^{(b)} &= \sqrt{2\pi\gamma_{i,m'}^{(b)}} \left(e^{+\frac{1}{2}L(s_{m'}^{(b)})} + e^{-\frac{1}{2}L(s_{m'}^{(b)})} \right) / \\ &\quad \left(e^{+\frac{1}{2}L(s_{m'}^{(b)})} \cdot \int_{-1}^{+1} \frac{1-\tilde{s}}{1+\tilde{s}} e^{-\frac{1}{2\gamma_{i,m'}^{(b)}} \left(\operatorname{atanh}(\tilde{s}) - \frac{L(s_{m'}^{(b)})}{2} - \gamma_{i,m'}^{(b)} \right)^2} d\tilde{s} \right. \\ &\quad \left. + e^{-\frac{1}{2}L(s_{m'}^{(b)})} \cdot \int_{-1}^{+1} \frac{1-\tilde{s}}{1+\tilde{s}} e^{-\frac{1}{2\gamma_{i,m'}^{(b)}} \left(\operatorname{atanh}(\tilde{s}) + \frac{L(s_{m'}^{(b)})}{2} - \gamma_{i,m'}^{(b)} \right)^2} d\tilde{s} \right) \end{aligned} \quad (5.38)$$

als Funktion von $\gamma_{i,m'}^{(b)}$, $m' = 1 \dots 2N^{(b)}$, angeben. Dem Autor ist keine geschlossene Lösung der in (5.38) eingehenden Integrale bekannt, so daß zum Auswerten von (5.38) numerische Integrationsmethoden verwendet werden müssen. Man erkennt jedoch, daß das erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ am Ausgang des weichen Quantisierers nur vom Betrag $|L(s_{m'}^{(b)})|$ und nicht vom Vorzeichen des die A-priori-Wahrscheinlichkeiten beschreibenden Log-Likelihood-Verhältnisses $L(s_{m'}^{(b)})$ abhängt, was aus Symmetriegründen auch plausibel ist. Für den Spezialfall gleicher A-priori-Wahrscheinlichkeiten nach (5.37) vereinfacht sich (5.38) zu [MJWT01, WM02, MW03]

$$\gamma_{o,m'}^{(b)} = \sqrt{\frac{2\pi}{\gamma_{i,m'}^{(b)}}} / \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\tanh(\tilde{s}\gamma_{i,m'}^{(b)}) - 1 \right)^2 e^{-\frac{1}{2}\gamma_{i,m'}^{(b)}(\tilde{s}-1)^2} d\tilde{s}. \quad (5.39)$$

Bild 5.6 verdeutlicht den Zusammenhang nach (5.39) für gleiche A-priori-Wahrscheinlichkeiten verschiedener Realisierungen der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$ graphisch. Dabei ist das resultierende $\gamma_{o,m'}^{(b)}(\gamma_{i,m'}^{(b)})$ nach (5.39) für weiches Quantisieren, $\gamma_{o,m'}^{(b)}(\gamma_{i,m'}^{(b)})$ nach (5.27) für hartes Quantisieren und $\gamma_{o,m'}^{(b)}(\gamma_{i,m'}^{(b)})$ nach (5.19) für den trivialen binären Zero-Feedback-Schätzwertverbesserer dargestellt. Wie bereits angesprochen verhält sich der weiche Quantisierer für kleine $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ wie der triviale binären Zero-Feedback-Schätzwertverbesserer. Für sehr große $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ strebt die durch $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ ausgedrückte Leistungsfähigkeit des weichen Quantisierers asymptotisch gegen die Leistungsfähigkeit des harten Quantisierers. Erwartungsgemäß erreicht der weiche Quantisierer für alle $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ das höchste $\gamma_{o,m'}^{(b)}$.

Der Einfluß der A-priori-Information $L(s_{m'}^{(b)})$ auf das erzielbare Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ nach (5.38) soll anhand von Grenzwertbetrachtungen untersucht werden. Für eine sehr große Varianz $\sigma_{m'}^2$, d.h. ein sehr kleines Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers, erhält man aus (5.36) den Grenzwert der Quantisierungsfunktion

$$\lim_{\gamma_{i,m'}^{(b)} \rightarrow 0} q_s(\hat{s}_{m'}^{(b)}) = \tanh\left(\frac{1}{2}L(s_{m'}^{(b)})\right), \quad (5.40)$$

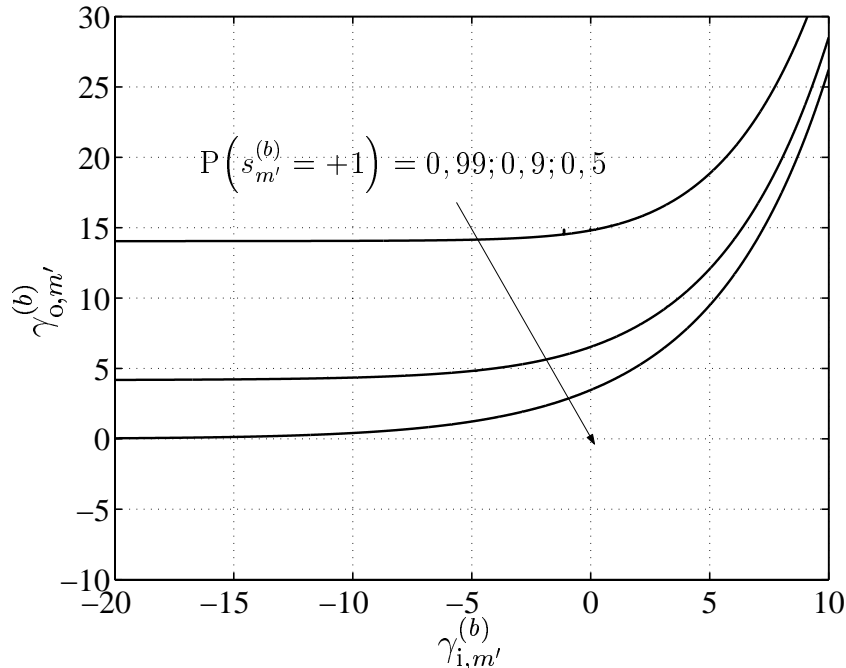


Bild 5.7. $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ als Funktion von $\gamma_{i,m'}^{(b)}$ für weiches Quantisieren für verschiedene Werte der A-priori-Wahrscheinlichkeit $P(s_{m'}^{(b)} = +1)$

woraus erwartungsgemäß, wie bereits angesprochen, für gleiche A-priori-Wahrscheinlichkeiten verschiedener Realisierungen der BPSK-Subdatensymbole $s_{m'}^{(b)}$ die Quantisierungsfunktion $q_0(\hat{s}_{m'}^{(b)})$ des Zero-Feedback-Schätzwertverbesserers nach (5.18) folgt. Aus (5.40) ergibt sich der Grenzwert

$$\begin{aligned} \lim_{\gamma_{i,m'}^{(b)} \rightarrow 0} \gamma_{o,m'}^{(b)} &= \frac{1}{4 \cdot P(s_{m'}^{(b)} = +1) P(s_{m'}^{(b)} = -1)} \\ &= \frac{1}{4} \left(e^{+\frac{1}{2}L(s_{m'}^{(b)})} + e^{-\frac{1}{2}L(s_{m'}^{(b)})} \right)^2 \end{aligned} \quad (5.41)$$

des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ am Ausgang des weichen Quantisierers. Dieser Grenzwert

- hängt nur von der in $P(s_{m'}^{(b)} = +1)$ und $P(s_{m'}^{(b)} = -1)$ bzw. $L(s_{m'}^{(b)})$ enthaltenen A-priori-Information und nicht von der Schätzung $\hat{s}_{m'}^{(b)}$ ab und
- ist stets größer oder gleich 0 dB.

Für eine sehr kleine Varianz $\sigma_{m'}^2$, d.h. für ein sehr großes Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{i,m'}^{(b)} \rightarrow \infty$ am Eingang des binären Schätzwertverbesserers, konvergiert der weiche Quantisierer unabhängig von der in $P(s_{m'}^{(b)} = +1)$ und $P(s_{m'}^{(b)} = -1)$ bzw. $L(s_{m'}^{(b)})$ enthaltenen A-priori-Information gegen den harten Quantisierer.

Die Graphen in Bild 5.7 verdeutlichen die Abhängigkeit des erzielbaren Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_{o,m'}^{(b)}$ nach (5.38) von der A-priori-Information $L(s_{m'}^{(b)})$.

5.3 Allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung

5.3.1 Gesamtkonzept

Die allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung stellt eine Erweiterung der in Unterkapitel 4.3 vorgestellten allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination dar. Bei der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung wird weiterhin die in Abschnitt 4.3.1 vermittelte Grundidee der Gruppenbildung verfolgt. Demnach wird versucht, die Interferenz zwischen den Datensymbolen einer Gruppe durch Dekorrelation zu eliminieren und die Interferenz durch Datensymbole anderer Gruppen iterativ durch Rekonstruieren und Abziehen der Interferenzsignale zu eliminieren. Ausgehend von der Struktur des nichtlinearen iterativen Schätzers mit Schätzwertverbesserung nach Bild 5.1 wird jedoch in die allgemeine lineare parallele Interferenzelimination eine Schätzwertverbesserung zur Aufbesserung der für die Interferenzrekonstruktion verwendeten Datensymbole eingesetzt. Mit der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ nach (4.35) und der Rückwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ nach (4.36) ergibt sich dann mit der zum nichtlinearen iterativen Schätzer mit Schätzwertverbesserung aus Abschnitt 5.1.1 gehörigen allgemeinen Iterationsformel nach (5.3)

$$\begin{aligned}
\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) &= \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)} \text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \\
&\quad \cdot \left(\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} - \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right. \\
&\quad \left. \cdot \overline{\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G}} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \cdot \hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p-1) \right) \\
&= \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \left(\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} - \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \cdot \hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p-1) \right). \tag{5.42}
\end{aligned}$$

Im Gegensatz zur allgemeinen linearen parallelen Interferenzelimination läßt sich der Grenzwert $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(\infty)$ für eine unendlich große Anzahl von Iterationsschritten bei der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung nicht unmittelbar angeben. Dieser Grenzwert hängt von dem verwendeten Verfahren zur Schätzwertverbesserung und der Wahl der Gruppen ab. Aus diesem Grund soll dieser Zusammenhang in den folgenden Abschnitten für verschiedene Möglichkeiten der Gruppenwahl und verschiedene Verfahren zur Schätzwertverbesserung untersucht werden. Insbesondere läßt sich feststellen, daß $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ nach (5.42) für große p , d.h. für eine große Anzahl von Iterationsschritten im allgemeinen nicht gegen die vom nicht iterativen Dekorrelator nach Abschnitt 4.1.2 gelieferte Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ nach (4.1) und (4.6) strebt.

Zumindest für zwei Spezialfälle der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung läßt sich das Verhalten der Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ voraussagen:

- Wenn die Schätzwertverbesserung derart geartet ist, daß für alle Iterationsschritte $p, p \in \mathbb{N}$, stets

$$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) = \mathbf{0}^{(N^{(b)})} \quad (5.43)$$

gilt — d.h. der Zero-Feedback-Schätzwertverbesserer nach Abschnitt 5.2.2 eingesetzt wird —, dann verändert sich $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ nicht, wenn die Anzahl p der durchlaufenen Iterationsschritte verändert wird. Es gilt

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) = & \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right)^{-1} \\ & \mathbf{P}^{(b)} \text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \widetilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}, p = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (5.44)$$

Wenn nicht alle Block b zugeordneten Datensymbole $\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b)}, n' = 1 \dots N^{(b)}$, einer Gruppe angehören, dann ist die Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$ im allgemeinen durch Vielfachzugriffs-Interferenz und/oder Intersymbol-Interferenz gestört.

- Wenn die Schätzwertverbesserung derart geartet ist, daß stets für alle Iterationsschritte $p, p \in \mathbb{N}$,

$$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) = \underline{\mathbf{s}}^{(b)} \quad (5.45)$$

gilt — d.h. der perfekte Schätzwertverbesserer nach Abschnitt 5.2.2 eingesetzt wird —, dann verändert sich $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p)$ für alle p größer eins nicht mehr. Es gilt

$$\begin{aligned} \widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(p) = & \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)} \\ & \text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \cdot \left(\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} - \left(\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right. \\ & \left. \cdot \overline{\text{blockdiag}}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \mathbf{P}^{(b)} \cdot \underline{\mathbf{s}}^{(b)} \right) \\ = & \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \left(\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)} - \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \cdot \underline{\mathbf{s}}^{(b)} \right), p = 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (5.46)$$

Die zwischen verschiedenen Gruppen wirkenden Interferenzen werden perfekt eliminiert. Die Leistungsfähigkeit der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung hängt demnach lediglich von der Leistungsfähigkeit der durch die Vorwärtspfadmatrix

$$\mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \left(\text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*\text{T}} \right) \right)^{-1} \mathbf{P}^{(b)} \text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right)$$

beschriebenen Dekorrelatoren ab. Es läßt sich somit für Block b und das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ eine Obergrenze

$$\eta_{\max, n'}^{(b, k_S)} = \left(\left[\left(\mathbf{P}^{(b)*T} \text{blockdiag}_{N^{(b)}/G} \left(\mathbf{P}^{(b)} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \mathbf{P}^{(b)*T} \right) \mathbf{P}^{(b)} \right) \right]_{n'', n''}^{-1} \right) \cdot \left(\left[\underline{\mathbf{A}}^{(b)*T} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right]_{n'', n''}^{-1} \right), \quad (5.47)$$

$$n'' = \sum_{k'_S=1}^{k_S-1} N^{(b, k'_S)} + n' - 1, n^{(b, k_S)}(n') = n, m = 2n \dots 2n + 1,$$

für die bei gegebener Gruppenwahl erzielbare Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b, k_S)}$ angeben. Wenn ein anderes Verfahren zur Schätzwertverbesserung eingesetzt wird, so kann die dann mit der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung erzielbare Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b, k_S)}$ maximal so groß werden wie $\eta_{\max, n'}^{(b, k_S)}$ nach (5.47).

Im folgenden sollen verschiedene Möglichkeiten der Gruppenwahl studiert werden. Für die quantitative Analyse wird wiederum von dem bereits in Abschnitt 4.4.1 eingeführten Szenario ausgegangen.

5.3.2 Symbolweise parallele Interferenzelimination

Wie bereits in Abschnitt 4.4.3 erläutert, wird bei der symbolweisen parallelen Interferenzelimination jedes dem Block b zugeordnete Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b)}$, einer eigenen Gruppe g , $g = 1 \dots G$, zugewiesen, so daß sich die in Abschnitt 4.4.3 erläuterten Zusammenhänge (4.52) und (4.53) sowie die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ nach (4.54) ergeben.

Die Wahl der Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ nach (4.35) gemäß (4.54) impliziert eine weitere Besonderheit der symbolweisen parallelen Interferenzelimination: Da pro Gruppe g , $g = 1 \dots G$, nur für lediglich ein einziges Datensymbol eine Schätzung ermittelt werden muß, liegt für jede Gruppe der Einzelsymbolfall nach Abschnitt 2.2.2 vor. Falls es gelingt, durch die Schätzwertverbesserung die Zuverlässigkeit der Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{x}}}^{(b)}(p)$ beliebig zu steigern — und dies wird durch die perfekte Schätzwertverbesserung nach Abschnitt 5.2.2 geleistet — und darauf aufbauend die zwischen verschiedenen Gruppen auftretenden Interferenzen perfekt zu eliminieren, so ist es möglich, die dem Datensymbol $\underline{s}_{n'}^{(b, k_S)}$ zugehörige Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b, k_S)}$ bis zur durch (5.47) gegebenen Obergrenze

$$\eta_{\max, n'}^{(b, k_S)} = 1, k_S = 1 \dots K_S, n' = 1 \dots N^{(b)}, \quad (5.48)$$

zu steigern. Symbolweise parallele Interferenzelimination bietet demzufolge also bei Verwenden sehr leistungsfähiger Verfahren zur Schätzwertverbesserung das Potential theoretisch bestmögliche *Intradblock-Signalverarbeitung* zu leisten.

Im Hinblick auf die Konvergenz der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung ist wie bereits in Abschnitt 4.4.3 angesprochen, die Wahl der Gruppen nach (4.52) und (4.53), d.h. symbolweise parallele Interferenzelimination, im allgemeinen die problematischste Möglichkeit der Gruppenwahl. In diesem Fall wird die Gesamtenergie der Interferenz zwischen verschiedenen Gruppen zugehörigen Datensymbolen $\underline{s}_{n'}^{(b)}$, $n' = 1 \dots N^{(b)}$, maximal. Diese ist jedoch genau diese Interferenz, die durch die iterative Interferenzelimination beseitigt werden muß. Lediglich, wie in Abschnitt 5.1.1 dargelegt, durch leistungsfähige Verfahren zur Schätzwertverbesserung läßt sich dieses Problem entschärfen.

Bild 5.8 zeigt den Einfluß der Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationen auf den als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.24) aufgetragenen Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ nach (2.39). Dabei sind sowohl Resultate für weiches Quantisieren als auch für hartes Quantisieren dargestellt. Es ist offensichtlich, daß sich für steigende N_{it} der Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ für symbolweise parallele Interferenzelimination dem Erwartungswert der durch den nicht iterativen Dekorrelator erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ nach Bild 4.7 annähert und — im Falle weichen Quantisierens — diesen sogar leicht überschreitet. Dabei ist festzustellen, daß abgesehen vom Fall N_{it} gleich eins auf weichem Quantisieren basierende symbolweise parallele Interferenzelimination zuverlässigere Schätzungen liefert als auf hartem Quantisieren basierende. Dieses Verhalten ist plausibel, da weiches Quantisieren es gemäß den Ausführungen in Abschnitt 5.2.4 gestattet, die Zuverlässigkeit der zum Rekonstruieren von Interferenz eingesetzten Schätzungen zu berücksichtigen. Für N_{it} gleich eins liefern beide Vorgehensweisen identische Ergebnisse, was auch einleuchtend erscheint, da in diesem Fall, bei Wahl des Startwertes $\hat{\underline{s}}^{(b)}(0)$ gemäß (4.13) keine Interferenz rekonstruiert und eliminiert wird, siehe auch (5.42), und demnach die Wahl des Verfahrens zur Schätzwertverbesserung unerheblich ist.

In Bild 5.9 wird der Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ nach (2.39) als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.24) für verschiedene K_S betrachtet. Es ist ähnlich wie in Bild 5.8 ersichtlich, daß für Werte von K_S kleiner oder gleich vier der für ein gewisses Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ durch symbolweise parallele Interferenzelimination erzielbare Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ sowohl für weiches Quantisieren als auch für hartes Quantisieren kleiner ist als der durch den nicht iterativen Dekorrelator nach Abschnitt 4.4.2 erzielbare Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$. Demnach gelingt es, wie bereits in Abschnitt 5.1.1 angedeutet, ausgehend vom nicht iterativen Dekorrelator durch Ausnutzen von A-priori-Information die bei einem gewissen Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ erzielbare Zuverlässigkeit der Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ von $s^{(k_s)}(m)$ zu steigern. Es ist jedoch auch festzuhalten, daß es aufgrund der in Bild 4.8 gezeigten komplementären Verteilungsfunktion $P(\rho > R)$ des Spektralradius ρ nach (4.42) für K_S größer gleich acht unabhängig vom Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nicht gelingt, die maximal zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten. Vergleicht man die

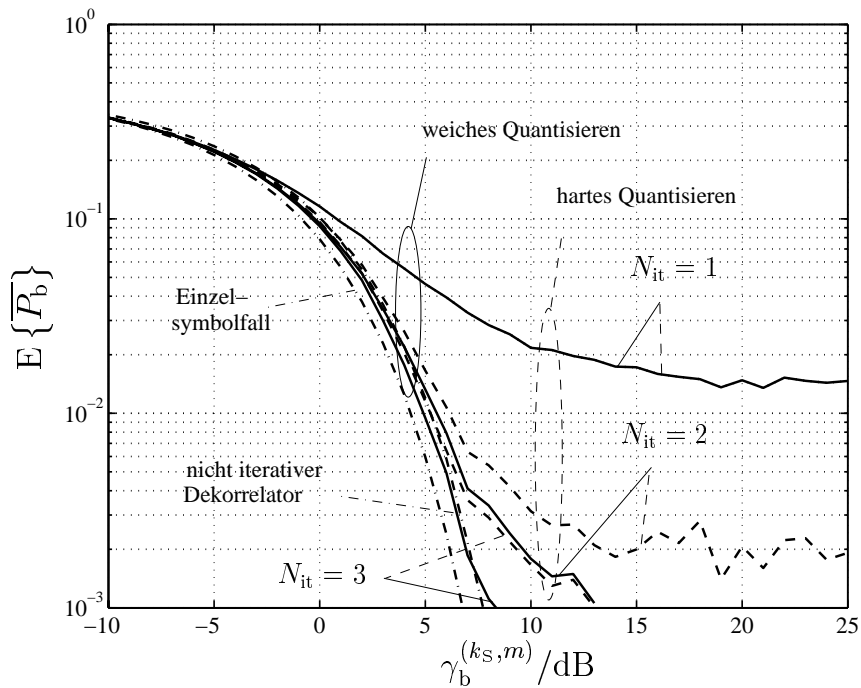


Bild 5.8. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für symbolweise parallele Interferenzelimination (PIC) bei weichem (—) und hartem (---) Quantisieren mit $K_S = 4$, $Q = 16$, $N = 10$

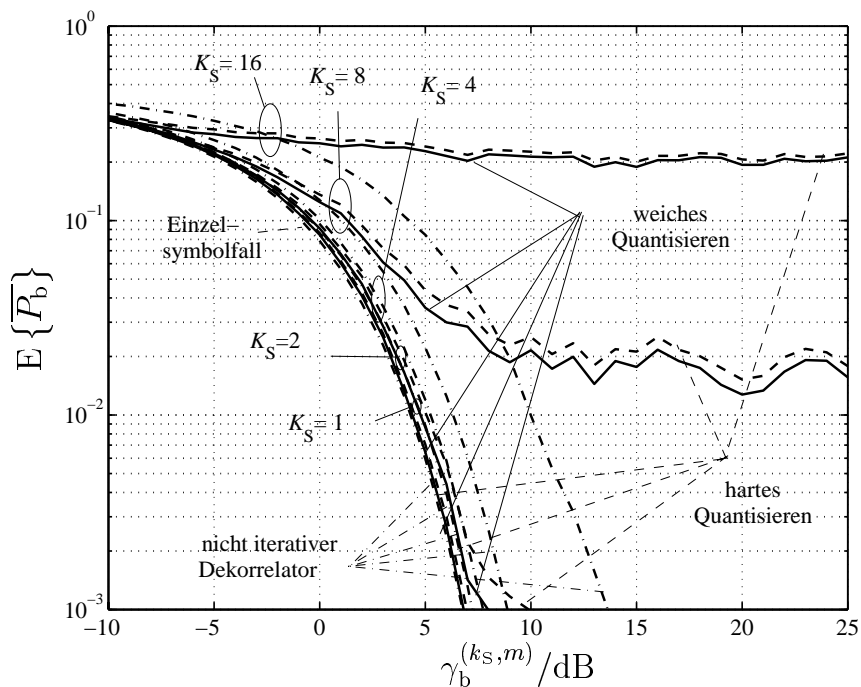


Bild 5.9. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für symbolweise parallele Interferenzelimination (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

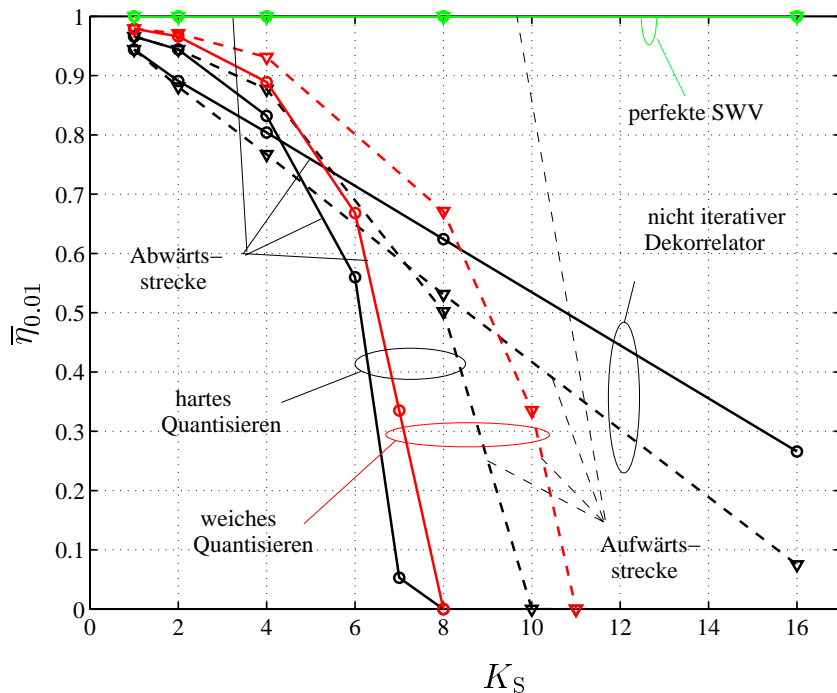


Bild 5.10. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für symbolweise parallele Interferenzelimination (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich für $Q = 16$, $N = 10$, $N_{\text{it}} = 5$

in Bild 4.12 für lineare symbolweise parallele Interferenzelimination, d.h. für symbolweise parallele Interferenzelimination mit transparenter Schätzwertverbesserung dargestellten Ergebnisse und die in Bild 5.9 für symbolweise parallele Interferenzelimination mit weichem bzw. hartem Quantisieren wiedergegebenen Resultate, so läßt sich jedoch feststellen, daß, wie bereits in Abschnitt 5.1.1 dargelegt, die in die allgemeine parallele Interferenzelimination eingebrachte Schätzwertverbesserung die Konvergenz der allgemeinen parallelen Interferenzelimination fördert.

Betrachtet man die in Bild 5.10 als Funktion der Anzahl K_S der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes dargestellte mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ nach Abschnitt 2.2.3, so ergibt sich ein ähnliches Bild. Für K_S kleiner sechs in der Abwärtsstrecke bzw. K_S kleiner neun in der Aufwärtsstrecke ist aus den oben ausgeführten Gründen die symbolweise parallele Interferenzelimination mit weichem bzw. hartem Quantisieren dem nicht iterativen Dekorrelator überlegen. Für größere K_S ist die symbolweise parallele Interferenzelimination aufgrund der dargelegten Konvergenzproblematik dem nicht iterativen Dekorrelator unterlegen, so daß im Falle weichen Quantisierens für K_S gleich acht in der Abwärtsstrecke bzw. K_S gleich elf in der Aufwärtsstrecke die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ zu null wird.

5.3.3 Parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz

Bei der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz werden, wie in Abschnitt 4.4.4 eingeführt, jeweils die Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b,k_s)}$, $n' = 1 \dots N^{(b,k_s)}$, die dem gleichen CDMA-codespezifischen Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_s)}(\nu) \right]$, $k_s = 1 \dots K_S$, zugehörig sind, einer Gruppe zugeordnet. Demnach gelten die Zusammenhänge nach (4.55) und (4.56). Die Intersymbol-Interferenz zwischen den zum gleichen CDMA-codespezifischen Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_s)}(\nu) \right]$, $k_s = 1 \dots K_S$, beitragenden Datensymbolen wird durch das gemeinsame Schätzen der Datensymbole der jeweiligen Gruppe eliminiert.

Bild 5.11 zeigt den Einfluß der Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationen auf den als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s,m)}$ nach (2.24) aufgetragenen Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ nach (2.39). Dabei sind sowohl Resultate für weiches Quantisieren als auch für hartes Quantisieren dargestellt. Es ist erkennbar, daß sich für steigende N_{it} der Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz dem Erwartungswert der durch den nicht iterativen Dekorrelator erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ nach Bild 4.7 annähert und überschreitet. Abgesehen vom Fall N_{it} gleich eins liefert auf weichem Quantisieren basierende parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz zuverlässigere Schätzungen als auf hartem Quantisieren basierende parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz. Für N_{it} gleich eins liefern beide Vorgehensweisen aus den in Abschnitt 5.3.2 dargelegten Gründen identische Ergebnisse.

In Bild 5.12 ist der Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ nach (2.39) als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s,m)}$ nach (2.24) für verschiedene K_S dargestellt. Es ist ersichtlich, daß für Werte von K_S kleiner oder gleich vier, der für ein festes Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s,m)}$ durch parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz erzielbare Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ sowohl für weiches Quantisieren als auch für hartes Quantisieren kleiner ist als der durch den nicht iterativen Dekorrelator nach Abschnitt 4.4.2 erzielbare Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$. Zwischen hartem Quantisieren und weichem Quantisieren ist für diese Wahl von K_S kein signifikanter Unterschied erkennbar.

Für K_S gleich acht ist bereits ein Fehlerteppich zu beobachten, die maximal zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} kann jedoch durch Wahl eines gegenüber dem nicht iterativen Dekorrelator wenig erhöhten Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s,m)}$ eingehalten werden. Im Falle von K_S gleich 16 ist es unabhängig vom Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s,m)}$ nicht möglich die maximal zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten. Ein Vergleich der Graphen in Bild 4.18 und Bild 5.12 läßt erkennen, daß ebenso wie bei symbolweiser paralleler Interferenzelimination nach Abschnitt 5.3.2, das Einbringen einer nichtlinearen Schätzwertverbesserung der Konvergenz der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz förderlich ist.

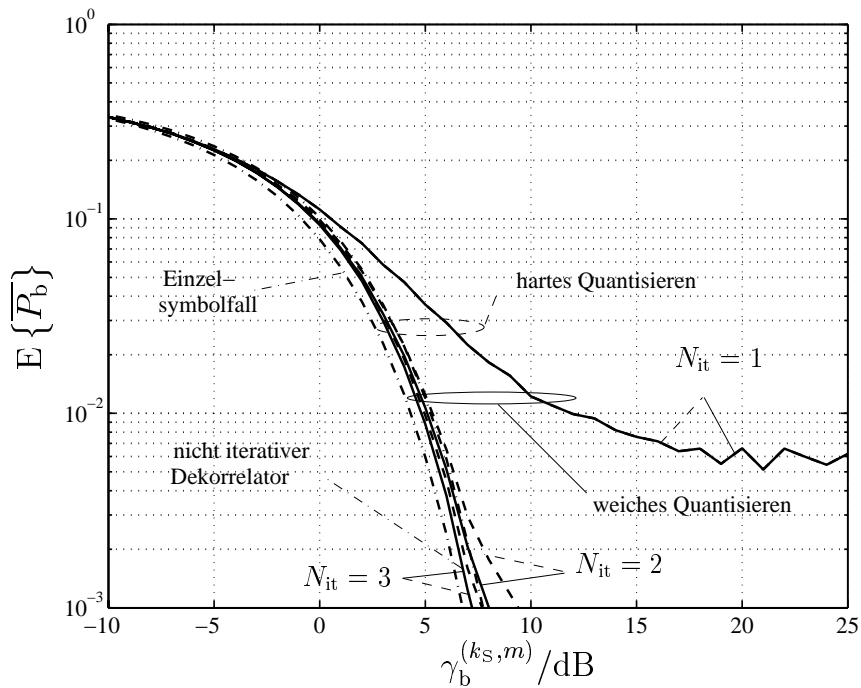


Bild 5.11. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC) bei weichem (—) und hartem (---) Quantisieren mit $K_S = 4$, $Q = 16$, $N = 10$

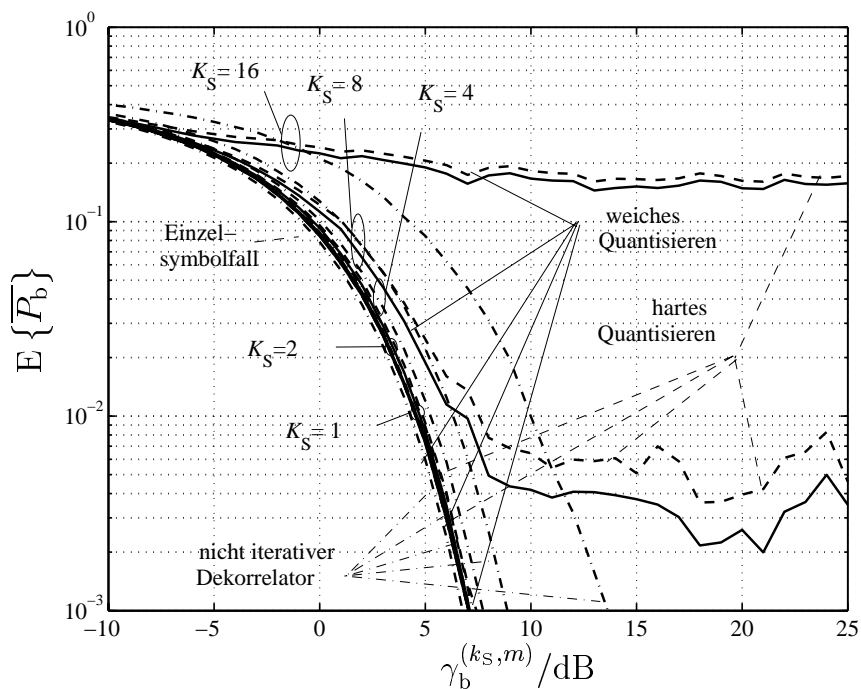


Bild 5.12. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

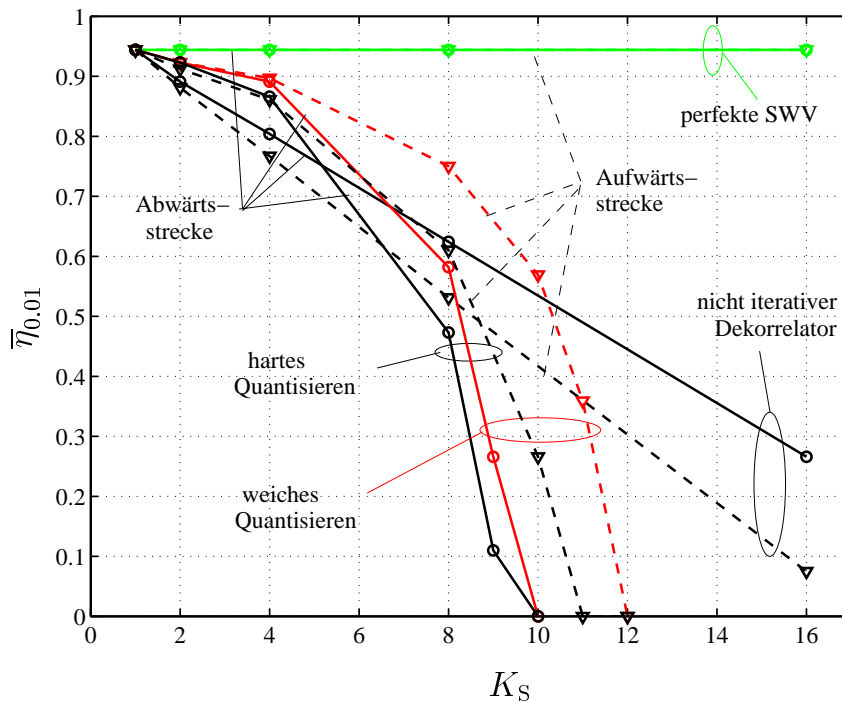


Bild 5.13. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

Im Gegensatz zur in Abschnitt 5.3.2 betrachteten symbolweisen parallelen Interferenz-elimination werden bei der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz jeweils N zeitlich aufeinanderfolgende Datensymbole gemeinsam innerhalb eines der jeweiligen Gruppe g , $g = 1 \dots G$, zugehörigen Dekorrelators betrachtet. Dies hat zur Folge, daß ausgehend von $\eta_{\max, n'}^{(b, k_S)}$ nach (5.47) im Gegensatz zu (5.48) selbst bei Nutzen eines perfekten Verfahrens zur Schätzwertverbesserung die Leistungsfähigkeit, die beispielsweise durch die zu den Datensymbolen $\underline{s}_{n'}^{(b, k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S, n' = 1 \dots N^{(b, k_S)}$, gehörige Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b, k_S)}$ ausgedrückt werden kann, der auf paralleler Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz basierenden *Intra-Block-Signalverarbeitung* durch die Leistungsfähigkeit der durch die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ nach (4.35) beschriebenen Dekorrelatoren begrenzt ist. Dieses Wirkungsgefüge spiegelt sich in Bild 5.13 wider, in dem der Zusammenhang zwischen der Anzahl K_S gleichzeitig verwendeter CDMA-Codes und der mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ dargestellt ist. Dabei ist zu beobachten, daß die beim Nutzen eines perfekten Verfahrens zur Schätzwertverbesserung erzielbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ unabhängig von der Anzahl K_S der gleichzeitig verwendeten CDMA-Codes ist. Dies ist entsprechend der oben gemachten Ausführungen auch zu erwarten, denn die Leistungsfähigkeit jedes einzelnen je zu einer Gruppe g , $g = 1 \dots G$, gehörigen Dekorrelators hängt nur von den durch diesen gemeinsam zu betrachtenden Datensymbolen — also den einem CDMA-Code zugehörigen Datensymbolen $\underline{s}_{n'}^{(b, k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b, k_S)}$ — ab. Die durch parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz mit weichem oder hartem Quantisieren erreichbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ liegt für kleine K_S zwischen der

oben angesprochenen mit perfekter Schätzwertverbesserung erzielbaren mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ und der dem nicht iterativen Dekorrelator zugehörigen mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ nach Bild 4.6. Für große K_S , d.h. Konstellationen, in denen die Konvergenz der parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz gemäß Bild 4.14 problematisch ist, wird die mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ null.

5.3.4 Parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz

Bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz sind, wie bereits in Abschnitt 4.4.5 erläutert, jeweils die zeitgleich gesendeten Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b,k_S)}$, $n' = 1 \dots N^{(b,k_S)}$, in einer Gruppe, d.h. es gelten die Zusammenhänge nach (4.57) und (4.58). Die Vielfachzugriffs-Interferenz zwischen zeitgleich übertragenen Datensymbolen, die verschiedenen CDMA-codespezifischen Sendesignalen $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$ zugehören, wird durch das gemeinsame Schätzen der Datensymbole der jeweiligen Gruppe eliminiert.

Ähnlich wie in Bild 5.11 für parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz ist in Bild 5.14 für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz der Einfluß der Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationen auf den als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S,m)}$ nach (2.24) aufgetragenen Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ nach (2.39) dargestellt. Dabei sind sowohl Resultate für weiches Quantisieren als auch für hartes Quantisieren dargestellt. Für steigende N_{it} ist zu beobachten, daß für ein festes Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S,m)}$ der Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz sowohl bei weichem Quantisieren als auch bei hartem Quantisieren sinkt. Insbesondere für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren ist dabei festzustellen, daß für N_{it} größer drei der erreichbare Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ für alle Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_b^{(k_S,m)}$ kleiner ist, als der durch den nicht iterativen Dekorrelator erzielbare Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$. Parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren ist somit im Hinblick auf die Zuverlässigkeit der ermittelten Schätzungen dem nicht iterativen Dekorrelator für alle Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_b^{(k_S,m)}$ überlegen.

Dieses Bild festigt sich bei Betrachten von Bild 5.15, in dem der Erwartungswert der in der Abwärtsstrecke erzielbaren mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ nach (2.39) als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S,m)}$ nach (2.24) für verschiedene K_S dargestellt ist. Für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren zeigt sich, daß unabhängig von der Wahl der Anzahl der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes K_S der bei einem vorgegebenen Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S,m)}$ einhaltbare Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$ kleiner ist als beim nicht iterativen Dekorrelator. Um die maximal zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} für K_S gleich 16 — d.h. in dem besonders interessierenden Fall eines voll ausgelasteten CDMA-Mobilfunksystems — einzuhalten, ist im Falle der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren ein um 3 dB kleineres Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S,m)}$ als beim nicht iterativen

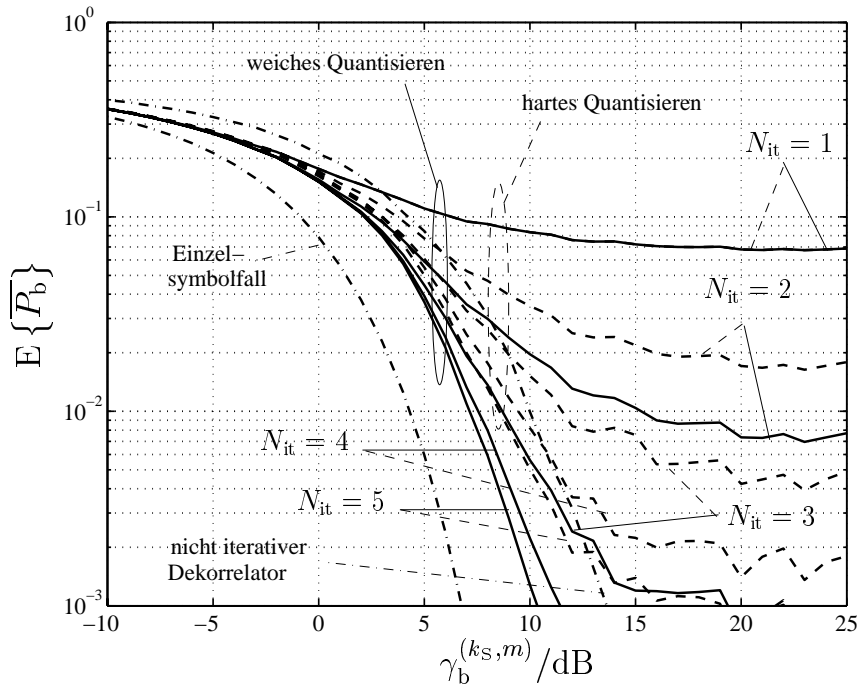


Bild 5.14. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) bei weichem (—) und hartem (---) Quantisieren mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N = 10$

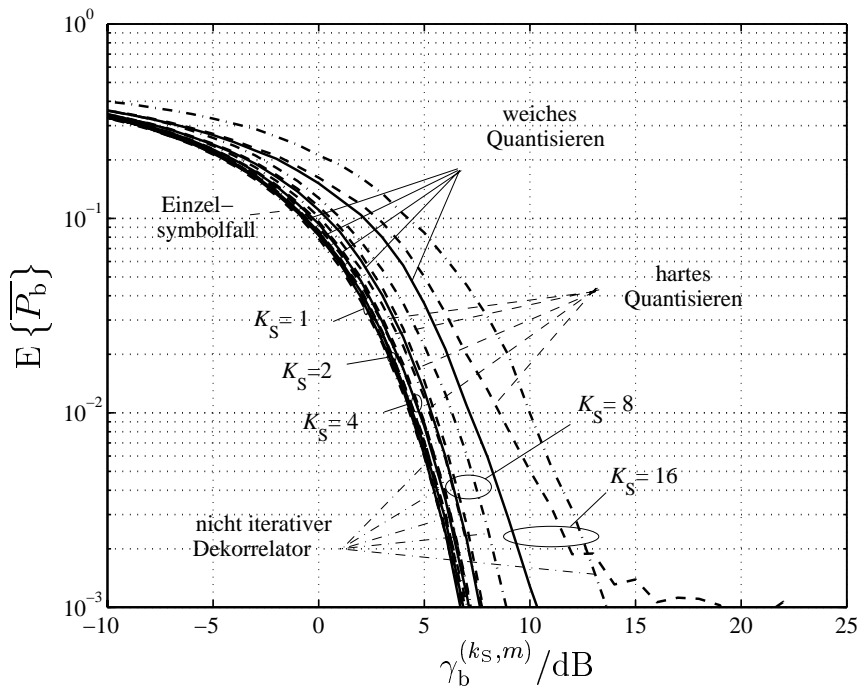


Bild 5.15. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b in der Abwärtsstrecke für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

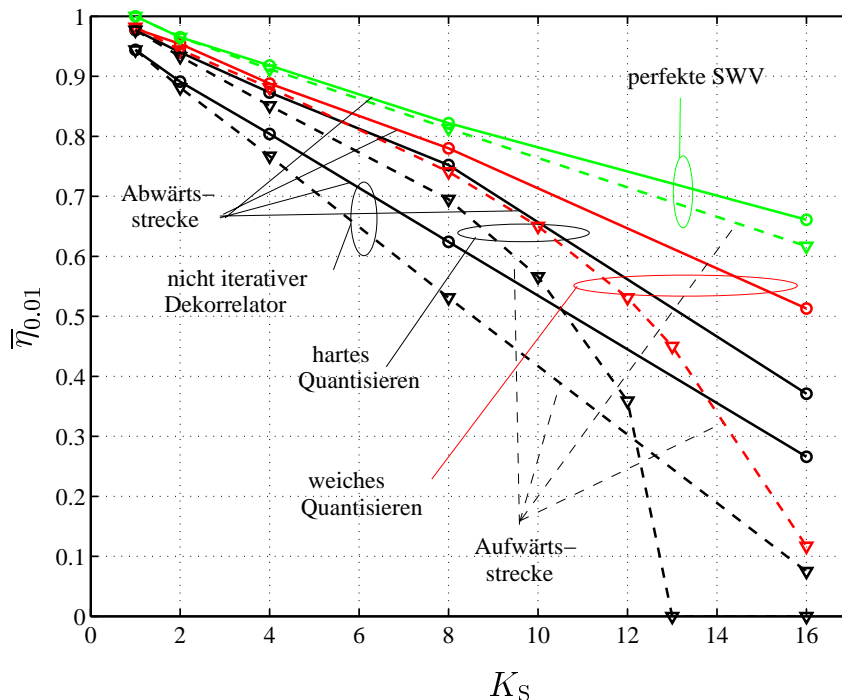


Bild 5.16. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ in der Abwärtsstrecke (—) und in der Aufwärtsstrecke (---) für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich mit $Q = 16$, $N = 10$, $N_{it} = 5$

Dekorrelator und ein lediglich um 2,5 dB größeres Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S, m)}$ als im optimalen Einzelsymbolfall nötig. Für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit hartem Quantisieren sind ähnliche, wenn auch nicht in diesem Maße ausgeprägte Gewinne zu verzeichnen. Ein Vergleich der Graphen in Bild 4.23 und Bild 5.15 läßt erkennen, daß ebenso wie bei symbolweiser paralleler Interferenzelimination nach Abschnitt 5.3.2 und paralleler Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz nach Abschnitt 5.3.3 das Einbringen einer nichtlinearen Schätzwertverbesserung die Konvergenzeigenschaften der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz signifikant verbessert.

Ähnlich zur in Abschnitt 5.3.3 betrachteten parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz werden bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz jeweils K_S zeitgleich übertragene Datensymbole gemeinsam innerhalb eines zu der jeweiligen Gruppe g , $g = 1 \dots G$, gehörigen Dekorrelators betrachtet. Dies hat in ähnlicher, wie der in Abschnitt 5.3.3 dargelegten Weise zur Folge, daß ausgehend von $\eta_{\max, n'}^{(b, k_S)}$ nach (5.47), im Gegensatz zu (5.48) selbst bei Nutzen der perfekten Schätzwertverbesserung nach Abschnitt 5.2.2, die durch die zu den Datensymbolen $\underline{s}_{n'}^{(b, k_S)}$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n' = 1 \dots N^{(b, k_S)}$, gehörige Mehrteilnehmereffizienz $\eta_{n'}^{(b, k_S)}$ ausgedrückte Leistungsfähigkeit der auf paralleler Elimination der Intersymbol-Interferenz basierenden *Intrablock-Signalverarbeitung* durch die Leistungsfähigkeit der durch die Vorwärtspfadmatrix $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ nach (4.35) beschriebenen Dekorrelatoren begrenzt ist. Dieses Wirkungsgefüge spiegelt sich in Bild 5.16 wider, in dem der Zusammenhang zwischen der Anzahl K_S gleichzeitig verwendeter CDMA-Codes und der mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ dargestellt ist. Dabei ist zu beobachten, daß

die beim Nutzen eines perfekten Verfahrens zur Schätzwertverbesserung erzielbare Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ mit steigender Anzahl K_S gleichzeitig verwendeter CDMA-Codes sinkt. Dies ist entsprechend den oben gemachten Ausführungen auch zu erwarten, denn die Leistungsfähigkeit jedes einzelnen der zu den Gruppen $g, g = 1 \dots G$, gehörigen Dekorrelatoren hängt ausschließlich von den durch diesen gemeinsam zu betrachtenden Datensymbolen — also den K_S zeitgleich übertragenen Datensymbolen $\underline{s}_{n'}^{(b,k_S)}, k_S = 1 \dots K_S$ — ab. Mit steigender Anzahl K_S gleichzeitig zu betrachtender Datensymbole $\underline{s}_{n'}^{(b,k_S)}, k_S = 1 \dots K_S$, sinkt in dem hier betrachteten Szenario nach Abschnitt 4.4.1 die durch die erzielbare mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ beschriebene Leistungsfähigkeit der Dekorrelatoren, siehe auch Abschnitt 4.4.2 und Bild 4.6.

Die durch parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren erzielbare mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ liegt für ein festes K_S zwischen der durch parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit perfekter Schätzwertverbesserung erreichbaren mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ und der durch den nicht iterativen Dekorrelator erreichbaren mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$. Durch parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren läßt sich beispielsweise im besonders interessierenden Fall des vollausgelasteten CDMA-Mobilfunksystems, d.h. für K_S gleich 16, eine mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ in der Abwärtsstrecke von über 0,5 erreichen — die durch parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit perfekter Schätzwertverbesserung gegebene theoretische Obergrenze liegt bei 0,66 —, wohingegen beim nicht iterativen Dekorrelator lediglich 0,26 erzielt werden kann. Diese Werte belegen, daß es bei den im Rahmen der vorliegenden Dissertation betrachteten Mobilfunkszenarien im Sinne einer möglichst effizienten *Intra-Block-Signalverarbeitung* anzuraten ist, bei der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung die Gruppenwahl gemäß (4.57) und (4.58) durchzuführen, d.h. parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz zu betreiben.

Kapitel 6

Interblock–Signalverarbeitung durch Rekonstruktion und Elimination von Interblock-Interferenz

6.1 Vorbemerkung

Als Resultat der Ausführungen in Kapitel 2 ist bekannt, daß das Ziel der zu einem Block b gehörigen *Interblock–Signalverarbeitung* darin besteht, Interblock-Interferenz bestmöglich zu reduzieren oder gar zu eliminieren. In Unterkapitel 2.6 wird dargelegt, daß dieses Ziel vorteilhafterweise durch ein zweischrittiges Vorgehen erreicht werden kann. In einem ersten Schritt muß eine Schätzung $\hat{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\mathbf{n}_b^{(b)}$, die den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\mathbf{r}^{(b)}$ des Empfangssignals $[\mathbf{r}(\nu)]$ des Referenzempfängers beeinflusst, durch Rekonstruktion gewonnen werden. In einem zweiten Schritt erfolgt das Interferenzeliminieren durch Subtraktion.

Das Ermitteln der Schätzungen $\hat{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\mathbf{n}_b^{(b)}$ ist gemäß den Ausführungen in Abschnitt 2.6.3 sinnvollerweise nach (2.68) durchzuführen. Offen ist dabei jedoch die Frage, wie die in (2.68) eingehenden zu den Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, gehörigen Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b, k_S, n)}$ zu wählen sind. Jeder Koeffizient $\tilde{\underline{s}}^{(b, k_S, n)}$ muß durch Auswerten aller vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b', k_S)}(n') = n$, der nicht zum Block b gehörigen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, ermittelt werden. Dabei sind die durch die Standardabweichungen $\sigma_{0, n'}^{(b', k_S)}$ ausgedrückten Zuverlässigkeiten der Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$ sowie weitere A-priori-Informationen, d.h.

- Information über das verwendete Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) und
- die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s})$ nach (2.21)

zu berücksichtigen. Grundsätzlich sind somit zwei Fragen zu klären:

- Wie kann pro nicht zum Block b gehörigen Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, und pro Block b , $b \in \mathbb{Z}$, ein für das Ermitteln der Schätzung $\hat{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\mathbf{n}_b^{(b)}$ benötigter Koeffizient $\tilde{\underline{s}}^{(b, k_S, n)}$ nach (2.68) ermittelt werden, wenn im allgemeinen mehrere Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b', k_S)}(n') = n$, pro nicht zum Block b gehörigen Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, vorliegen?
- Wie können die durch die Standardabweichungen $\sigma_{0, n'}^{(b', k_S)}$ ausgedrückten Zuverlässigkeitsinformationen und die oben genannten A-priori-Informationen genutzt werden, um eine möglichst zuverlässige Schätzung $\hat{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\mathbf{n}_b^{(b)}$ zu ermitteln, die den zu Block b gehörigen Ausschnitt des Empfangssignals $[\mathbf{r}(\nu)]$ des Referenzempfängers beeinflusst?

Auf diese grundsätzlichen Fragestellungen soll im folgenden eingegangen werden:

Wenn mehrere Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, pro nicht zum Block b gehörigen Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, vorliegen, dann müssen diese in einer geeigneten Art und Weise verschmolzen werden, um letztlich den zum Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ gehörigen Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ zu ermitteln. Wenn leistungsfähige Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzt werden, dann kann davon ausgegangen werden, daß die vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, für verschiedene Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zumindest näherungsweise unabhängigen Störungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)} - \underline{s}^{(k_S)}(n)$ unterliegen. Dann folgt daraus, daß das angesprochene Verschmelzen der vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zu den Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ symbolweise erfolgen kann. Daraus ergibt sich für die zu Block b gehörige *Interblock-Signalverarbeitung* ein an die Ausführungen in Abschnitt 2.8.1 angelehntes Vorgehen:

1. Zusammenfassen aller vorliegenden $N_s^{(k_S,n)}$ nach (2.94) Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zum Vektor $\hat{\underline{s}}_c^{(k_S,n)}$ gemäß (2.95) der Dimension $N_s^{(k_S,n)}$ und aller zugehörigen Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b',k_S)}$ nach (2.75) zum Vektor $\sigma_c^{(k_S,n)}$ nach (2.96).
2. Symbolweises Verarbeiten von $\hat{\underline{s}}_c^{(k_S,n)}$ und $\sigma_c^{(k_S,n)}$ zum Verschmelzen aller vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zum letztlichen Ermitteln des zu Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ gehörigen Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$.
3. Ermitteln einer Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$, die zum Block b zugehörigen Ausschnitt des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers beiträgt, durch auf $\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ basierendem Interblock-Interferenz-Rekonstruieren gemäß (2.68).
4. Ermitteln einer um Interblock-Interferenz reduzierten Version $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ des zu Block b gehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[\underline{\mathbf{r}}(\nu) \right]$ des Referenzempfängers durch Subtraktion der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ von $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$, d.h.

$$\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} = \underline{\mathbf{r}}^{(b)} - \hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}. \quad (6.1)$$

Dieses Vorgehen ist in Bild 6.1 graphisch dargelegt.

Der erstgenannte Punkt ist bereits in Abschnitt 2.8.1, die beiden letztgenannten Punkte sind in Abschnitt 2.6.3 im Detail erläutert. Daher soll hier darauf verzichtet werden diese drei Punkte im Detail erneut zu studieren. Der Leser sei auf die genannten Abschnitte verwiesen.

Im folgenden soll auf die an zweiter Stelle aufgeführte Teilaufgabe genauer eingegangen werden. Zu diesem Zweck sei die in (2.94) bis (2.101) eingeführte Nomenklatur aufgegriffen. Es stellt sich somit das Problem, wie die vorliegenden im Vektor $\hat{\underline{s}}_c^{(k_S,n)}$ nach (2.95) zusam-

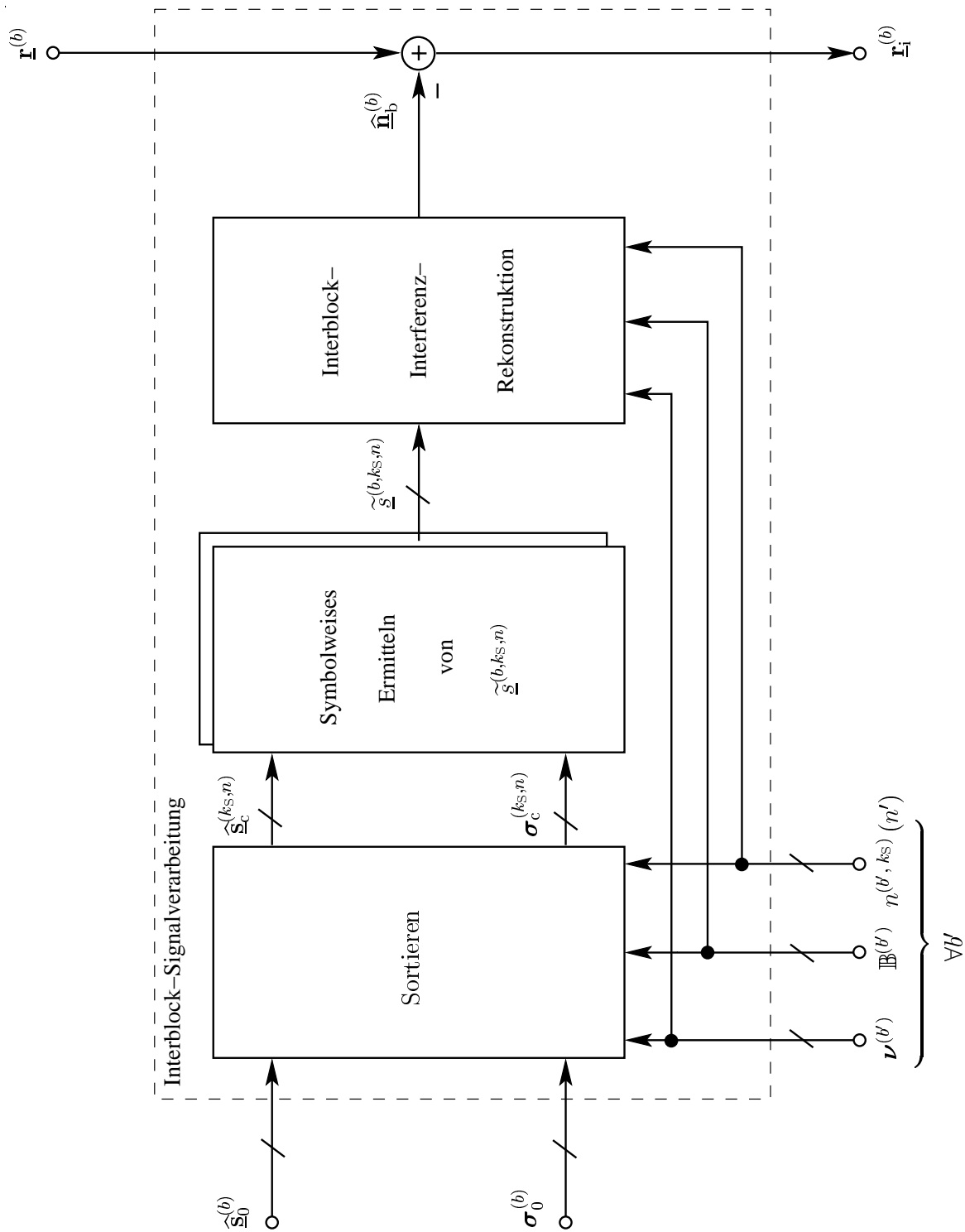


Bild 6.1. Aufspalten des zu Block b gehörigen funktionalen Blocks zur *Interblock-Signalverarbeitung* in Sortieren, symbolweises Ermitteln der Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b, ks, n)}$, Interblock-Interferenz-Rekonstruktion und Subtraktion

mengefaßten Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, verschmolzen werden können und ein Koeffizient $\widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ unter Berücksichtigung der durch die zugehörigen Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b',k_S)}$ beschriebenen Zuverlässigkeiten der Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$ und der oben genannten A-priori-Information ermittelt werden kann.

6.2 Suboptimale Verfahren

Zum Lösen des im letzten Absatz von Unterkapitel 6.1 formulierten Problems des Findens des zu Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, gehörigen Koeffizienten $\widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ bietet sich in Anlehnung an das Vorgehen in Abschnitt 2.8.1 ein zweischrittiges in Bild 6.2 dargestelltes Vorgehen an:

1. Kombinieren aller vorliegenden Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zu einer kombinierten Schätzung $\bar{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$,
2. Aufbessern der kombinierten Schätzung $\bar{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, mit einem der in Unterkapitel 5.2 vorgestellten Verfahren zur Schätzwertverbesserung zum Ermitteln des zum Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$ gehörigen Koeffizienten $\widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$.

Dieses zweischrittige Problemlösen ist im allgemeinen suboptimal — wobei für eine detaillierte Klärung dieses Sachverhaltes zuvor zu definieren ist, welches Optimierungskriterium und welche Randbedingungen, siehe auch Abschnitt 6.3, zugrunde gelegt werden —, da nach dem Kombinieren aller vorliegenden Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, nicht mehr die Einzelinformation jeder einzelnen Schätzung $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, verfügbar ist und somit im allgemeinen Information verloren geht. Das oben dargelegte Vorgehen ist jedoch recht einfach und praktikabel und wird daher in aus der Literatur bekannten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung [WNM92, WNM96, ML01, MJWT01] in speziellen Ausprägungen verwendet. Für ein optimales Vorgehen sei der Leser auf Abschnitt 6.3 verwiesen, in dem ein nach gewissen Kriterien optimales Verfahren zum Finden des zu Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ gehörigen Koeffizienten $\widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ vorgeschlagen wird.

Für die erste der beiden zu lösenden Aufgaben sind prinzipiell alle drei in Abschnitt 2.8.2 dargelegten grundlegenden Kombinationstechniken anwendbar, die schließlich eine kombinierte Schätzung $\bar{\underline{s}}^{(k_S)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, der durch das ausgangsseitige Signal-Stör-Verhältnis des Kombinierers $\gamma_o^{(k_S,n)}$ nach (2.105) beschriebenen Zuverlässigkeit liefern. Für Details und die Analyse der Leistungsfähigkeit der verschiedenen dargelegten grundlegenden Kombinationstechniken sei der Leser auf die Diskussion

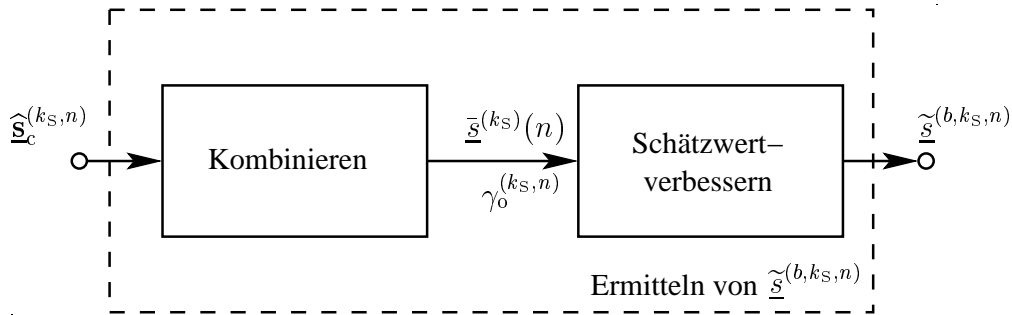


Bild 6.2. Symbolweises Ermitteln des Datensymbol $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ zugehörigen Koeffizienten $\underline{\tilde{s}}^{(b, k_s, n)}$

in Abschnitt 2.8.2 verwiesen. Neben den vorgestellten grundlegenden Kombinationstechniken sind auch Kombinationen der verschiedenen grundlegenden Kombinationstechniken z.B. im Sinne einer Kaskadierung denkbar. Solche Verfahren bringen jedoch keine wesentlichen neuartigen Erkenntnisse, und sollen daher hier nicht weiter diskutiert werden.

Für die zweite der beiden zu lösenden Aufgaben ist die für das Datensymbol $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, ermittelte kombinierte Schätzung $\underline{\tilde{s}}^{(k_s)}(n)$ der durch das ausgangsseitige Signal-Stör-Verhältnis des Kombinierers $\gamma_o^{(k_s, n)}$ nach (2.105) beschriebenen Zuverlässigkeit einem Verfahren zur Schätzwertverbesserung zuzuführen, um schließlich den dem Datensymbol $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zugehörigen Koeffizienten $\underline{\tilde{s}}^{(b, k_s, n)}$ zu ermitteln. In Unterkapitel 5.2 werden verschiedene triviale und nicht triviale Verfahren zur Schätzwertverbesserung betrachtet. Für die Details und die Analyse der verschiedenen Verfahren sei der Leser auf die Diskussionen in Unterkapitel 5.2 verwiesen.

Mit den ermittelten den Datensymbolen $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, zugehörigen Koeffizienten $\underline{\tilde{s}}^{(b, k_s, n)}$ kann eine Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ gemäß (2.68) bestimmt werden und für die Reduktion der zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $[\underline{r}(\nu)]$ des Referenzempfängers beitragenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ durch die oben erläuterte Subtraktion eingesetzt werden.

6.3 Optimales und asymptotisch optimales Verfahren

In Abschnitt 6.2 wird gezeigt, wie ausgehend von den im Vektor $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_s, n)}$ zusammengefaßten für das Datensymbol $\underline{s}^{(k_s)}(n)$, $(k_s, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c, n'}^{(k_s, n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_s, n)}$, der zum Datensymbol $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ gehörige Koeffizient $\underline{\tilde{s}}^{(b, k_s, n)}$ in (2.68) ermittelt werden kann. Wie bereits angesprochen, ist dieses Vorgehen jedoch heuristisch

und im allgemeinen nicht optimal im Hinblick auf ein zu definierendes Optimierungskriterium. Daher soll in diesem Abschnitt ein optimales Verfahren zum Ermitteln von $\underline{\tilde{s}}^{(b,k_S,n)}$ vorgeschlagen werden. Zu diesem Zweck ist in einem ersten Schritt ein sinnvolles Optimierungskriterium zu identifizieren.

Zweck der zu Block b gehörigen *Interblock-Signalverarbeitung* ist es, die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$, die den zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $[\underline{r}(\nu)]$ des Referenzempfängers beeinflusst, zu reduzieren oder gar zu eliminieren. Der Erfolg dieser Operation läßt sich durch die Energie

$$\begin{aligned} E_i^{(b)} &= \frac{1}{2} \left\| \underline{\mathbf{n}}_i^{(b)} \right\|^2 = \frac{1}{2} \left\| \underline{\mathbf{n}}_b^{(b)} - \widehat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)} \right\|^2 \\ &= \frac{1}{2} \left\| \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{\substack{n=-\infty, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}}}^{+\infty} \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) - \underline{\tilde{s}}^{(b,k_S,n)} \right) \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \right\|^2 \end{aligned} \quad (6.2)$$

der nach der erfolgten *Interblock-Signalverarbeitung* verbleibenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$ nach (2.70) bewerten. Ziel eines Verfahrens zur *Interblock-Signalverarbeitung* muß es sein die Energie $E_i^{(b)}$ nach (6.2) zu minimieren.

Aus Sicht der *Interblock-Signalverarbeitung* sind die Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, Zufallsvariablen und nicht bekannt. Bekannt sind lediglich

- die vorliegenden in den Vektoren $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}$ zusammengefaßten Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$,
- deren durch die zum Vektor $\sigma_c^{(k_S,n)}$ zusammengefaßten Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b',k_S)}$ nach (2.75) beschriebenen Zuverlässigkeiten,
- Informationen bezüglich des verwendeten Datensymbolalphabets \mathbb{M} nach (1.6) und
- die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s})$ nach (2.21) der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$.

Aus diesem Grund kann (6.2) nur im Hinblick auf den Erwartungswert

$$\begin{aligned} \overline{E}_i^{(b)} &= \frac{1}{2} \mathbb{E} \left\{ \left\| \underline{\mathbf{n}}_i^{(b)} \right\|^2 \mid \forall \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}, (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)} \right\} \\ &= \frac{1}{2} \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{\substack{n=-\infty, \\ (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}}}^{+\infty} \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) - \underline{\tilde{s}}^{(b,k_S,n)} \right) \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \right\|^2 \mid \forall \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}, (k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)} \right\} \end{aligned} \quad (6.3)$$

bezüglich verschiedener möglicher Realisierungen der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, und Realisierungen des Rauschens $\underline{\mathbf{n}}^{(k_S,n)}$, das den in den Vektoren $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}$ zusammengefaßten Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, überlagert ist, minimiert werden.

Im Sinne der oben genannten Zielsetzung der *Interblock-Signalverarbeitung* ist es folglich sinnvoll, (6.3) als Optimierungskriterium für ein Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* heranzuziehen und durch Minimieren von (6.3) ein optimales Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* zu definieren.

Mit der in Abschnitt 6.1 motivierten Annahme, daß Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{c,n''}^{(k_S,n)}$, $n'' = 1 \dots N_S^{(k_S,n)}$, und $\hat{\underline{s}}_{c,n'''}^{(k'_S,n')}$, $n''' = 1 \dots N_S^{(k'_S,n')}$, verschiedener Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ und $\underline{s}^{(k'_S)}(n')$, $k_S \neq k'_S \vee n \neq n'$, zumindest näherungsweise unabhängig sind, läßt sich (6.3) in

$$\overline{E}_i^{(b)} = \frac{1}{2} \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (k_S,n) \notin \mathbb{B}^{(b)}}}^{+\infty} \left\| \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \right\|^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \underline{s}^{(k_S)}(n) - \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} \right|^2 \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\} \quad (6.4)$$

umschreiben. $\overline{E}_i^{(b)}$ nach (6.4) wird minimal, wenn der in (6.4) eingehende Erwartungswert $\mathbb{E} \left\{ \left| \underline{s}^{(k_S)}(n) - \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} \right|^2 \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\}$ minimal wird, d.h.

$$\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} = \arg \min_{\forall \underline{s} \in \mathbb{C}} \left(\mathbb{E} \left\{ \left| \underline{s}^{(k_S)}(n) - \underline{s} \right|^2 \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\} \right) \quad (6.5)$$

gewählt wird. Mit

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \left\{ \left| \underline{s}^{(k_S)}(n) - \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} \right|^2 \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\} &= \left| \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} - \mathbb{E} \left\{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\} \right|^2 \\ &\quad + \text{var} \left\{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\} \end{aligned} \quad (6.6)$$

folgt damit, daß

$$\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} = \mathbb{E} \left\{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\} \quad (6.7)$$

zu wählen ist. Mit dem Datensymbolalphabet \mathbb{M} nach (1.6) läßt sich (6.7) allgemein durch

$$\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} = \sum_{\forall \underline{s} \in \mathbb{M}} \underline{s} \mathbb{P} \left(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s} \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right) \quad (6.8)$$

ausdrücken, wobei für den in (1.6) definierten Spezialfall der Vierphasenmodulation

$$\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} = \sum_{s_1 \in \{-1,+1\}} \sum_{s_2 \in \{-1,+1\}} (s_1 + j s_2) \mathbb{P} \left(\text{Re} \{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \} = s_1 \wedge \text{Im} \{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \} = s_2 \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right) \quad (6.9)$$

folgt. Wenn — wie in Abschnitt 2.2.1 eingeführt — davon ausgegangen wird, daß die Daten $s^{(k_S)}(2n)$ und $s^{(k_S)}(2n+1)$ statistisch unabhängig sind, dann läßt sich (6.9) zu

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} &= \sum_{s_1 \in \{-1,+1\}} s_1 \mathbb{P} \left(\text{Re} \{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \} = s_1 \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right) \\ &\quad + j \sum_{s_2 \in \{-1,+1\}} s_2 \mathbb{P} \left(\text{Im} \{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \} = s_2 \middle| \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right) \end{aligned} \quad (6.10)$$

vereinfachen. Unter Verwenden der Log-Likelihood-Verhältnisse $L\left(\operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} \mid \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right)$ nach (2.128) und $L\left(\operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} \mid \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right)$ nach (2.129) lassen sich die beiden in (6.10) eingehenden bedingten Wahrscheinlichkeiten $P\left(\operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} = s_1 \mid \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right)$ und $P\left(\operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} = s_2 \mid \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right)$ eliminieren. Man erhält somit

$$\begin{aligned} \widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} = & \quad \tanh\left(\frac{1}{2}L\left(\operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} \mid \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right)\right) \\ & + j \tanh\left(\frac{1}{2}L\left(\operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} \mid \widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}\right)\right) \end{aligned} \quad (6.11)$$

sowie schließlich mit (2.131), (2.132), (2.133) und (2.134)

$$\begin{aligned} \widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} = & \quad \tanh\left(\frac{1}{2}L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} + \frac{1}{2}L(s^{(k_S)}(2n))\right)\right) \\ & + j \tanh\left(\frac{1}{2}L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\} + \frac{1}{2}L(s^{(k_S)}(2n+1))\right)\right). \end{aligned} \quad (6.12)$$

Ein gemäß (6.3) optimales Ermitteln des zum Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, gehörigen Koeffizienten $\widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ erfolgt demnach durch Auswerten von (6.12). Der Zusammenhang nach (6.12) gilt dabei unabhängig von der Statistik der den Schätzungen $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, beaufschlagten Störungen $\underline{n}_{n'}^{(k_S,n)}$ nach (2.99) und kann bei bekannten in (2.131) und (2.132) eingehenden Wahrscheinlichkeitsdichten, sowie A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_S)}(m) = -1)$ und $P(s^{(k_S)}(m) = +1)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $m = 2n \dots 2n+1$, ermittelt werden. Ausgehend von den gewonnenen Koeffizienten $\widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ nach (6.12) kann dann die Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ gemäß (2.68) rekonstruiert und entsprechend (6.1) zum Reduzieren bzw. Eliminieren der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ verwendet werden.

Nach Kenntnis des Autors ist diese das optimale Ermitteln des zum Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, gehörigen Koeffizienten $\widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ betreffende Erkenntnis in der Literatur in dieser Allgemeinheit nicht verfügbar. Das durch die Kombination von (2.68), (6.1) und (6.12) beschriebene optimale Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* ist daher neuartig.

Es sei auch darauf hingewiesen, daß der in Abschnitt 2.6.3 diskutierte Fall keiner vorliegenden Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $b' \neq b$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, infolge des Optimierungskriterium nach (6.3) naturgemäß ebenfalls in (6.12) enthalten ist. In diesem Fall werden die in (6.12) eingehenden bedingten Log-Likelihood-Verhältnisse $L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Re}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right)$ nach (2.131) bzw. $L\left(\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \operatorname{Im}\{\underline{s}^{(k_S)}(n)\}\right)$ nach (2.132) null und man erhält

$$\begin{aligned} \widetilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} & = \tanh\left(\frac{1}{2}L(s^{(k_S)}(2n))\right) + j \tanh\left(\frac{1}{2}L(s^{(k_S)}(2n+1))\right) \\ & = \sum_{\forall \underline{s} \in \mathbb{M}} P(\underline{s}^{(k_S)}(n) = \underline{s}) \underline{s}. \end{aligned} \quad (6.13)$$

Die Wahl des zum Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ gehörigen Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ gemäß (6.13) ist äquivalent zu dem bereits diskutierten Vorgehen zum partiellen Rekonstruieren der Interblock-Interferenz nach (2.67) aus Abschnitt 2.6.3.

Für den in der vorliegenden Arbeit besonders interessierenden Fall Gaußscher Störung $\underline{n}^{(k_S,n)}$ der Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)}$ nach (2.100) folgen für die in (6.12) eingehenden bedingten Log-Likelihood-Verhältnisse $L\left(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \text{Re} \{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \} \right)$ nach (2.131) bzw. $L\left(\hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \mid \text{Im} \{ \underline{s}^{(k_S)}(n) \} \right)$ nach (2.132) die Zusammenhänge nach (2.136) und (2.137). Durch Einsetzen von (2.136) und (2.137) in (6.12) ergibt sich demnach

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} = & \tanh \left(\text{Re} \left\{ 2 \cdot \mathbf{1}^{(N_s^{(k_S,n)})\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)-1} \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right) \\ & + j \tanh \left(\text{Im} \left\{ 2 \cdot \mathbf{1}^{(N_s^{(k_S,n)})\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)-1} \hat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n+1)) \right). \end{aligned} \quad (6.14)$$

Wenn die Störung $\underline{n}_{n'}^{(k_S,n)}$ weiß ist, d.h. wenn für $\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)}$ nach (2.100) der Zusammenhang nach (2.107) gilt, dann vereinfacht sich (6.14) zu

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} = & \tanh \left(\text{Re} \left\{ \sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \frac{2}{\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)^2}} \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right) \\ & + j \tanh \left(\text{Im} \left\{ \sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \frac{2}{\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)^2}} \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n+1)) \right). \end{aligned} \quad (6.15)$$

Ein Betrachten von (6.14) bzw. (6.15) und dem zweischrittigen Vorgehen aus Abschnitt 6.2 offenbart, daß das durch (6.14) und (6.15) beschriebene Vorgehen, als eine Kombination von Maximal-Verhältnis-Kombinieren nach Abschnitt 2.8.2 und Schätzwertverbessern gemäß weichem Quantisieren nach Abschnitt 5.2.4 angesehen werden kann. Die Kombination aus Maximal-Verhältnis-Kombinieren und anschließendem weichen Quantisieren ist demnach optimal bezüglich des Minimierens des Erwartungswertes $\overline{E}_i^{(b)}$ nach (6.3) der Energie der verbleibenden Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$ im Falle Gaußscher Störung.

Abschließend sollen ausgehend von (6.14) und (6.15) zwei Spezialfälle des optimalen Ermitteln des zum Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, gehörigen Koeffizienten $\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)}$ und damit des optimalen Verfahrens zur *Interblock-Signalverarbeitung* diskutiert werden:

- Es soll davon ausgegangen werden, daß die Störung $\underline{n}_{n'}^{(k_S,n)}$ weiß ist, d.h. für $\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)}$ nach (2.100) der Zusammenhang nach (2.107) gilt, und die Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b',k_S)}$ nach (2.75) der Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, stark unterschiedlich gemäß

$$\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)^2} \ll \sigma_{c,n''}^{(k_S,n)^2} \quad \forall n'' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}, n'' \neq n', \quad (6.16)$$

sind. Dann läßt sich (6.15) in

$$\begin{aligned} \underline{\tilde{s}}^{(b,k_S,n)} = & \quad \tanh \left(\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)}} \widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right) \\ & + j \tanh \left(\operatorname{Im} \left\{ \frac{2}{\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)}} \widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n+1)) \right) \end{aligned} \quad (6.17)$$

umschreiben. Ein optimales Ermitteln des Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zugehörigen Koeffizienten $\underline{\tilde{s}}^{(b,k_S,n)}$ kann demnach durch ausschließliches Betrachten der zuverlässigsten Schätzung $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$ und anschließendes weiches Quantisieren gemäß Abschnitt 5.2.4 erfolgen. In der oben charakterisierten Störsituation ist ein durch (6.17) beschriebenes Vorgehen folglich asymptotisch optimal.

- Es soll angenommen werden, daß die Störungen $\underline{n}_{n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, nahezu vollständig korreliert sind, und die zugehörigen Standardabweichungen $\sigma_{n'}^{(b',k_S)}$ nach (2.75) der Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, gleich sind, d.h. daß

$$\sigma_{c,0}^2 = \sigma_{c,1}^{(k_S,n)^2} = \dots = \sigma_{c,N_s^{(k_S,n)}}^{(k_S,n)^2}, \quad (6.18)$$

gilt. Dann läßt sich die Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)}$ nach (2.100) der Dimension $N_s^{(k_S,n)} \times N_s^{(k_S,n)}$ durch

$$\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)} = \sigma_{c,0}^2 \begin{pmatrix} 1 & \rho & \cdots & \rho \\ \rho & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \rho \\ \rho & \cdots & \rho & 1 \end{pmatrix} \quad (6.19)$$

ausdrücken, wobei ρ nahezu eins ist, d.h. mathematisch ρ gegen eins strebt. Mit

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{R}}_n^{(k_S,n)^{-1}} = & \frac{1}{\sigma_{c,0}^2} \frac{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho - (N_s^{(k_S,n)} - 1) \rho^2} \\ & \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{\rho}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho} & \cdots & -\frac{\rho}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho} \\ -\frac{\rho}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -\frac{\rho}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho} \\ -\frac{\rho}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho} & \cdots & -\frac{\rho}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho} & 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (6.20)$$

läßt sich (6.14) durch

$$\begin{aligned}
\tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} &= \tanh \left(\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{\sigma_{c,0}^2} \frac{(1-\rho) \mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})^T} \widehat{\underline{s}}_c^{(k_S,n)}}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho - (N_s^{(k_S,n)} - 1) \rho^2} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right\} \right) \\
&+ j \tanh \left(\operatorname{Im} \left\{ \frac{2}{\sigma_{c,0}^2} \frac{(1-\rho) \mathbf{1}_{(N_s^{(k_S,n)})^T} \widehat{\underline{s}}_c^{(k_S,n)}}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho - (N_s^{(k_S,n)} - 1) \rho^2} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n+1)) \right\} \right) \\
&= \tanh \left(\frac{2}{\sigma_{c,0}^2} \frac{(1-\rho) \sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \operatorname{Re} \left\{ \widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\}}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho - (N_s^{(k_S,n)} - 1) \rho^2} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right) \\
&+ j \tanh \left(\frac{2}{\sigma_{c,0}^2} \frac{(1-\rho) \sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \operatorname{Im} \left\{ \widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\}}{1 + (N_s^{(k_S,n)} - 2) \rho - (N_s^{(k_S,n)} - 1) \rho^2} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n+1)) \right)
\end{aligned} \tag{6.21}$$

ausdrücken. Im Grenzübergang erhält man erwartungsgemäß

$$\begin{aligned}
\lim_{\rho \rightarrow 1} \tilde{\underline{s}}^{(b,k_S,n)} &= \tanh \left(\frac{2}{\sigma_{c,0}^2} \frac{1}{N_s^{(k_S,n)}} \sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \operatorname{Re} \left\{ \widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right) \\
&+ j \tanh \left(\frac{2}{\sigma_{c,0}^2} \frac{1}{N_s^{(k_S,n)}} \sum_{n'=1}^{N_s^{(k_S,n)}} \operatorname{Im} \left\{ \widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n+1)) \right) \\
&= \tanh \left(\frac{2}{\sigma_{c,0}^2} \operatorname{Re} \left\{ \widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right) \\
&+ j \tanh \left(\frac{2}{\sigma_{c,0}^2} \operatorname{Im} \left\{ \widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n+1)) \right), \\
&\quad \forall n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}.
\end{aligned} \tag{6.22}$$

In der hier betrachteten Störsituation ist es somit asymptotisch optimal, lediglich eine einzige der $N_s^{(k_S,n)}$ Schätzungen $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$, $n' = 1 \dots N_s^{(k_S,n)}$, zu betrachten, d.h. Auswahlkombinieren nach Abschnitt 2.8.2 zu betreiben, und gemäß Abschnitt 5.2.4 weich zu Quantisieren.

6.4 Auswirkung des Sicherstellens der Konvergenz des Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung auf die Interblock-Signalverarbeitung

Wie bereits in Kapitel 2 dargelegt ist es erstrebenswert, daß das aus den Realisierungen aller funktionalen Gruppen resultierende Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung konvergiert. Um dies sicher zu erreichen, ist es, wie bereits in Unterkapitel 2.9 diskutiert, nötig, dem hinreichenden Kriterium für Konvergenz nach Unterkapitel 2.9 zu folgen. Daher soll in diesem Abschnitt ein an diese Bedürfnisse angepaßtes im allgemeinen suboptimales Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* entwickelt werden.

Für die bijektive Abbildung nach (2.140) wird

$$f(b) = b \quad (6.23)$$

gewählt. Diese Wahl der bijektiven Abbildung $f(b)$ ist bei entsprechender Zuordnung der Blöcke zu Blockindizes b keine Einschränkung. Gemäß Unterkapitel 2.9 muß dann innerhalb der zu Block b gehörigen *Interblock-Signalverarbeitung* auf alle Schätzungen $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, $b' \geq b$, verzichtet werden. So ergibt sich im allgemeinen ein zweigeteiltes Bild entsprechend Abschnitt 2.6.3. Es gibt solche

- Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $b' < b$, für die zumindest eine Schätzung $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, $b' < b$, vorliegt und solche
- Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b')}$, $\forall b' < b$, für die keine Schätzung $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b',k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b',k_S)}(n') = n$, $b' < b$, vorliegt.

Daher müssen für beide Arten von Datensymbolen dafür zugeschnittene in Abschnitt 2.6.3 dargelegte und sich in (6.12) bzw. (6.13) widerspiegelnde Vorgehensweisen verfolgt werden. Wird zum *Blockbilden* und *Datenzuordnen* das in Abschnitt 3.3 dargelegte Vorgehen eingesetzt, so hat die Zweiteilung der Menge aller potentiell zur Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ beitragenden Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $(k_S, n) \notin \mathbb{B}^{(b)}$, folgendes zur Folge: Lediglich der Beitrag $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,-)}$ nach (3.13) zur Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$, der auf solche, nicht dem Block b zugeordnete Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b - L_I + 1 \leq n < bN_b$, zurückgeht, die vor den dem Block b zugeordneten Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b \leq n < bN_b + N$, gesendet werden, kann in der *Interblock-Signalverarbeitung* unmittelbar durch auf Schätzungen basierende Rekonstruktion und Elimination berücksichtigt werden.

Der Beitrag $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,+)}$ nach (3.15) zur Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$, der auf nach den dem Block b zugeordneten Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b \leq n < bN_b + N$, gesendete nicht dem Block b zugeordnete Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b + N \leq n < bN_b + N + L_I - 1$, zurückgeht, — und somit auf solche Datensymbole zurückgeht, für die keine Schätzungen vorliegen — kann innerhalb der *Interblock-Signalverarbeitung* lediglich im Sinne von (6.13)

berücksichtigt werden. Wenn — und das soll im folgenden angenommen werden — die A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_S)}(m) = +1)$ und $P(s^{(k_S)}(m) = -1)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, gleich sind, dann sind bei der Wahl des Datensymbolalphabets \mathbb{M} nach (1.6) die zu den Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $bN_b + N \leq n < bN_b + N + L_I - 1$, gehörigen Koeffizienten $\tilde{s}^{(b, k_S, n)}$ nach (6.13) stets null, so daß selbst ein partielles Eliminieren des Beitrages $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b, +)}$ zur Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ durch die *Interblock-Signalverarbeitung* nicht möglich ist. Dies ist jedoch bei Einsetzen des in Abschnitt 3.3 dargelegte Vorgehens zum *Blockbilden* und *Datenzuordnen* bei ausreichender Blocklänge N nicht von Nachteil. Denn für jedes Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ kann nämlich mindestens ein Block b , $(k_S, b) \in \mathbb{B}^{(b)}$, gefunden werden, bei dem der durch das Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ geleistete Beitrag $\underline{\mathbf{b}}^{(b, k_S, n)} \underline{s}^{(k_S)}(n)$ zum Block b zugehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[r(\nu) \right]$ des Referenzempfängers nicht durch den nicht berücksichtigten Beitrag $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b, +)}$ nach (3.15) zur Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ gestört ist.

Die Rekonstruktion des Beitrages $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b, -)}$ zur Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ erfolgt aufbauend auf vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{x}}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$, $\forall b' \in \mathbb{Z}$, $(k_S, n) \in \mathbb{B}^{(b')}$, $n^{(b', k_S)}(n') = n$, $b' < b$, der Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $bN_b - L_I + 1 \leq n < bN_b$, gemäß (2.68). Als Folge des vorgeschlagenen Vorgehens zum *Blockbilden* und zum *Datenzuordnen* haben die verschiedenen für ein Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $bN_b - L_I + 1 \leq n < bN_b$, nach der zu den Blöcken b' , $b' = \lceil (n - N + 1)/N_b \rceil \dots \lfloor n/N_b \rfloor$, gehörigen *Intrablock-Signalverarbeitung* vorliegenden Schätzungen $\hat{\underline{\mathbf{x}}}_{0, n'}^{(b', k_S)}$, $n^{(b', k_S)}(n') = n$, $b' < b$, folgende Eigenschaften: Je zwei Schätzungen sind

- sehr ähnlicher Güte, vgl. auch (2.121), und die diesen überlagerten Störungen sind sehr stark korreliert — dies ist genau dann der Fall, wenn die das jeweilige Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ betreffende Störsituation durch nicht perfekt eliminierte Interblock-Interferenz und das Rauschen in beiden Blöcken ähnlich sind — oder sind
- sehr unterschiedlicher Güte und die diesen überlagerten Störungen sind praktisch unabhängig — dies ist genau dann der Fall, wenn in einem Block b' zusätzliche in einem anderen Block b'' nicht wirksame Interblock-Interferenz hinzukommt.

Für diese beiden Fälle ist gemäß den Ausführungen in Abschnitt 6.3 bekannt, daß das optimale Verfahren zum Ermitteln der Koeffizienten $\tilde{s}^{(b, k_S, n)}$ asymptotisch gegen Auswahlkombinieren und anschließendes weiches Quantisieren strebt. Des weiteren ist a priori bekannt, daß infolge der ausgewählten Vorgehensweisen zum *Blockbilden* und zum *Datenzuordnen* die Block $\lfloor n/N_b \rfloor$ zugehörige Schätzung des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ die höchste Güte hat — und dies ist der Fall, da die zeitliche Distanz zu als Interblock-Interferenzbeitrag $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b, +)}$ wirksamen Datensymbolen $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $bN_b + N \leq n < bN_b + N + L_I - 1$, für den Block b gleich $\lfloor n/N_b \rfloor$ möglichst groß wird. Daher kann zum Ermitteln des zu Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ gehörigen Koeffizienten $\tilde{s}^{(b, k_S, n)}$ unmittelbar die aus der zu Block $\lfloor n/N_b \rfloor$ gehörigen *Intrablock-Signalverarbeitung* folgende Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{x}}}_{0, n'}^{(\lfloor n/N_b \rfloor, k_S)}$, $n^{(\lfloor n/N_b \rfloor, k_S)}(n') = n$, herangezogen werden. Zusammenfassend lassen sich also für das auf die in Unterkapitel 3.3 vorgeschlagene Vorgehensweisen zum *Blockbilden* und zum *Datenzuordnen* angepaßte und

die Konvergenz des Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sicherstellende Verfahren zur Block b zugehörigen *Interblock-Signalverarbeitung* folgende Schritte festhalten:

1. Ermitteln der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$ der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ gemäß

$$\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)} = \sum_{k_S=1}^{K_S} \sum_{n=bN_b-L_I+1}^{bN_b-1} \underline{\mathbf{b}}^{(b,k_S,n)} \tilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b,k_S,n)} \quad (6.24)$$

wobei

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b,k_S,n)} = & \quad \tanh \left(\frac{2}{\sigma_{0,n'}^{(\lfloor n/N_b \rfloor, k_S)^2}} \operatorname{Re} \left\{ \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(\lfloor n/N_b \rfloor, k_S)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right) \\ & + j \tanh \left(\frac{2}{\sigma_{0,n'}^{(\lfloor n/N_b \rfloor, k_S)^2}} \operatorname{Im} \left\{ \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(\lfloor n/N_b \rfloor, k_S)} \right\} + \frac{1}{2} L(s^{(k_S)}(2n)) \right), \\ & n^{(\lfloor n/N_b \rfloor, k_S)}(n') = n, \end{aligned} \quad (6.25)$$

gilt.

2. Reduzieren der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ durch Subtraktion der Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$ nach (6.24) vom zu Block b gehörigen Ausschnitt $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$ des Empfangssignals $\left[r(\nu) \right]$ des Referenzempfängers gemäß

$$\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)} = \underline{\mathbf{r}}^{(b)} - \hat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}. \quad (6.26)$$

Ein derartiges Vorgehen ist gemäß den obigen Ausführungen asymptotisch optimal und stellt in Verbindung mit einer in Abschnitt 7.2 diskutierten geeigneten Wahl der *Intra-block-Signalverarbeitung* infolge der erfüllten hinreichenden Bedingung nach Unterkapitel 2.9 sicher, daß das Gesamtverfahren konvergent ist.

Kapitel 7

Gesamtkonzept zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA–Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff

7.1 Vorbemerkung

In Kapitel 2 wird gezeigt, wie die Aufgabe der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in zu lösende Teilaufgaben zerlegt werden kann. Ergebnis dieser Betrachtungen ist die in Bild 2.5 dargestellte und in Unterkapitel 2.3 diskutierte, auf funktionalen Gruppen basierende generische Struktur für Verfahren zur suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksysteme mit infiniter oder quasi-infiniter Datenübertragung, wobei jede funktionale Gruppe eine der zu lösende Teilaufgabe widerspiegelt. In den Kapitel 2, 3, 4, 5 und 6 werden verschiedene sowohl optimale als auch suboptimale Verfahren zur Lösung der zu den funktionalen Gruppen gehörigen Teilaufgaben entwickelt. In diesem Kapitel soll ein Vorschlag für ein die Erkenntnisse der vorangegangenen Untersuchungen berücksichtigendes Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung dargestellt und analysiert werden, das speziell für CDMA–Mobilfunksysteme mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff geeignet ist. Ein mögliches Gesamtverfahren ließe sich durch Kombination der verschiedenen in den Kapiteln 2, 3, 4, 5 und 6 vorgestellten optimalen Verfahren zur Lösung der Teilaufgaben gewinnen. Eine derartige Verbindung von Verfahren ist jedoch nach Ansicht des Autors aus folgenden Gründen nicht erstrebenswert:

- Die optimalen Verfahren zum Lösen der Teilaufgaben sind teilweise sehr aufwendig.
- Die Konvergenz des auf der rückgekoppelten Struktur nach Bild 2.5 basierenden Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ist nicht sichergestellt, siehe auch Unterkapitel 2.9.
- Ein serielles, blockweises Abarbeiten ist im allgemeinen nicht möglich.
- Durch optimale Verfahren zur Lösung der Teilaufgaben können nicht notwendigerweise bedeutend bessere Ergebnisse erzielt werden, als mit nach gewissen Gesichtspunkten wesentlich attraktiveren suboptimalen Verfahren, siehe zum Beispiel Abschnitte 2.8.2 und 2.8.3.

Aus diesem Grund soll in den folgenden Unterkapiteln eine nach Ansicht des Autors besonders interessante Zusammenstellung von Ausführungen der funktionalen Gruppen

vorgestellt und untersucht werden. Warum die jeweilige Ausführung einer funktionalen Gruppe gewählt wurde, wird dabei in Unterkapitel 7.2 erläutert.

Die vorgestellte Zusammenstellung von Verfahren zum Lösen der einzelnen Teilaufgaben wurde ausgehend von den in den vorherigen Kapiteln 1 bis 6 dargelegten Erkenntnissen entwickelt. Es bleibt künftigen Arbeiten vorbehalten, andere Kombinationen der Ausführungen der funktionalen Gruppen zu untersuchen.

7.2 Ausführung der funktionalen Gruppen der generischen Struktur für Verfahren zur suboptimalen gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung

In diesem Unterkapitel sollen für die einzelnen in Kapitel 2 definierten funktionalen Gruppen attraktive Ausführungen, d.h. Verfahren zum Lösen der zu den funktionalen Gruppen gehörigen zu lösenden Teilaufgaben, identifiziert werden. Zu diesem Zweck wird für jede der in Kapitel 2 definierten funktionalen Gruppen separat vorgestellt, welches Verfahren als Bestandteil eines Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung vorgeschlagen wird und aus welchen Gründen dies geschieht. Als Resultat der Diskussion jeder einzelnen funktionalen Gruppe steht am Ende dieses Unterkapitels 7.2 ein vollständiges Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA–Mobilfunksystemen mit infiniter oder quasi-infiniter Datenübertragung fest, das in den folgenden Unterkapiteln 7.3 und 7.5 weiter betrachtet wird.

Im folgenden werden die einzelnen funktionalen Gruppen separat behandelt:

- *Blockbilden:*

In Unterkapitel 3.1 wird geschildert, welche Freiheiten beim *Blockbilden* bestehen. Des weiteren wird gezeigt, welche sinnvollen und weniger sinnvollen Vorgehensweisen zum *Blockbilden* daraus resultieren. Als Ergebnis dieser Betrachtungen wird in Unterkapitel 3.3 eine besonders attraktive, speziell für CDMA–Mobilfunksysteme mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff entworfene Vorgehensweise zum *Blockbilden* vorgeschlagen. Aus den in Unterkapitel 3.3 geschilderten Gründen soll daher die in Unterkapitel 3.3 vorgeschlagene Vorgehensweise zum *Blockbilden*, d.h. insbesondere die Wahl der Blockgrenzen $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$ nach (3.9a) bzw. nach (3.9b), in dem in diesem Kapitel zu betrachtenden Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung eingesetzt werden. Für die Details sei der Leser auf Unterkapitel 3.3 verwiesen.

- *Datenzuordnen:*

Als Ergebnis der Diskussion verschiedener Vorgehensweisen zum *Datenzuordnen* wird in Unterkapitel 3.3 eine besonders attraktive, speziell für CDMA–Mobilfunksysteme mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff entworfene und auf die

oben angesprochene Vorgehensweise zum *Blockbilden* angepaßte Vorgehensweise zum *Datenzuordnen* vorgeschlagen. Aus den in Unterkapitel 3.3 geschilderten Gründen soll daher die in Unterkapitel 3.3 vorgeschlagene Vorgehensweise zum *Datenzuordnen* in dem in diesem Kapitel zu betrachtenden Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung eingesetzt werden. Details zu dieser Vorgehensweise finden sich in Unterkapitel 3.3.

- *Interblock-Signalverarbeitung:*

Aus den in Unterkapitel 6.4 dargelegten Gründen ist es bei den oben vorgeschlagenen Vorgehensweisen zum *Blockbilden* und *Datenzuordnen* äußerst ratsam, als Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* das die Konvergenz des Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sicherstellende Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* nach Unterkapitel 6.4 einzusetzen. Durch diese und die im folgenden Absatz geschilderte Wahl des zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzten Verfahrens wird sichergestellt, daß das Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung konvergiert und in serieller Weise, d.h. Block für Block, umsetzbar ist, siehe auch Unterkapitel 7.3.

- *Intrablock-Signalverarbeitung:*

In Kapitel 4 und 5 wird erläutert, welche Vorzüge die allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung insbesondere hinsichtlich Flexibilität und Leistungsfähigkeit bietet. Aus diesem Grund ist nach Ansicht des Autors die allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung hervorragend als Verfahren zu *Intrablock-Signalverarbeitung* geeignet und soll daher im folgenden betrachtet werden. Um, wie oben angesprochen, der hinreichenden Bedingung nach Unterkapitel 2.9 für die Konvergenz des gesamten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu genügen, wird als A-priori-Information jedoch lediglich die Block $(b - 1)$ zugehörige Schätzung $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b-1)}$ des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b-1)}$ zum Ermitteln des Iterationsanfangs $\hat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}(0)$, siehe auch Abschnitt 4.2.2, in der Block b zugehörigen *Intrablock-Signalverarbeitung* verwendet.

- *Kombinieren & Entscheiden:*

Als Folge der oben ausgewählten Vorgehensweisen zum *Blockbilden* und zum *Datenzuordnen* haben die verschiedenen für ein Datensymbol $\underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$, $k_s = 1 \dots K_S$, $n \in \mathbb{Z}$, nach der zu den Blöcken b , $b = \lceil (n - N + 1)/N_b \rceil \dots \lfloor n/N_b \rfloor$, gehörigen *Intrablock-Signalverarbeitung* vorliegenden Schätzungen folgende Eigenschaft: Je zwei Schätzungen sind

- sehr ähnlicher Güte, vgl. auch (2.121), und die diesen überlagerten Störungen sind sehr stark korreliert — dies ist genau dann der Fall, wenn die das jeweilige Datensymbol $\underline{\mathbf{s}}^{(k_s)}(n)$ betreffende Störsituation durch nicht perfekt eliminierte Interblock-Interferenz und Rauschen in beiden Blöcken ähnlich sind — oder sind
- sehr unterschiedlicher Güte und die diesen überlagerten Störungen sind praktisch unabhängig — dies ist genau dann der Fall, wenn in einem Block b'

zusätzliche, in einem anderen Block b nicht wirksame Interblock-Interferenz hinzukommt.

Für diese Fälle gilt gemäß der Analyse in Abschnitt 2.8.2, daß das optimale Verfahren zum *Kombinieren & Entscheiden* gegen das sich aus der Kombination von Auswahlkombinieren und Entscheiden ergebende Verfahren strebt. Da des weiteren a priori bekannt ist, daß infolge der ausgewählten Vorgehensweisen zum *Blockbilden* und zum *Datenzuordnen* im allgemeinen die zu Block $\lfloor n/N_b \rfloor$ gehörige Schätzung des Datensymbols $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ die höchste Güte hat, kann zum Entscheiden und damit Ermitteln der Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ des Datensymbols $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ unmittelbar die aus der Block $\lfloor n/N_b \rfloor$ zugehörigen *Intrablock-Signalverarbeitung* folgende Schätzung herangezogen werden. Bei gleichen A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(s^{(k_s)}(m) = +1)$ und $P(s^{(k_s)}(m) = -1)$ je eines Datums $s^{(k_s)}(m)$, $m \in \mathbb{Z}$, folgt damit für das vom Autor vorgeschlagene Verfahren zum *Kombinieren & Entscheiden*

$$\widehat{s}^{(k_s)}(m) = \begin{cases} \operatorname{sgn} \left(\operatorname{Re} \left\{ \widehat{\underline{s}}^{(k_s)}(\lfloor m/2 \rfloor) \right\} \right), & m \text{ gerade,} \\ \operatorname{sgn} \left(\operatorname{Im} \left\{ \widehat{\underline{s}}^{(k_s)}(\lfloor m/2 \rfloor) \right\} \right), & m \text{ ungerade,} \end{cases} \quad (7.1)$$

mit

$$\widehat{\underline{s}}^{(k_s)}(n) = \widehat{\underline{s}}_{n-bN_b+1}^{(\lfloor n/N_b \rfloor, k_s)}, \quad k_s = 1 \dots K_S, n \in \mathbb{Z}. \quad (7.2)$$

7.3 Aufwandsgünstige Realisierung

Das aus den oben dargelegten Ausführungen der funktionalen Gruppen resultierende Gesamtsystem läßt sich in günstiger, in Bild 7.1 visualisierter Weise realisieren. Das Empfangssignal $\left[r(\nu) \right]$ des Referenzempfängers wird einer Bank signalangepaßter Filter gemäß (2.27) zugeführt, die die durch Vielfachzugriffs-Interferenz und Intersymbol-Interferenz gestörten Schätzungen $\widetilde{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ liefern. Diese Schätzungen $\widetilde{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ werden einer Bank von K_S Schieberegistern der Länge N zugeführt. Die Gesamtheit aller in der Bank der K_S Schieberegister gespeicherten Schätzungen $\widetilde{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$, $k_s = 1 \dots K_S$, $n = bN_b \dots bN_b + N - 1$, wird der aus Bild 5.1 bekannten, durch $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$, $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ und den Schätzwertverbesserer charakterisierten den Blöcken b , $b \in \mathbb{Z}$ zugehörigen *Intrablock-Signalverarbeitung* zugeführt. Im Gegensatz zu der Struktur aus Bild 5.1 wird das Ausgangssignals $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ und nicht das Eingangssignal $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$ des Schätzwertverbesserers an weitere funktionale Gruppen, hier eine weiteren Bank von K_S Schieberegistern der Länge N , weitergeleitet. Diese Modifikation erlaubt es, unmittelbar denselben Schätzwertverbesserer zugleich für die *Intrablock-Signalverarbeitung* gemäß Unterkapitel 2.7 als auch für die *Interblock-Signalverarbeitung* gemäß Unterkapitel 2.6 einzusetzen.

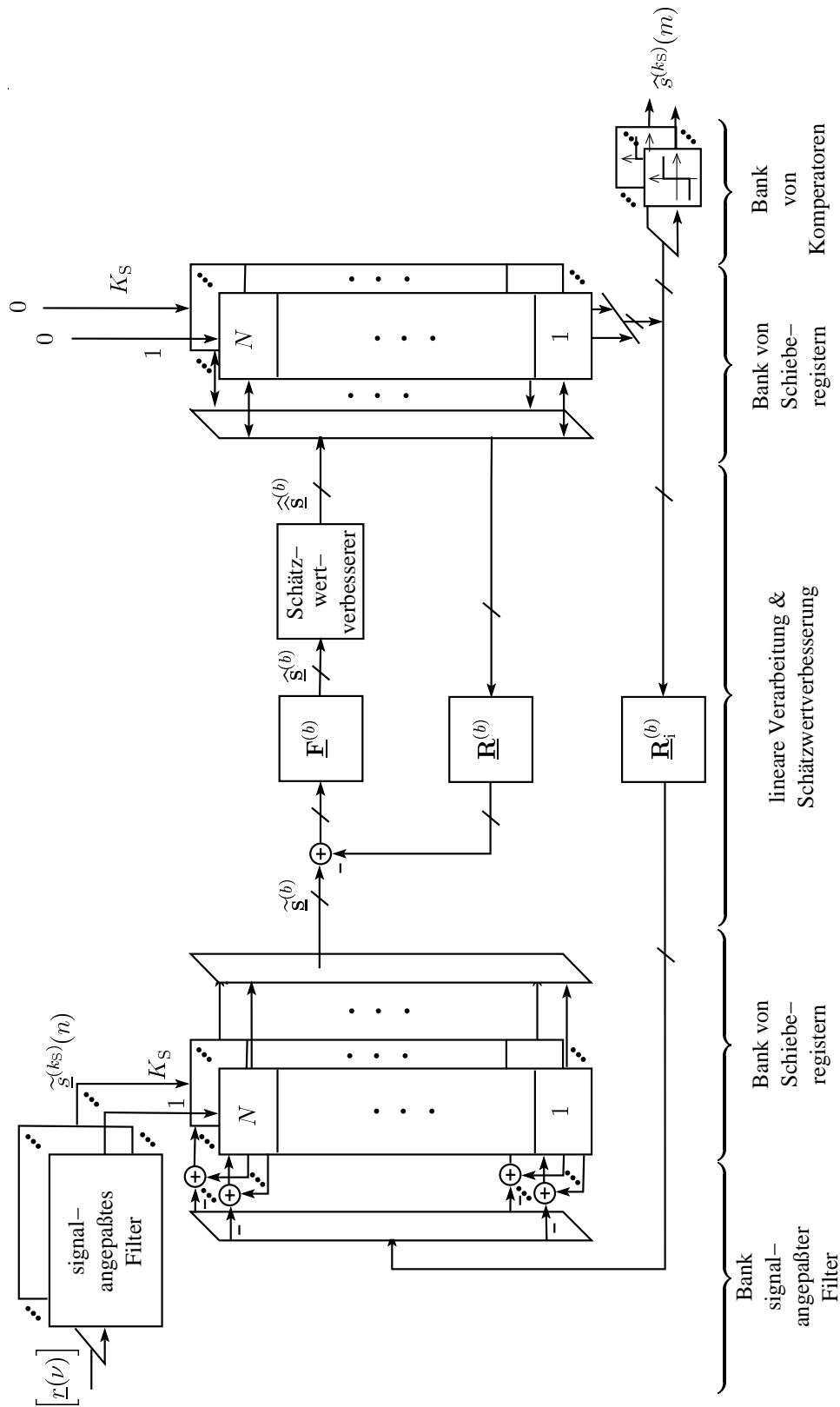


Bild 7.1. Aufwandsgünstige Realisierungsmöglichkeit des vorgeschlagenen Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung

Nachdem die vorgesehene Anzahl von Iterationen N_{it} innerhalb der einem Block b zugehörigen *Intrablock–Signalverarbeitung* abgeschlossen ist, werden die Schieberegisterinhalte um N_b Positionen weitergeschoben, d.h. in die auf der linken Seite des Bildes 7.1 dargestellten Schieberegister werden $N_b K_S$ neue Ausgabewerte $\underline{\tilde{s}}^{(k_S)}(n)$ der Bank signalangepaßter Filter eingespeichert, die auf der rechten Seite des Bildes 7.1 dargestellten Schieberegister werden mit $N_b K_S$ Nullen aufgefüllt. Die beim Weiterschieben um N_b Positionen aus den auf der rechten Seite des Bildes 7.1 dargestellten Schieberegistern herausgeschobenen $N_b K_S$ Schätzungen der Datensymbole werden Komparatoren zugeführt, die letztlich entsprechend (7.1) einen Vorzeichenentscheid zum Ermitteln der Schätzungen $\widehat{s}^{(k_S)}(m)$ durchführen. Gleichzeitig werden die aus den Schieberegistern herausgeschobenen $N_b K_S$ Schätzungen der Datensymbole verwendet, um basierend auf

$$\underline{\mathbf{R}}_i^{(b)} = \left(r_{i, i, j}^{(b)} \right), i = 1 \dots N, j = 1 \dots N_b, \quad (7.3)$$

$$r_{i, i, j}^{(b)} = \left. \frac{\left[\underline{b}^{(k_S, (b+1)N_b - 1 + i)}(-\nu)^* \right] * \left[\underline{b}^{(k_S, bN_b - 1 + j)}(\nu) \right]}{\sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left| \underline{b}^{(k_S, (b+1)N_b - 1 + i)}(\nu) \right|^2} \right|_{\nu=0}$$

eine Rekonstruktion der durch die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,-)}$ nach (3.13) zu $\underline{\tilde{s}}^{(k_S)}(n)$ beigetragenen Interferenz gemäß (6.24) durchzuführen. Die rekonstruierte Interblock-Interferenz wird vom Inhalt der auf der linken Seite des Bildes 7.1 dargestellten Schieberegister, d.h. den in den Schieberegistern gespeicherten $K_S N$ Ausgabewerten $\underline{\tilde{s}}^{(k_S)}(n)$ der Bank signalangepaßter Filter subtrahiert. Auf diese Weise wird die in Unterkapitel 7.2 beschriebene *Interblock–Signalverarbeitung* realisiert. Um ein vollständiges Rekonstruieren der Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,-)}$ zu ermöglichen — d.h. alle durch die Interblock-Interferenz $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,-)}$ nach (3.13) beeinträchtigten Ausgabewerte $\underline{\tilde{s}}^{(k_S)}(n)$ der Bank signalangepaßter Filter berücksichtigen zu können —, muß die Länge N aller Schieberegister so gewählt werden, daß mit L_I nach (3.14)

$$L_I < N + N_b + 1 \quad (7.4)$$

gilt.

Wenn, wie in den Abschnitten 4.4.1 und 7.4 dargelegt, angenommen wird, daß alle zu einem CDMA–codespezifischen Sendesignal $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.12) gehörigen Datensymbole $\underline{s}^{(k_S)}(n)$, $n \in \mathbb{Z}$, eine gleiche CDMA–Signatur $\underline{\mathbf{c}}^{(k_S)}$ verwenden, siehe (4.48), dann verändern sich in typischen Mobilfunkszenarien die Matrizen $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$, $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{R}}_i^{(b)}$ nur langsam mit der Zeit, d.h. mit einer der Kohärenzdauer der Mobilfunkkanäle entsprechenden zeitlichen Dynamik. Daher ist es nicht notwendig, $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$, $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{R}}_i^{(b)}$ ständig neu zu ermitteln. Vielmehr können diese Matrizen langsam adaptiert werden [Uts02, RV94b].

7.4 Annahmen, Bewertungsmaße und Referenzen

Als Grundlage der durchgeführten Analysen wird das bereits in Abschnitt 4.4.1 dargestellte Szenario verwendet. In Ergänzung zu den dort dargelegten Ausführungen sollen bei den in diesem Kapitel 7 betrachteten Untersuchungen folgende Rahmenbedingungen gelten:

- Es wird die Abwärtsstrecke eines CDMA-Mobilfunksystems betrachtet. Dabei wird angenommen, daß der Mehrteilnehmerzugriff in synchroner Weise, siehe auch Abschnitt 1.2.1, erfolgt. Die für die einzelnen CDMA-codespezifischen Sendesignale $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu) \right]$, $k_S = 1 \dots K_S$, nach (1.12) geltenden Kanalimpulsantworten $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$ nach (1.14) sind gleich, d.h. es gilt

$$\left[\underline{h}^{(1)}(\mu, \nu) \right] = \dots = \left[\underline{h}^{(K_S)}(\mu, \nu) \right]. \quad (7.5)$$

- Zur *Intrablock-Signalverarbeitung* wird, wie in Abschnitt 7.2 erläutert, die allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung nach Unterkapitel 5.3 verwendet. Dabei werden p gleich N_{it} Iterationsschritte durchlaufen.
- Als Bewertungsmaße werden die bereits aus Kapiteln 4 und 5 bekannten Größen eingesetzt. Zum einen wird der Erwartungswert bezüglich aller durch das Kanalmodell vorgegebenen möglichen Realisierungen der Kanalimpulsantworten $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$ und Realisierungen des Rauschens $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ der über alle detektierten Daten $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ gemittelten Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_b \}$, siehe auch (2.39), als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers betrachtet. Diese Art von Untersuchung ermöglicht es, unmittelbar den Einfluß des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.25) auf die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu studieren. Im Hinblick auf eine einzuhaltende Bitfehlerwahrscheinlichkeit von $E \{ \overline{P}_{b,d} \}$ gleich 10^{-2} — und dies ist in typischen CDMA-Mobilfunksystemen der dritten Generation erwünscht [Kle96] — wird des weiteren die Leistungsfähigkeit des vorgeschlagenen Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung durch die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ nach Abschnitt 2.2.3 bewertet. Dieses Maß erlaubt es, kompakt die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung im Hinblick auf die angestrebte mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E \{ \overline{P}_{b,d} \}$ zu beschreiben und ist insbesondere beim Studium des Einflusses weiterer Systemparameter hilfreich.

In derzeit geplanten künftigen CDMA-Mobilfunksystemen wird aus Aufwandsgründen favorisiert, nicht dem Grundprinzip der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung folgende Verfahren zum Ermitteln der Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$ — d.h. Datenschätzer nach dem RAKE-Prinzip [Hul94, ASS98] — einzusetzen. Daher müssen

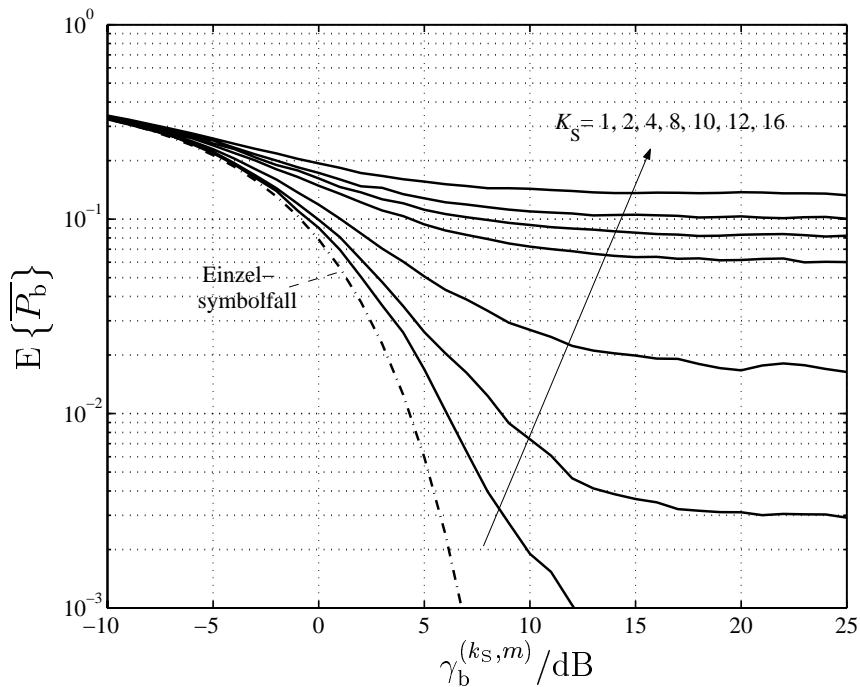


Bild 7.2. Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $\overline{P_b}$ in der Abwärtsstrecke für den konventionellen Datenschätzer nach dem RAKE-Prinzip mit $K_S = 1, 2, 4, 8, 10, 12, 16$, $Q = 16$

sich alle neuartigen, für den Einsatz in künftigen CDMA-Mobilfunksystemen angedachten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung hinsichtlich der erzielbaren Zuverlässigkeit der Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ an Datenschätzern nach dem RAKE-Prinzip messen lassen; solche Datenschätzer bilden demnach eine Referenz. Die Grundidee der dem RAKE-Prinzip folgenden Datenschätzer besteht darin, unmittelbar die durch die in Bild 7.1 dargestellten signalangepaßten Filter gelieferten Schätzungen $\tilde{s}^{(k_s)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ durch Vorzeichenentscheid gemäß (7.1) zum Ermitteln der Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ der Daten $s^{(k_s)}(m)$ heranzuziehen. Da bei derartigem Vorgehen die den Schätzungen $\tilde{s}^{(k_s)}(n)$ der Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ anhaftende Intersymbol-Interferenz und Vielfachzugriffs-Interferenz in ihrer schädlichen Wirkung nicht reduziert wird, ist die Zuverlässigkeit der auf diesem Weg erzielbaren Schätzungen $\hat{s}^{(k_s)}(m)$ der Daten $s^{(k_s)}(m)$ mäßig [MJWT01], wenn Intersymbol-Interferenz und/oder Vielfachzugriffs-Interferenz auftritt. Bild 7.2 zeigt die sich im oben geschilderten Szenario bei Verwenden derartiger Schätzer ergebende gemittelten Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P_b}\}$ als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers. Es ist offensichtlich, daß schon für mehr als zwei gleichzeitig aktive CDMA-Codes aufgrund der auftretenden schädlichen Intersymbol-Interferenz und Vielfachzugriffs-Interferenz die einzuhaltende Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} nicht erreicht werden kann. Selbst für eine geringe Anzahl von ein bzw. zwei gleichzeitig aktiven CDMA-Codes liegt die aus Bild 7.2 folgende erzielbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ nach Abschnitt 2.2.3 bei 0,67 bzw. 0,37 und ist damit weit von der theoretischen Obergrenze eins entfernt.

7.5 Einfluß verschiedener Systemparameter auf die Schätzungsgüte

7.5.1 Anzahl der CDMA-Codes

In diesem Abschnitt wird der Einfluß der Anzahl K_S der gleichzeitig verwendeten CDMA-Codes auf die Leistungsfähigkeit des in Unterkapitel 7.2 vorgestellten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung diskutiert. Dabei werden die in Unterkapitel 7.4 getroffenen Annahmen über das zu betrachtende Mobilfunkszenario vorausgesetzt.

Die Bilder 7.3 und 7.4 zeigen den Erwartungswert $E\{\overline{P_b}\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $\overline{P_b}$ nach (2.39) und Unterkapitel 7.4 als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers für verschiedene Anzahlen K_S gleichzeitig verwendeter CDMA-Codes. In Bild 7.3 wird davon ausgegangen, daß bei der im Rahmen der *Intrablock-Signalverarbeitung* zu bildenden Gruppen den Vorschriften (4.49) und (4.50) gefolgt wird, d.h., daß der nicht iterative Dekorrektor zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzt wird. Es ist zu erkennen, daß für alle dargestellten Werte von K_S die maximal zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} durch Wahl eines geeigneten Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ eingehalten werden kann. Bei weichem Quantisieren ist zum Einhalten einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} für den bereits mehrfach erwähnten besonders interessierenden Fall des vollausgelasteten CDMA-Mobilfunksystems, d.h. für K_S gleich 16, ein um zirka 4,5 dB größeres Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nötig als im optimalen Einzelsymbolfall. Wird transparentes Quantisieren eingesetzt, so erhöht sich dieser Wert auf zirka 7 dB. Diese Werte demonstrieren, wie bereits in Unterkapitel 1.1 und Abschnitt 2.2.3 angesprochen, eindrucksvoll den Preis, der für das gleichzeitige Nutzen eines einzigen Übertragungsmediums durch viele CDMA-Codes zu zahlen ist. Es ist jedoch anzumerken, daß es im Falle des in Abschnitt 7.4 angesprochenen konventionellen Datenschätzers nach dem RAKE-Prinzip, dem Referenzfall, für K_S größer als zwei nicht möglich ist die einzuhaltende Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} nicht zu überschreiten.

Werden bei der im Rahmen der *Intrablock-Signalverarbeitung* zu treffenden Wahl der Gruppen die Vorschriften (4.57) und (4.58) angewendet, d.h. parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzt, so verringert sich, wie aus Bild 7.4 ersichtlich, der angesprochene zu zahlende Preis. Bei weichem Quantisieren ist zum Einhalten einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von höchstens 10^{-2} für K_S gleich 16, ein um zirka 2,5 dB größeres Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nötig als im optimalen Einzelsymbolfall. Dieses Resultat stimmt sehr gut mit den beim Studium der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung gewonnenen Erkenntnissen aus Abschnitt 5.3.4 überein. Bei dem Studium der *Intrablock-Signalverarbeitung* in Abschnitt 5.3.4 wird angenommen, daß die Interblock-Interferenz perfekt durch *Interblock-Signalverarbeitung* eliminiert wurde. Daher läßt sich feststellen, daß dieses Eliminieren im betrachteten Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in ausreichend guter Qualität gelingt.

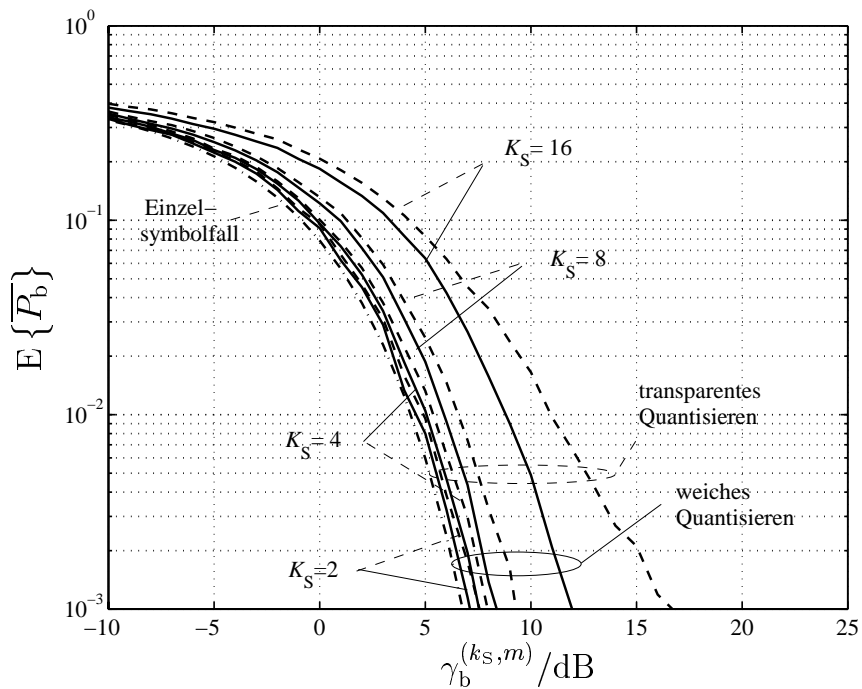


Bild 7.3. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für den nicht iterativen Dekorrelator bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $K_S = 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$

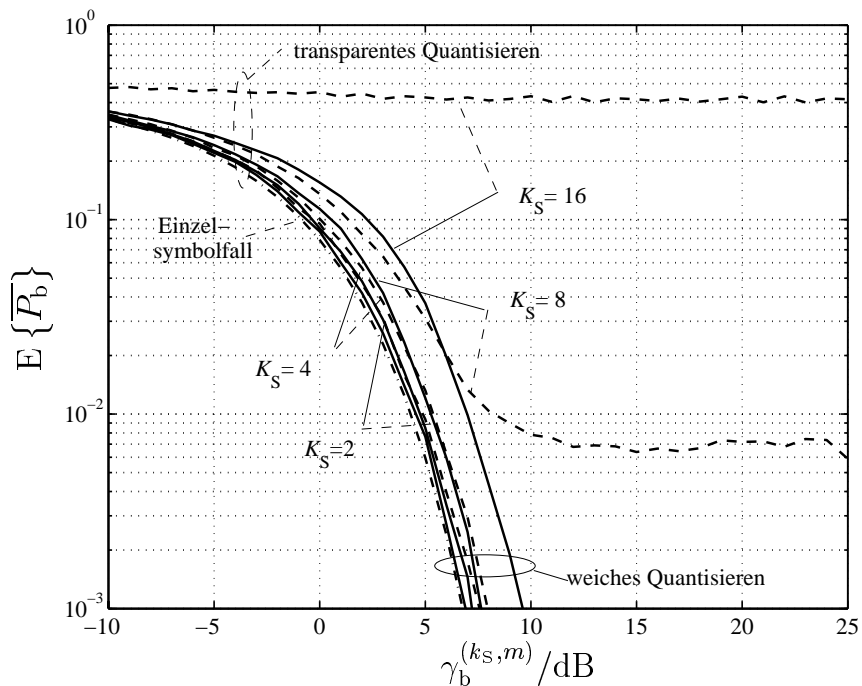


Bild 7.4. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $K_S = 2, 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

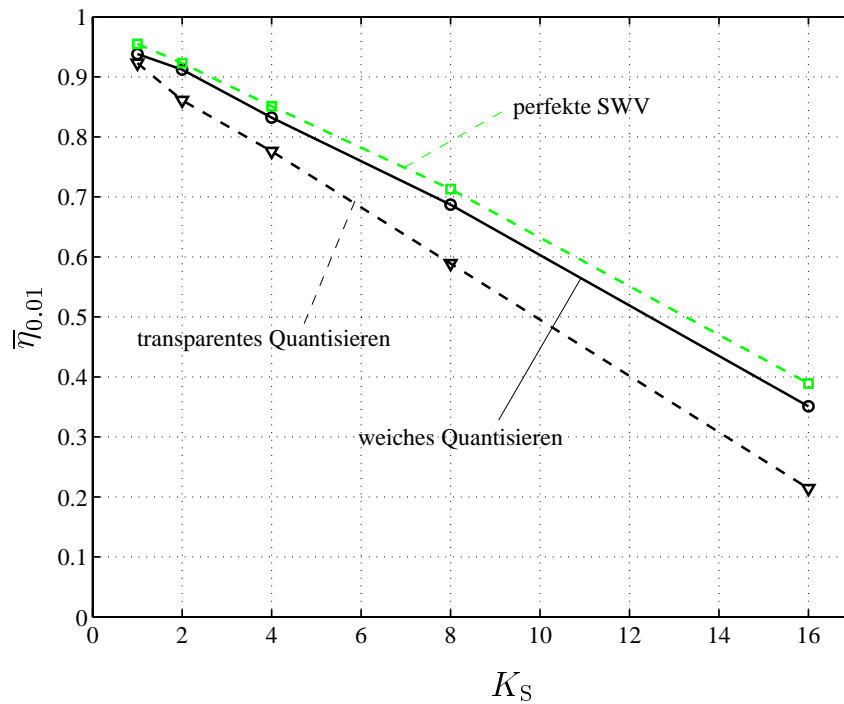


Bild 7.5. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ für den nicht iterativen Dekorrelator bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$

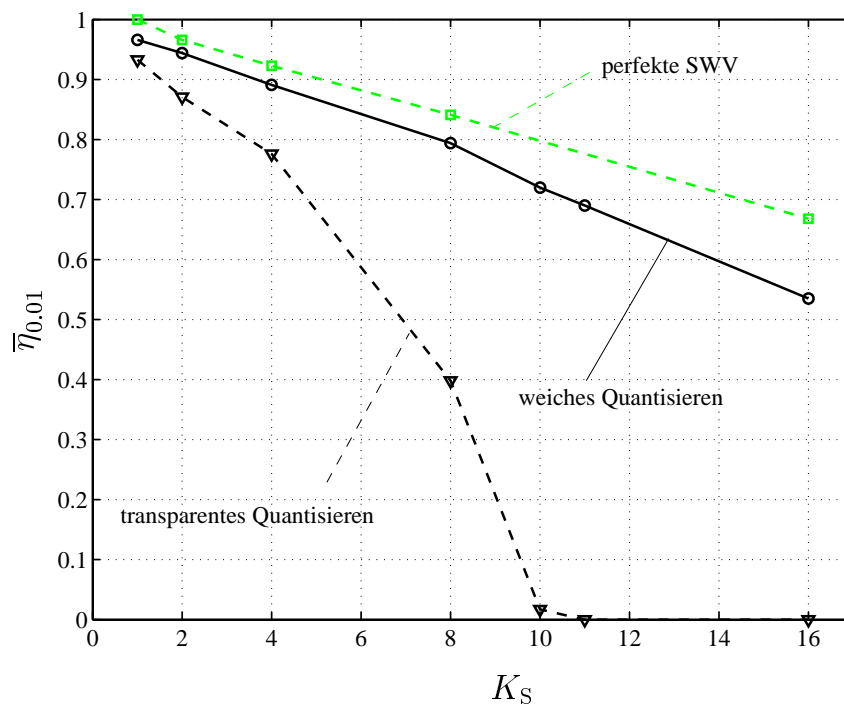


Bild 7.6. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

Der Vollständigkeit halber zeigt Bild 7.4 auch aus dem Verwenden von transparentem Quantisieren zum Schätzwertverbessern resultierende Ergebnisse. Für K_S kleiner acht decken sich diese in sehr guter Näherung mit den bei weichem Quantisieren gewonnenen Resultaten. Für größere Werte für K_S — und das sind diese Konstellationen, in denen die Zuverlässigkeit der zur Interferenzrekonstruktion eingesetzten Schätzungen signifikant abnimmt — ist ein Fehlerteppich zu beobachten.

Die in den Bildern 7.5 und 7.6 als Funktion von K_S dargestellte mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ untermauert die obigen Feststellungen. Für alle K_S ist es im Gegensatz zum konventionellen dem RAKE-Prinzip folgenden Datenschätzer mit dem in Unterkapitel 7.2 vorgestellten Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung bei Verwenden von weichem Quantisieren zum Schätzwertverbessern möglich, die geforderte Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} einzuhalten. Ein Vergleich der Kurven der Bilder 7.5 und 7.6 mit denen der Bilder 4.6 und 5.16 zeigt: Mit dem Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung lassen sich Schätzungen $\hat{s}^{(k_S)}(m)$ der Daten $s^{(k_S)}(m)$ gewinnen, deren Güte im wesentlichen durch die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ der zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzten Vorgehensweisen beschränkt ist.

7.5.2 Gruppenwahl

In diesem Abschnitt wird der Einfluß der im Rahmen der *Intrablock-Signalverarbeitung* zu treffenden Gruppenwahl auf die Leistungsfähigkeit des in Unterkapitel 7.2 vorgestellten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung diskutiert. Dabei werden die in Unterkapitel 7.4 getroffenen Annahmen über das zu betrachtende Szenario vorausgesetzt. Bei den Untersuchungen wird von den in Unterkapitel 4.4 vorgestellten Spezialfällen der Gruppenwahl ausgegangen. Diese Spezialfälle stellen verschiedene Extremfälle im Hinblick auf die Wahl der Gruppen dar. Die mit anderen, auf hier nicht betrachteten Varianten der Gruppenwahl basierenden Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung erzielbare Leistungsfähigkeit läßt sich somit zwischen den aus den hier betrachteten Varianten der Gruppenwahl folgenden Leistungsfähigkeiten der Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung einordnen.

Die Bilder 7.7 und 7.8 zeigen den Erwartungswert $E\{\bar{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \bar{P}_b als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_S, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers für verschiedene Möglichkeiten der Gruppenwahl. Prinzipiell fällt dabei auf, daß die auf den verschiedenen Möglichkeiten der Gruppenwahl basierenden Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung für ein festes Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_S, m)}$ teilweise höchst unterschiedliche $E\{\bar{P}_b\}$ liefern. Während es — zumindest bei Verwenden weichen Quantisierens — beim nicht iterativen Dekorrelator und bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz möglich ist durch Erhöhen von $\gamma_b^{(k_S, m)}$ den Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\bar{P}_b\}$ kontinuierlich zu senken, läuft $E\{\bar{P}_b\}$ für die symbolweise parallele Interferenzelimination und die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz mit steigendem $\gamma_b^{(k_S, m)}$ in

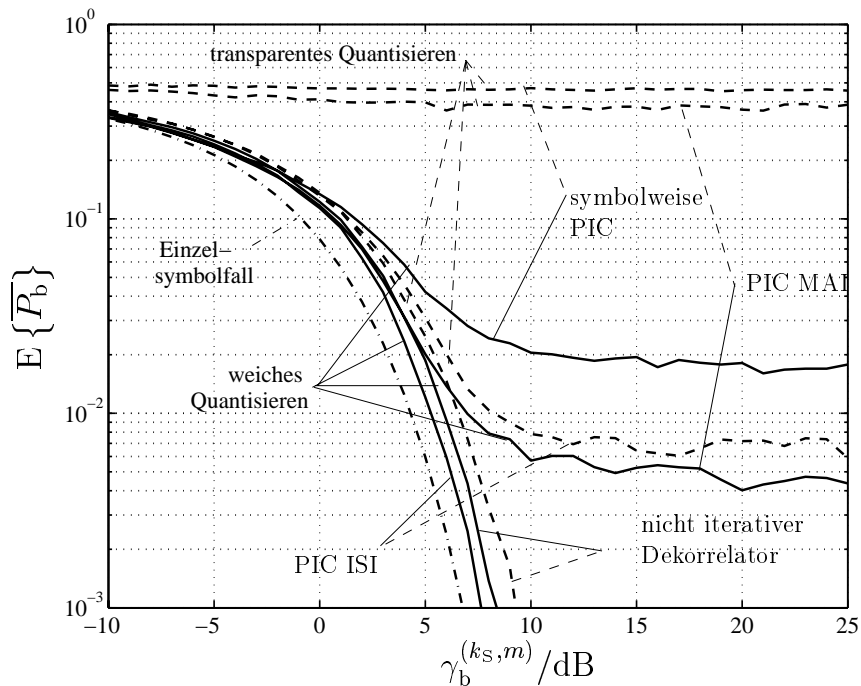


Bild 7.7. Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b im Vergleich für

1. den nicht iterativen Dekorrelator,
2. symbolweise parallele Interferenzelimination (symbolweise PIC),
3. parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC MAI) und
4. parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC ISI)

bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $K_S = 8$, $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

einen Fehlerteppich. Dieses Verhalten ist sowohl bei Verwenden von weichem als auch transparentem Quantisieren zu beobachten und spiegelt die bereits in Unterkapitel 4.4 angesprochenen problematischen Konvergenzeigenschaften dieser beiden Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* wider.

Vergleicht man die sich speziell bei Einsetzen des nicht iterativen Dekorrelators bzw. der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz zur *Intrablock-Signalverarbeitung* ergebenden $E\{\overline{P}_b\}$ für ein festes $\gamma_b^{(k_s, m)}$, so fällt im Falle weichen Quantisierens auf, daß unabhängig von K_S das auf paralleler Elimination der Intersymbol-Interferenz basierende Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung einen niedrigeren Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b liefert. Hervorgehoben werden soll an dieser Stelle die sich in Bild 7.8 widerspiegelnde Leistungsfähigkeit des auf paralleler Elimination der Intersymbol-Interferenz basierenden Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung. Es ist ersichtlich, daß der erzielbare Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für ein gegebenes Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers deutlich geringer ist als bei Verwenden des nicht iterativen Dekorrelators. Bezogen auf die maximal erzielbare durch den Einzelsymbolfall gegebene Leistungsfähigkeit läßt sich feststellen, daß

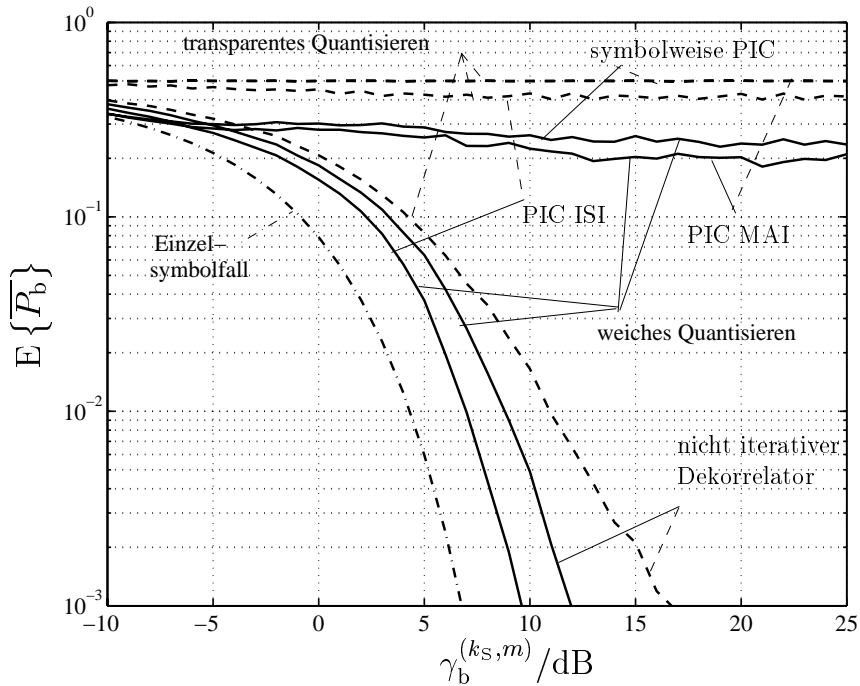


Bild 7.8. Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b im Vergleich für

1. den nicht iterativen Dekorrektor,
2. symbolweise parallele Interferenzelimination (symbolweise PIC),
3. parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC MAI) und
4. parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC ISI)

bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

zum Einhalten der zulässigen Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_{b,d}\}$ von 10^{-2} lediglich ein Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers benötigt wird, das ca. 2,5 dB größer ist als im Einzelsymbolfall.

In Bild 7.9, in dem die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ für verschiedene Möglichkeiten der Gruppenwahl als Funktion von K_S dargestellt ist, spiegelt sich dieser Zusammenhang eindrucksvoll wider. Erwartungsgemäß ist zu beobachten, daß sich bei Verwenden der symbolweisen parallelen Interferenzelimination und der parallelen Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz ab einem gewissen K_S eine mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ von null einstellt. Dieser Zusammenhang belegt, daß ab einer gewissen Anzahl K_S gleichzeitig verwendeter CDMA-Codes die zulässige Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_{b,d}\}$ von 10^{-2} selbst bei beliebig hohem Signal-Stör-Verhältnis $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers nicht eingehalten werden kann. Für die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz ist, wie bereits angesprochen, festzustellen, daß die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ bei weichem Quantisieren für alle K_S ungleich null und höher als diejenige des nicht iterativen Dekorrektors ist. Im Hinblick auf eine möglichst leistungsfähige gemeinsame Empfangssignalverarbeitung ist es demnach anzuraten, zur *Intrablock-Signalverarbeitung* die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz heranzuziehen. Ein Vergleich der durch den konventionellen, dem

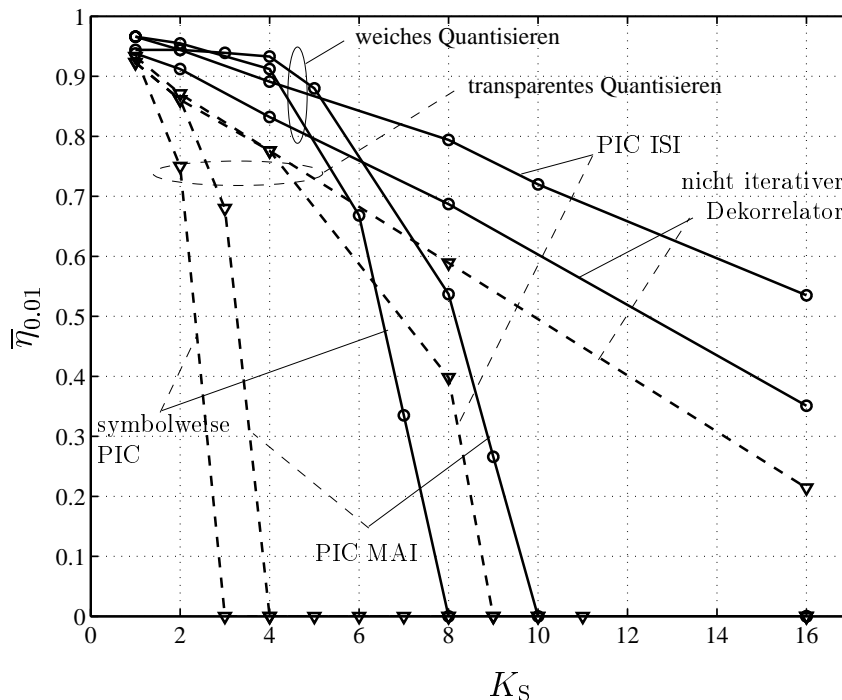


Bild 7.9. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ im Vergleich für

1. den nicht iterativen Dekorrelator,
2. symbolweise parallele Interferenzelimination (symbolweise PIC),
3. parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz (PIC MAI) und
4. parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC ISI)

bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

RAKE-Prinzip folgenden Datenschätzer aus Unterkapitel 7.4, dem Referenzverfahren, erzielbaren mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ und den Resultaten auch Bild 7.9 belegt, daß es ausgehend vom konventionellen dem RAKE-Prinzip folgenden Datenschätzer bei Einsetzen des vorgeschlagenen, auf paralleler Elimination der Intersymbol-Interferenz beruhenden Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung möglich ist, die Anzahl K_S der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes zu verzehnfachen, ohne dabei die erzielbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ zu verkleinern. Es ist somit lohnenswert, gemeinsame Empfangssignalverarbeitung zum Reduzieren der schädlichen Wirkung von Interferenz einzusetzen.

7.5.3 Anzahl der Iterationsschritte

In diesem Abschnitt wird der Einfluß der Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationsschritte auf die Leistungsfähigkeit des in Unterkapitel 7.2 vorgestellten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung diskutiert. Dabei werden die in Unterkapitel 7.4 getroffenen Annahmen über das zu betrachtende Szenario vorausgesetzt.

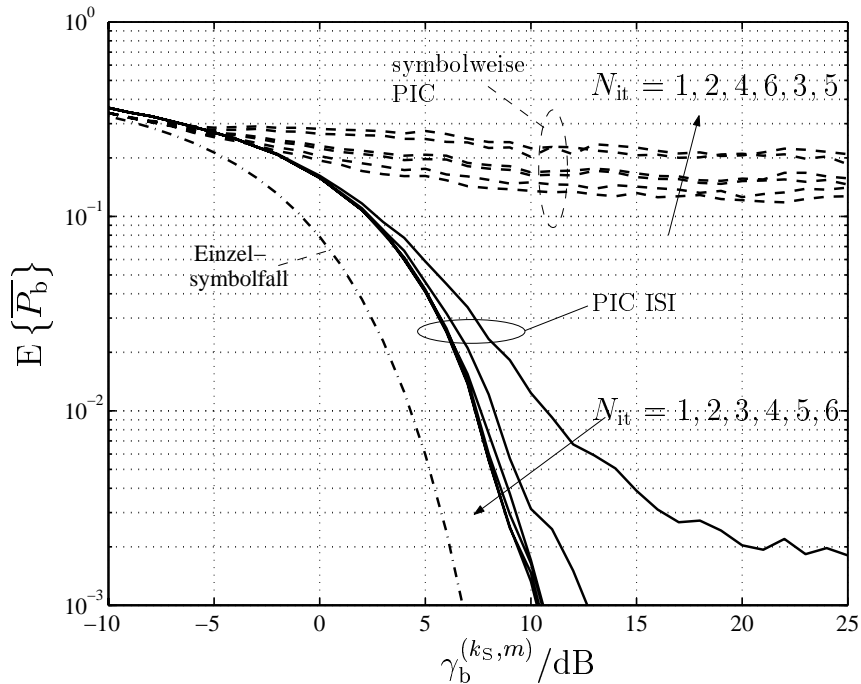


Bild 7.10. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für symbolweise parallele Interferenzelimination und parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC ISI) bei weichem Quantisieren mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N = 3$, $N_b = 1$, $N_{it} = 1 \dots 6$

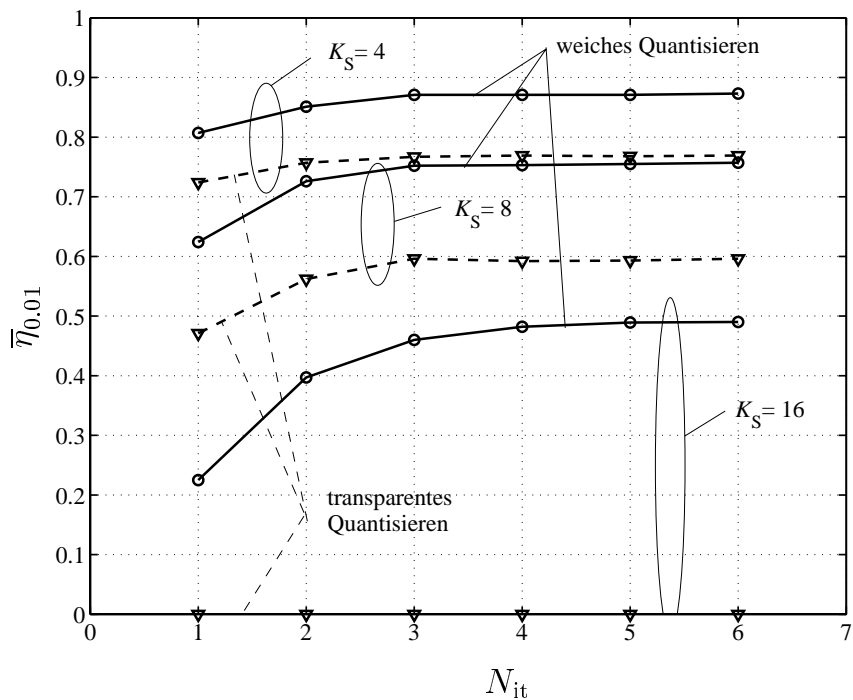


Bild 7.11. Mittlere Effizienz $\overline{\eta}_{0.01}$ für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren für $K_S = 4, 8, 16$, $Q = 16$, $N = 3$, $N_b = 1$

Bild 7.10 zeigt den Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b nach (2.39) als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers für verschiedene Anzahlen N_{it} der durchlaufenen Iterationsschritte. Es ist zu erkennen, daß für solche Fälle, in denen das betrachtete Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung konvergiert — hier bei Verwenden der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz —, die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung mit zunehmender Anzahl N_{it} an Iterationsschritten steigt. In solchen Fällen, in denen das betrachtete Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung nicht konvergiert — hier bei Verwenden der symbolweisen parallelen Interferenzelimination —, sinkt die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung mit zunehmender Anzahl N_{it} an Iterationsschritten. Als besonderes, sich in dem Bildern 7.10 widerspiegelndes Resultat läßt sich jedoch feststellen, daß in solchen Fällen, in denen das betrachtete Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung konvergiert, die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sich ab einer Anzahl von N_{it} gleich drei nicht mehr durch Vergrößern von N_{it} signifikant steigern läßt. Diese Beobachtung ist für den praktischen Einsatz von auf allgemeiner paralleler Interferenzelimination basierenden Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung von besonderer Bedeutung, denn es zeigt sich, daß in typischen Mobilfunkszenarien eine relativ kleine Anzahl von Iterationen N_{it} ausreicht, um praktisch die bestmögliche, durch ein gewisses Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung erzielbare Leistungsfähigkeit zu erzielen.

In Bild 7.11, in dem die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ für verschiedene K_S als Funktion der Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationsschritte dargestellt ist, spiegelt sich dieser Zusammenhang ebenfalls wider. Wie zu erwarten, ist unabhängig von K_S und dem verwendeten Verfahren zur Schätzwertverbesserung zu beobachten, daß sich ab einer Anzahl N_{it} der durchlaufenen Iterationsschritte von drei bzw. vier die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\overline{\eta}_{0,01}$ durch Vergrößern von N_{it} nicht weiter steigern läßt.

7.5.4 Blocklänge

In diesem Abschnitt wird der Einfluß der Blocklänge N nach Unterkapitel 3.3 auf die Leistungsfähigkeit des in Unterkapitel 7.2 vorgestellten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung diskutiert. Prinzipiell lassen sich drei Grundeffekte ausmachen, die einen Zusammenhang zwischen der Blocklänge N und der Leistungsfähigkeit des betrachteten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung schaffen:

- Mit steigender Blocklänge N verschlechtern sich je nach Wahl der Gruppen bei der zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzten allgemeinen parallelen Elimination die Konvergenzeigenschaften der *Intrablock-Signalverarbeitung*, siehe beispielsweise Bilder 4.9, 4.15 und 4.21. Beim nicht iterativen Dekorrelator ist dabei kein derartiger

Einfluß von N erkennbar — denn dieser konvergiert immer —, bei der symbolweisen parallelen Interferenzelimination ist dieser Einfluß besonders ausgeprägt, siehe Bild 4.9. Eine hohe Wahrscheinlichkeit für die Divergenz der *Intrablock–Signalverarbeitung* wirkt vermindernd auf die Leistungsfähigkeit des betrachteten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung.

- Mit steigender Blocklänge N sinkt im allgemeinen die durch die *Intrablock–Signalverarbeitung* erzielbare Mehrteilnehmereffizienz, da die Anzahl der gemeinsam innerhalb der *Intrablock–Signalverarbeitung* zu betrachtenden Datensymbole ansteigt, siehe Bild 4.4. Somit sinkt mit steigender Blocklänge N auch die Leistungsfähigkeit des betrachteten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung.
- Mit steigender Blocklänge N wird der leistungshemmende Einfluß der Interblock-Interferenz auf die durch das betrachtete Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung erzielbare Güte der ermittelten Schätzungen der übertragenen Daten reduziert.

Diese drei Grundeffekte lassen sich in den in Bild 7.12 bis 7.15 dargestellten Resultaten je nach im Rahmen der *Intrablock–Signalverarbeitung* verwendeter Gruppenwahl und weiteren Parametern in unterschiedlichen Mischungsverhältnissen beobachten. Bild 7.12 zeigt den Erwartungswert der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\overline{P}_b\}$ als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers für verschiedene Blocklängen N . Zur *Intrablock–Signalverarbeitung* wird dabei die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren eingesetzt. Es ist zu erkennen, daß die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung mit zunehmender Blocklängen N ansteigt. Dies bedeutet, daß der an dritter Stelle genannte positiv wirkende Grundeffekt die beiden erstgenannten negativen Grundeffekte überdeckt. Es ist jedoch ebenso festzustellen, daß ab einer Blocklänge N von drei bzw. vier in dem in Bild 7.12 betrachteten Fall durch weiteres Steigern von N keine signifikante Verbesserung der Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung möglich ist. Diese Erscheinung tritt genau dann auf, wenn sich durch weiteres Erhöhen von N das Ausmaß keines der obigen Grundeffekte mehr verändert.

In Bild 7.13 ist jedoch ein anderes Wechselspiel zu beobachten. Ausgehend von N gleich eins steigt die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zuerst bei Erhöhen von N , d.h. der an dritter Stelle genannte positive Grundeffekt überwiegt. Wenn N den Wert drei erreicht, dann läßt sich durch weiteres Steigern von N keine weitere Leistungssteigerung im Sinne des an dritter Stelle genannten positiven Grundeffektes erzielen. Mit steigendem N gewinnen jedoch die beiden erstgenannten Grundeffekte an Bedeutung. Insbesondere ist dabei der an erster Stelle genannte Grundeffekt zu betrachten. Die in Bild 4.21 dargestellte komplementäre Verteilungsfunktion des Spektralradius ρ offenbart, daß bei Vergrößern der Blocklänge N von drei auf vier bzw. fünf die Wahrscheinlichkeit für die Divergenz der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz von 0,1 Prozent auf 6 Prozent bzw. 20 Prozent

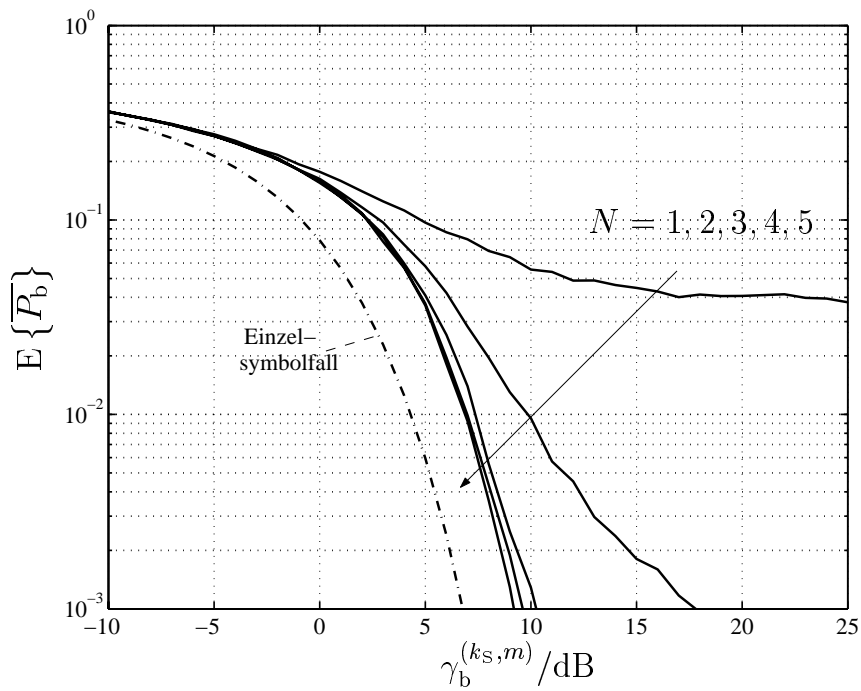


Bild 7.12. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz bei weichem Quantisieren mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N = 1 \dots 5$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

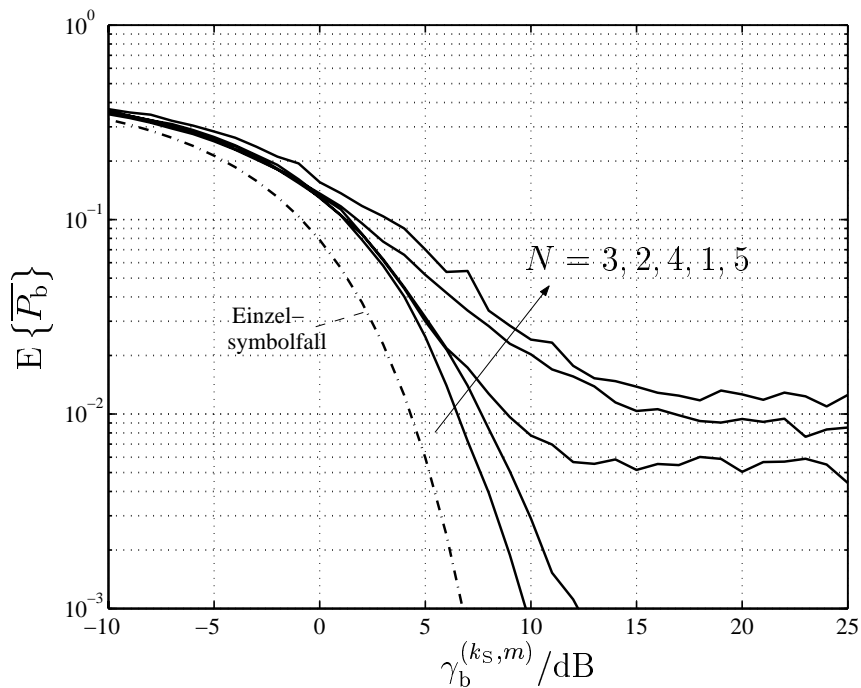


Bild 7.13. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz bei transparentem Quantisieren mit $K_S = 8$, $Q = 16$, $N = 1 \dots 5$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

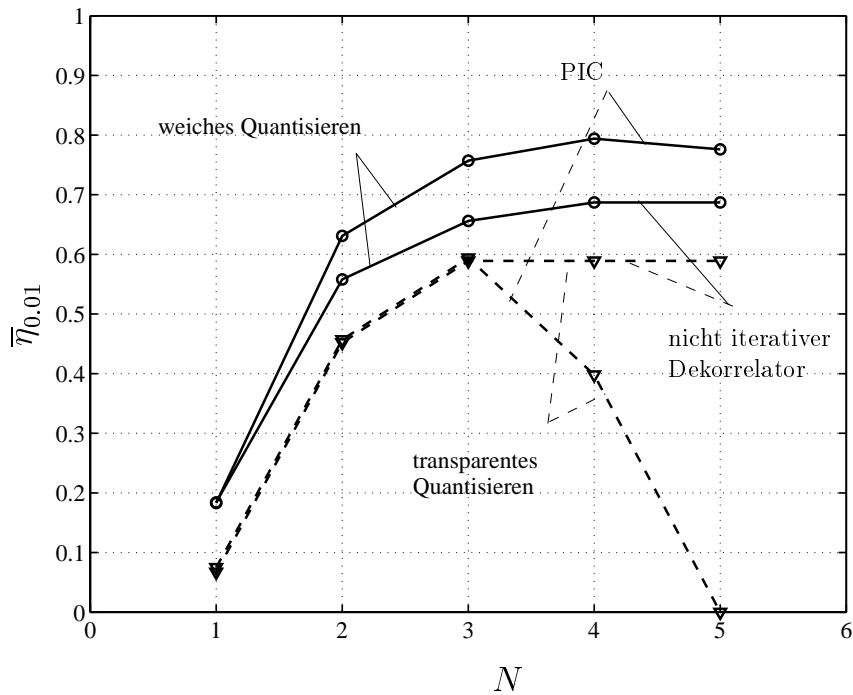


Bild 7.14. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $K_S = 8$, $Q = 16$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

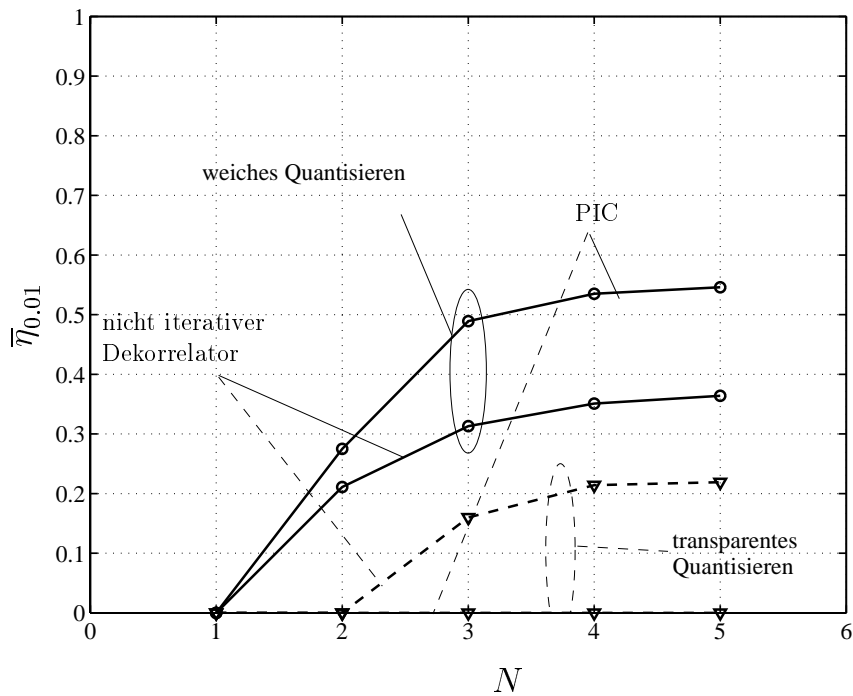


Bild 7.15. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz (PIC) und den nicht iterativen Dekorrelator im Vergleich bei weichem (—) und transparentem (---) Quantisieren mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

steigt. Diese erhöhte Wahrscheinlichkeit für Divergenz wirkt leistungshemmend, so daß durch Steigern von N über den Wert drei hinaus erneut die Leistungsfähigkeit des betrachteten Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sinkt. Es sei angemerkt, daß das Mischungsverhältnis der drei Grundeffekt und somit die optimale Wahl von N von vielerlei Rahmenparametern, wie z.B. dem betrachteten Kanalmodell, der Leistungsfähigkeit der *Interblock-Signalverarbeitung*, der Leistungsfähigkeit der *Intrablock-Signalverarbeitung* usw. abhängt.

In den Bildern 7.14 und 7.15 ist die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ als Funktion der Blocklänge N dargestellt. In diesen Bildern spiegelt sich das oben dargelegte Wirkungsgefüge ebenfalls wider. Besonders interessant ist dabei das Verhalten von $\bar{\eta}_{0,01}$ für den bereits oben teilweise diskutierten Fall der allgemeinen parallelen Interferenzelimination bei Verwenden von transparentem Quantisieren und K_S gleich 8. Wird die Blocklänge N von eins auf drei erhöht, so steigt die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ an, da der oben an dritter Stelle genannte Grundeffekt überwiegt. Dieser Anstieg der mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ ist sowohl für den nicht iterativen Dekorrelator als auch für die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz in gleicher Weise zu beobachten. Dies ist plausibel, da im Falle der Konvergenz der allgemeinen parallelen Interferenzelimination die Güte der erhaltenen Schätzungen unabhängig von der Wahl der Gruppen ist. Wird N über den Wert drei hinaus vergrößert, so verändert sich die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ für den nicht iterativen Dekorrelator nicht, da der Einfluß des an dritter Stelle genannten Grundeffektes sich nur unbedeutend verändert. Gleiches gilt für den an zweiter Stelle genannten Grundeffekt. Die Konvergenz des nicht iterativen Dekorrelators wird des weiteren nicht beeinflusst, da dieser stets konvergiert. Betrachtet man hingegen die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz so ist zu erkennen, daß, wie oben dargestellt, bei Steigern von N die stark ansteigende Wahrscheinlichkeit für die Divergenz der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz zu einer Verminderung der mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ führt, so daß im Falle einer Blocklänge von N gleich fünf die geforderte Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\bar{P}_{b,d}\}$ von 10^{-2} überhaupt nicht mehr eingehalten werden kann. Im Falle der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz bei Verwenden von weichem Quantisieren ist dieser Effekt nur in sehr eingeschränktem Maße zu beobachten, aber prinzipiell vorhanden.

7.5.5 Blockoffset

In diesem Abschnitt wird der Einfluß des Blockoffsets N_b auf die Leistungsfähigkeit des in Unterkapitel 7.2 vorgestellten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung diskutiert. Dabei werden die in Unterkapitel 7.4 getroffenen Annahmen über das zu betrachtende Szenario vorausgesetzt.

Die Bilder 7.16 und 7.17 zeigen den Erwartungswert $E\{\bar{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \bar{P}_b als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s,m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers für verschiedene Blockoffsets N_b . Aus den Bildern ist zu erkennen,

daß die Leistungsfähigkeit des betrachteten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung mit zunehmendem Blockoffset N_b abnimmt. Dieses Verhalten ist plausibel, da bei fester Blocklänge N mit zunehmendem Blockoffset N_b der Einfluß der Interblock-Interferenz auf die ermittelten Schätzungen der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, zunimmt. Dieser Effekt resultiert daraus, daß beim betrachteten Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung lediglich der Beitrag $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,-)}$ zur Interblock-Interferenz durch die Block b zugehörige *Interblock-Signalverarbeitung* in ihrer schädlichen Wirkung reduziert wird. Gilt mit L_I nach (3.14)

$$N - N_b \geq L_I - 1, \quad (7.6)$$

so stört der verbleibende Beitrag $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,+)}$ zur Interblock-Interferenz die ermittelten Schätzungen der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, nicht unmittelbar. Wird (7.6) verletzt, so steigt bei Vergrößern von N_b der Einfluß des verbleibenden Beitrages $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,+)}$ zur Interblock-Interferenz auf die Schätzungen der Daten $s^{(k_S)}(m)$, $k_S = 1 \dots K_S$, $m \in \mathbb{Z}$, stetig. In den Bildern 7.16 und 7.17 ist jedoch erkennbar, daß dieser störende Effekt bei dem in diesem Unterkapitel betrachteten Mobilfunkszenario erst für Blockoffsets N_b größer zwei zum Tragen kommt.

In den Bildern 7.18 und 7.19, in denen die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ für verschiedene Blockoffsets N_b dargestellt ist, spiegelt sich der oben geschilderte Zusammenhang ebenfalls wider. Mit zunehmendem N_b sinkt bei fester Blocklänge N die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$. Dabei ist in Übereinstimmung mit (7.6) zu beobachten, daß dieser Effekt sich mit zunehmender Blocklänge N etwas entschärft.

Es sei noch auf eine in den Bildern 7.18 und 7.19 erkennbare Besonderheit hingewiesen: Beim nicht iterativen Dekorrelator sinkt die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ für eine feste Blocklänge N näherungsweise linear mit N_b . Bei der parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren besteht für eine feste Blocklänge N ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen der mittleren Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ und dem Blockoffset N_b . Dieser grundsätzliche Unterschied ist in der Natur der beiden beschriebenen Verfahren der *Intrablock-Signalverarbeitung* begründet. Der nicht iterative Dekorrelator ist ein lineares Verfahren der *Intrablock-Signalverarbeitung*. Eine Störung, also beispielsweise die Interblock-Interferenz wirkt sich prinzipiell auf alle — wenn auch in unterschiedlichem Maße — ermittelten Schätzungen aus. Die daraus resultierende mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ hängt nun davon ab, welche durch die zu einem Block gehörige *Intrablock-Signalverarbeitung* ermittelten Schätzungen zum Ermitteln der Schätzungen der Daten $s^{(k_S)}(m)$ herangezogen werden. Diese Auswahl wird entsprechend den Ausführungen in Unterkapitel 7.2 durch den Blockoffset N_b getroffen. Wird der Blockoffset N_b verändert, so verändert sich folglich das Mischungsverhältnis aus in verschiedener Ausprägung durch die Interblock-Interferenz beeinflussten Schätzungen, was sich in einem stetigen, näherungsweise linearen Zusammenhang zwischen $\bar{\eta}_{0.01}$ und N_b niederschlägt. Die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit weichem Quantisieren ist ein nicht lineares Verfahren der *Intrablock-Signalverarbeitung*, so daß es möglich ist, daß einige der ermittelten Schätzungen überhaupt nicht durch die Interblock-Interferenz beeinträchtigt

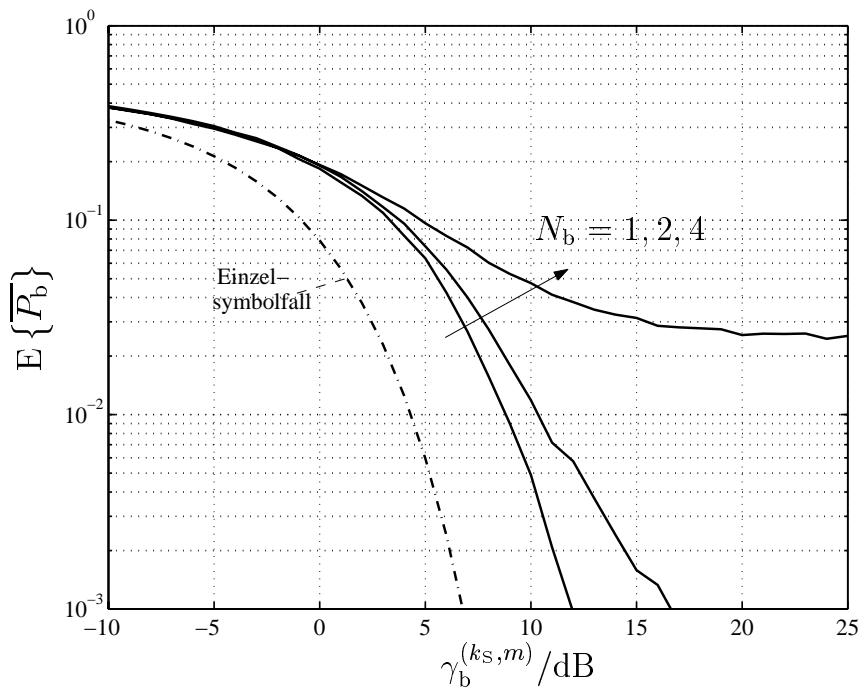


Bild 7.16. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für den nicht iterativen Dekorrelator bei weichem Quantisieren mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1 \dots 4$, $N_{it} = 5$

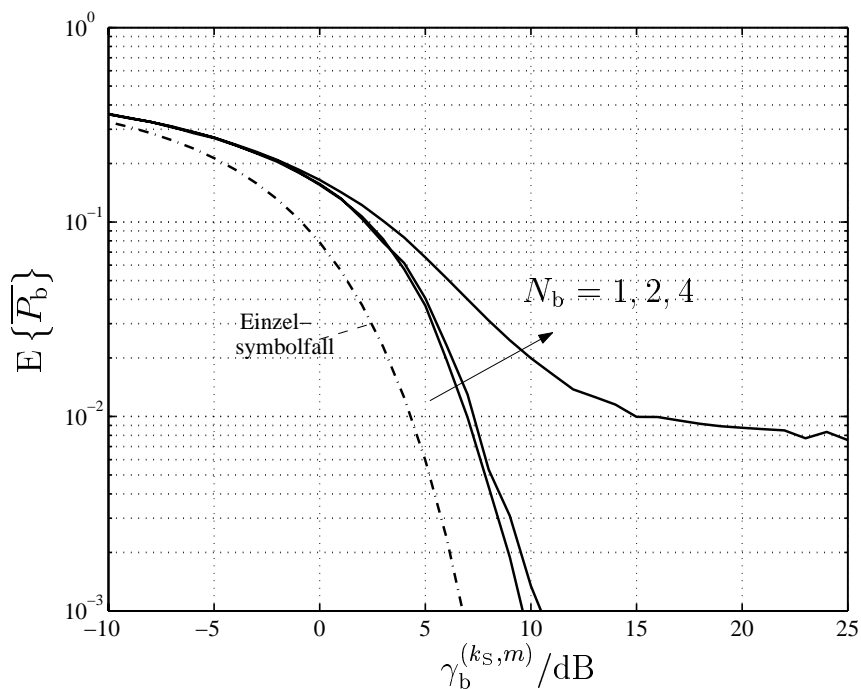


Bild 7.17. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz bei weichem Quantisieren mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1 \dots 4$, $N_{it} = 5$

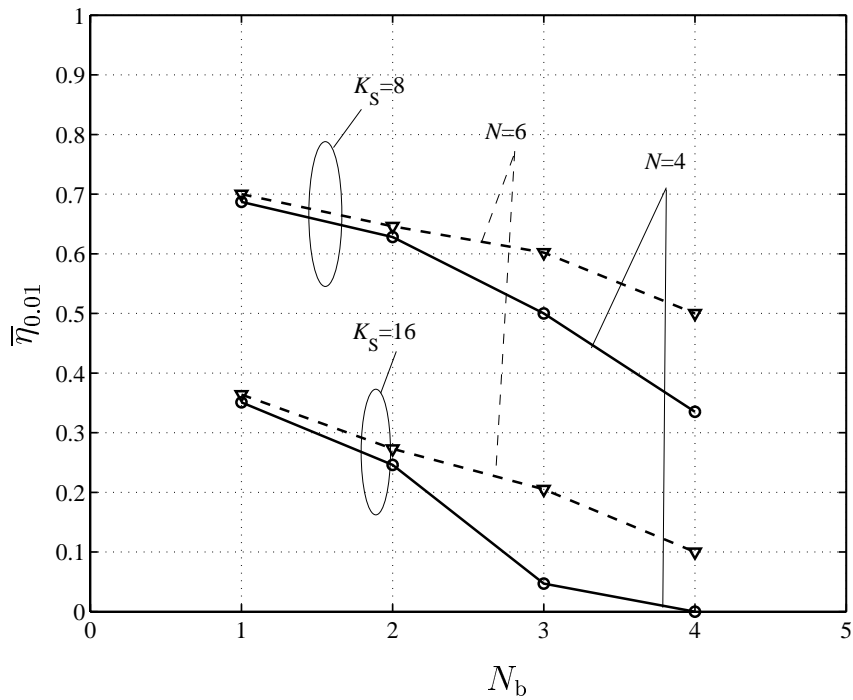


Bild 7.18. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ für den nicht iterativen Dekorrelator bei weichem Quantisieren mit $K_S = 8, 16$, $Q = 16$, $N = 4, 6$, $N_{it} = 5$

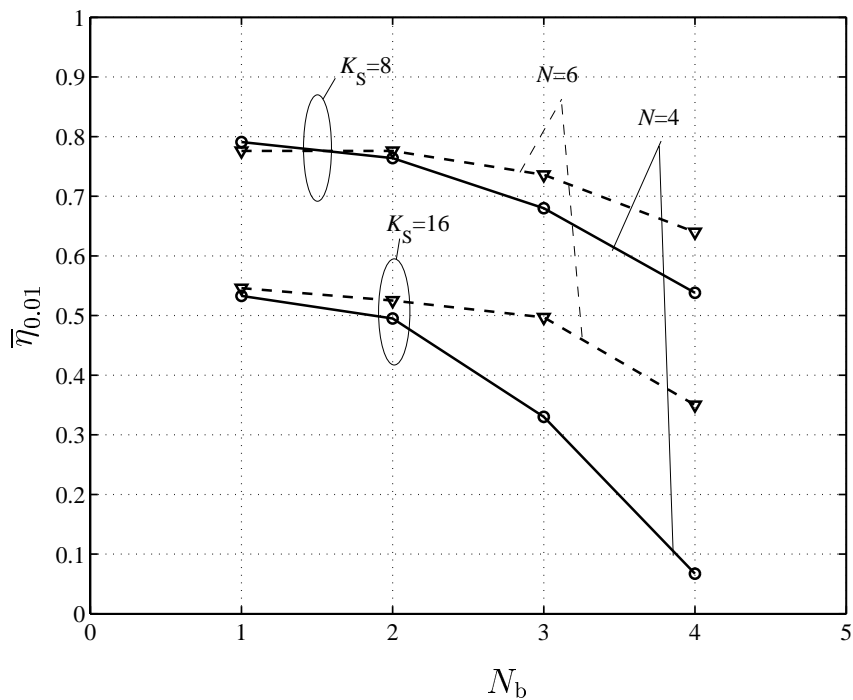


Bild 7.19. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz bei weichem Quantisieren mit $K_S = 8, 16$, $Q = 16$, $N = 4, 6$, $N_{it} = 5$

werden, andere hingegen schon. Wird der Blockoffset N_b verändert, so verändert sich, wie oben angesprochen, die Auswahl der die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ bestimmenden Schätzungen. Da einige Schätzung überhaupt nicht, andere dagegen stark durch die Störung beeinträchtigt werden, ergibt sich ein stark nichtlinearer Zusammenhang zwischen $\bar{\eta}_{0,01}$ und N_b .

7.5.6 Verfahren zur Schätzwertverbesserung

In diesem Abschnitt wird der Einfluß des verwendeten Verfahrens zur Schätzwertverbesserung auf die Leistungsfähigkeit des in Unterkapitel 7.2 vorgestellten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung diskutiert. Dabei werden die in Unterkapitel 7.4 getroffenen Annahmen über das zu betrachtende Szenario vorausgesetzt.

Die Bilder 7.20 und 7.21 zeigen den Erwartungswert $E\{\bar{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \bar{P}_b als Funktion des Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) am Eingang des Referenzempfängers für verschiedene Verfahren zur Schätzwertverbesserung. In den Bilder 7.20 und 7.21 ist zu erkennen, daß die Leistungsfähigkeit des betrachtete Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung erwartungsgemäß bei Verwenden transparenter Schätzwertverbesserung am schlechtesten ist. Insbesondere in Bild 7.21 läßt sich erkennen, daß die Konvergenz der betrachtete Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung bei Verwenden transparenter Schätzwertverbesserung nicht sichergestellt werden kann. Die Ursache dafür liegt in der für K_S gleich 16 hohen Wahrscheinlichkeit für Divergenz der zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzten parallelen Elimination der Intersymbol-Interferenz mit transparentem Quantisieren, siehe auch Bild 4.20. Bei Verwenden von hartem Quantisieren oder weichem Quantisieren zur Schätzwertverbesserung stellt sich die Lage etwas anders dar. Es ist zu beobachten, daß in allen dargestellten Fällen die zulässige mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\bar{P}_{b,d}\}$ von 10^{-2} eingehalten werden kann. Die unter Verwenden von hartem Quantisieren und weichem Quantisieren erreichbare Leistungsfähigkeit des betrachteten Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ist praktisch gleich.

Interessant ist des weiteren die Beobachtung, daß in beiden Bildern 7.20 und 7.21 die durch das betrachtete Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung unter Verwenden von weichem Quantisieren und perfekter Schätzwertverbesserung erzielbare Leistungsfähigkeit nur wenig voneinander abweicht. Die zum Einhalten der maximal zulässigen mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $E\{\bar{P}_{b,d}\}$ von 10^{-2} nötigen Signal-Stör-Verhältnisse $\gamma_b^{(k_s, m)}$ nach (2.25) im Falle weichen Quantisierens und perfekter Schätzwertverbesserung unterscheiden sich um weniger als 1 dB.

In den Bildern 7.22 und 7.23, in denen die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$ für verschiedene K_S dargestellt ist, sind ähnliche Beobachtungen zu machen. Mit zunehmendem K_S sinkt die mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0,01}$. Im Falle des nicht iterativen Dekorrelators ist dabei, wie bereits in Abschnitt 4.4.2 angesprochen, unabhängig vom verwendeten Verfahren zur Schätzwertverbesserung ein linearer Zusammenhang zwischen $\bar{\eta}_{0,01}$

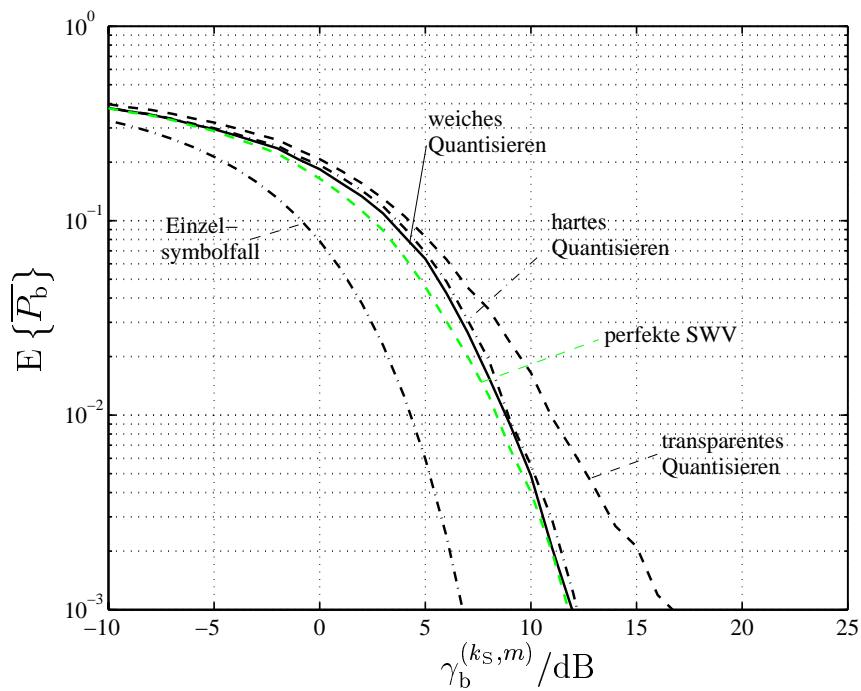


Bild 7.20. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für den nicht iterativen Dekorrelator mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$

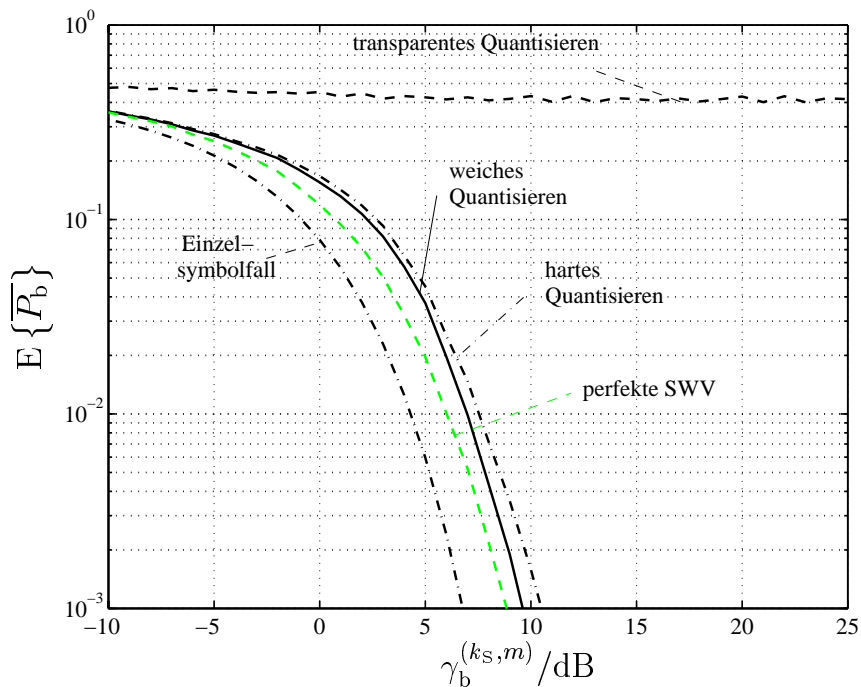


Bild 7.21. Erwartungswert $E\{\overline{P}_b\}$ der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit \overline{P}_b für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit $K_S = 16$, $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

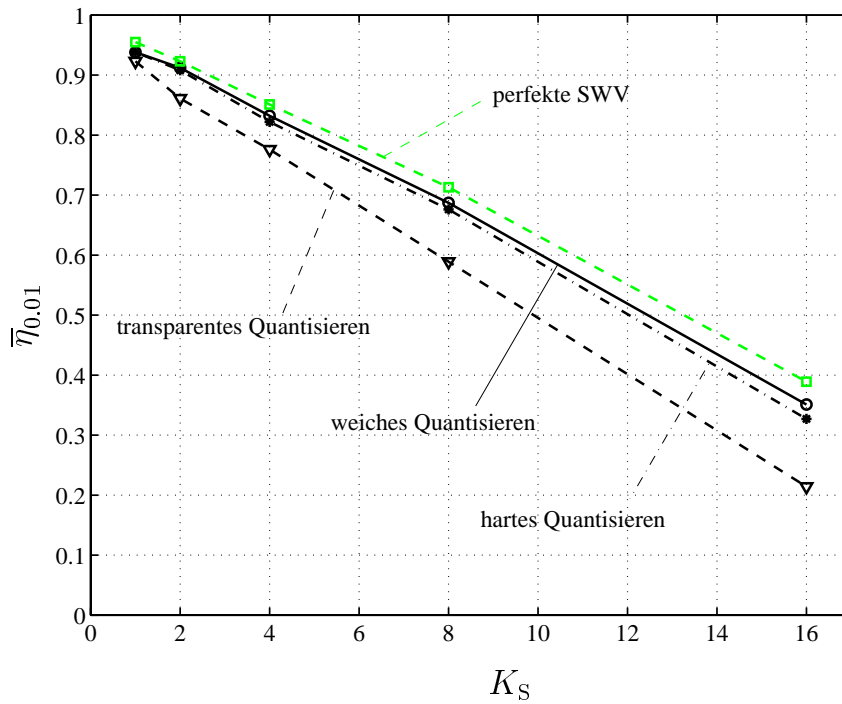


Bild 7.22. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ für den nicht iterativen Dekorrelator mit $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$

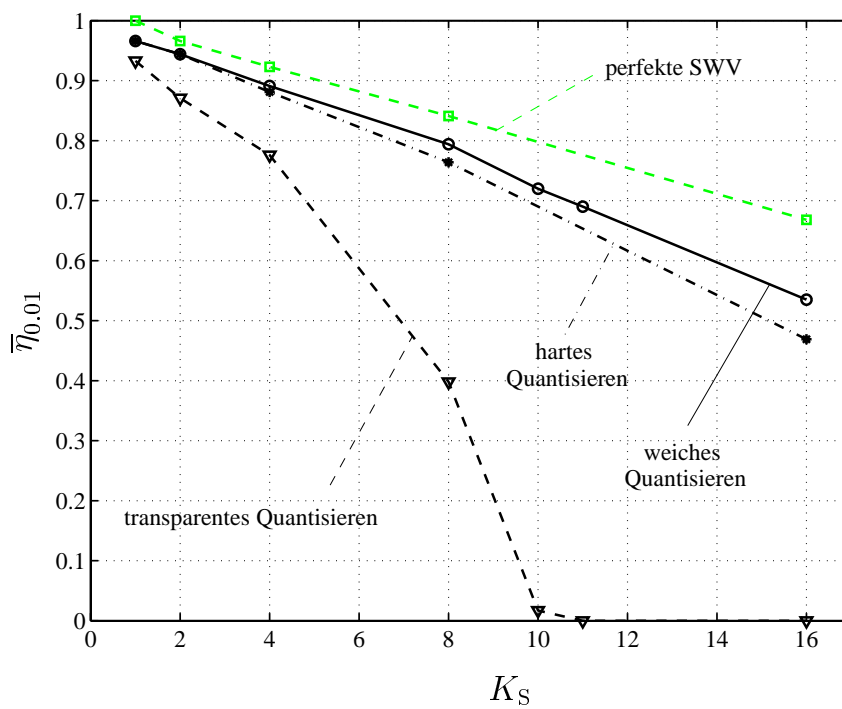


Bild 7.23. Mittlere Effizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ für parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit $Q = 16$, $N = 4$, $N_b = 1$, $N_{it} = 5$

und K_S festzustellen. Für die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz gilt dieser Zusammenhang nur bei Verwenden von weichem Quantisieren, hartem Quantisieren oder perfekter Schätzwertverbesserung. In solchen Fällen ist nämlich die Konvergenz der auf paralleler Elimination der Intersymbol-Interferenz beruhenden *Intrablock-Signalverarbeitung* entsprechend den Ausführungen in Unterkapitel 5.3 sehr wahrscheinlich.

Vergleicht man die erzielbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz $\bar{\eta}_{0.01}$ von dem auf weichem Quantisieren bzw. auf hartem Quantisieren basierenden Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, so unterscheiden sich diese nur unwesentlich. Nach Meinung des Autors ist es jedoch anzuraten, generell innerhalb des Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung weiches Quantisieren zu verwenden, denn dieses bedeutet gegenüber hartem Quantisieren nur einen geringen Mehraufwand und zeigt bei Verwenden der allgemeinen parallelen Interferenzelimination zur *Intrablock-Signalverarbeitung* mit beispielsweise gemäß paralleler Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz gewählten Gruppen, siehe Bild 5.13, eine deutlich höhere Leistungsfähigkeit als hartes Quantisieren.

Kapitel 8

Schlußfolgerungen, Empfehlungen und Ausblicke

Ausgehend von den sich in den letzten Jahren abzeichnenden Entwicklungen innerhalb der verfügbaren Mobilfunksysteme der zweiten Generation ist davon auszugehen, daß in zukünftigen Mobilfunksystemen — insbesondere in den in der vorliegenden Arbeit besonders interessierenden künftigen CDMA-Mobilfunksystemen — eine rege Nachfrage nach beispielsweise für die Realisierung von Multimedia-Diensten [MJWT01, KKLN98] nötiger hochratiger Datenübertragung bestehen wird [JMT02, MJWT01]. Da des weiteren prognostiziert wird [Moh01, ikb01], daß die Anzahl der zu versorgenden mobilen Teilnehmer mindestens auf dem derzeitigen Niveau — z.B. von ca. 50 Millionen mobilen Teilnehmer in Deutschland [Moh01] — liegen wird, ist demnach verglichen zu heutigen Mobilfunksystemen ein Vielfaches an Daten über die zwischen netzseitigen Basisstationen und mobilen Endgeräten bestehende Luftschnittstelle zu übertragen. Die dazu zur Verfügung stehenden Ressourcen, die zur Kommunikation verwendbaren Frequenzbereiche, sind äußerst knapp und kostbar, was z.B. in Deutschland eindrucksvoll bei der Versteigerung der Lizenzen für die Nutzung der Frequenzspektrumsressourcen des UMTS-Mobilfunksystems demonstriert wurde [ntz00a, ntz00b]. Ein Rückgriff auf weitere Ressourcen zum Lösen der sich den künftigen Mobilfunksysteme stellenden Aufgaben ist daher nicht ratsam. Vielmehr müssen durch künftige Mobilfunksysteme vorhandene Ressourcen so effizient genutzt werden wie möglich. Eine der größten Herausforderung bei diesen Bestrebungen besteht darin, daß nicht systemfremde Störsignale oder thermisches Rauschen, sondern systeminherente Störsignale, die Interferenz, die Leistungsfähigkeit eines künftigen Mobilfunksystems begrenzen [Ost01, Web02]. In künftigen Mobilfunksystemen besteht somit die Notwendigkeit Verfahren zum Reduzieren von Interferenz bzw. zum Reduzieren der schädlichen Wirkung von Interferenz einzusetzen.

Die im Rahmen dieser Dissertation betrachteten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung sind eine — wenn auch eine sehr effektive [Web02] — Möglichkeit, wie dieses geschehen kann. Denn durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung ist es möglich, CDMA-Signale, die bei herkömmlichen nicht dem Grundprinzip der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung folgenden Verfahren zum Ermitteln der Schätzungen der Daten — den Datenschätzern nach dem RAKE-Prinzip [Hul94, ASS98] — als Interferenz wirken, durch gemeinsames Verarbeiten in ihrer Schädlichkeit zu reduzieren.

In der vorliegenden Dissertation wird gezeigt, daß eine gemeinsame Empfangssignalverarbeitung auch in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung durchgeführt werden kann, wobei dazu die fünf Teilaufgaben *Blockbilden*, *Datenzuordnen*, *Intrablock-Signalverarbeitung*, *Interblock-Signalverarbeitung* und *Kombinieren & Entscheiden* gelöst werden müssen. Die Lösung der einzelnen Teilaufgaben erfolgt dabei durch funktionale Gruppen, die sich zu einer generischen Struktur für Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit

infiniter oder quasi-infiniter Datenübertragung zusammenfügen, siehe Bild 2.5. Diese Herangehensweise stellt einen neuartigen systematischen Zugang zu Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniter Datenübertragung dar, der in der Literatur in dieser Allgemeinheit nicht verfügbar ist und vom Verfasser der vorliegenden Dissertation stark für den systematischen Entwurf und das Studium von Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung favorisiert wird. Durch Verfolgen des eröffneten systematischen Zugangs wurden einige die funktionalen Gruppen betreffende Erkenntnisse gewonnen, die im folgenden kurz resümiert werden sollen.

Die Analyse der funktionalen Gruppe zum *Blockbilden* zeigt, daß es äußerst ratsam ist, möglichst überlappende Ausschnitte kleiner Länge aus dem Empfangssignal des Referenzempfängers auszuschneiden, denn durch Verkleinern der Länge der gebildeten Ausschnitte,

- läßt sich eine auf den Ausschnitten aufbauende *Intrablock-Signalverarbeitung* zunehmend aufwandsgünstiger realisieren,
- die durch die *Intrablock-Signalverarbeitung* erzielbare Mehrteilnehmereffizienz steigern, siehe auch Bild 4.4, und
- die Konvergenzeigenschaften iterativer Verfahren der *Intrablock-Signalverarbeitung*, siehe Bild 4.9, verbessern.

Für die Praxis sind dabei insbesondere in einer möglichst regelmäßigen Struktur der gewählten Ausschnitte resultierende Vorgehensweisen relevant. Der Autor schlägt aus diesem Grund ein den obigen Anforderungen genügendes Vorgehen in Unterkapitel 3.3 vor.

Im Hinblick auf die funktionale Gruppe zum *Datenzuordnen* wird eine an der Optimierung der Leistungsfähigkeit des Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ausgerichtete Vorgehensweise vorgeschlagen, die über die in der Literatur verfügbaren Ansätze hinaus es gestattet, das *Datenzuordnen* an die jeweiligen sich im betrachteten Mobilfunksystem stellenden Randbedingungen anzupassen. Insbesondere für den Fall von CDMA-Mobilfunksystemen mit hoher Systemlast — d.h. bezogen auf den verwendeten Spreizfaktor einer großen Anzahl gleichzeitig aktiver CDMA-Codes — wird angeraten, daß sinnvollerweise nur solche Datensymbole in die einem Block zugehörige *Intrablock-Signalverarbeitung* einzubeziehen sind, deren Beitrag zum Empfangssignal des Referenzempfängers energetisch vollständig in dem zum jeweiligen Block gehörigen Ausschnitt des Empfangssignals enthalten sind.

Werden nicht alle einen Beitrag zu dem Ausschnitt des Empfangssignals des Referenzempfängers leistenden Datensymbole in die *Intrablock-Signalverarbeitung* einbezogen, so wirken diese als Interferenz, die als Interblock-Interferenz bezeichnet wird. In Unterkapitel 6.3 wird zum Unterdrücken dieser Interblock-Interferenz ein neuartiges im Sinne der Zuverlässigkeit optimales Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* vorgestellt. Im Hinblick auf die praktische Realisierbarkeit birgt dieses Vorgehen jedoch Probleme, die im Detail in Unterkapitel 6.4 dargestellt sind. Nach Ansicht des Autors ist daher ein aus der

Analyse in Unterkapitel 6.4 folgendes suboptimales Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung* zu favorisieren, das bei angepaßter Dimensionierung verschiedener Parameter, siehe auch Unterkapitel 7.3, ähnlich zuverlässig arbeitet, wie das optimale Verfahren zur *Interblock-Signalverarbeitung*.

Optimale nach dem Maximum-Likelihood- oder Maximum-a-posteriori-Prinzip arbeitende Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* sind in CDMA-Mobilfunksystemen mit un- oder quasi-unendlicher Datenübertragung nicht praktikabel, so daß suboptimale Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* eingesetzt werden müssen. Nach Ansicht des Verfassers stellt die bereits in Spezialfällen in der Literatur [Ver98, INF01, KFB02] verfügbare allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung eine sehr attraktive Alternative dar, die hervorragende, im Hinblick auf Zuverlässigkeit den optimalen Verfahren nur mäßig nachstehende Ergebnisse liefert, siehe auch Bild 5.16. Demgegenüber ist die allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung — bezogen auf die optimalen Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* — mit sehr geringem Aufwand verbunden [WM02, Web02]. Die allgemeine parallele Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung ist in der in dieser Arbeit präsentierten Allgemeinheit, vgl. auch Bild 5.1, neuartig.

In den im Rahmen der vorliegenden Dissertation betrachteten Mobilfunkszenarien ergibt sich, daß die parallele Elimination der Intersymbol-Interferenz mit Schätzwertverbesserung von allen in dieser Arbeit untersuchten Ausprägungen der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung in den nach Meinung des Autors besonders interessierenden Mobilfunksysteme mit hoher Systemlast die zuverlässigsten Schätzungen liefert, siehe Bild 5.16. Dieses Ergebnis resultiert insbesondere aus dem betrachteten Kanalmodell COST 207 Bad Urban [COS89], das durch eine bezogen auf die Dauer des nichtverschwindenden Beitrags eines gesendeten Datensymbols zum CDMA-Sendesignal große Verzögerungsspreizung [Bel63, PB82, Lor85, Naß95] die Entstehung von Intersymbol-Interferenz begünstigt. In anderen Mobilfunkszenarien, in denen die schädliche Wirkung der Intersymbol-Interferenz nicht in dem beschriebenen Ausmaß beobachtet werden kann und der Mehrteilnehmerzugriff synchron erfolgt, ist zu erwarten, daß die parallele Elimination der Vielfachzugriffs-Interferenz mit Schätzwertverbesserung nach Abschnitt 5.3.3 und die symbolweise parallele Interferenzelimination nach Abschnitt 5.3.2 zuverlässigere Schätzungen liefern. Eine genaue Studie dieses Zusammenhangs bleibt jedoch anderen Arbeiten vorbehalten. In zukünftigen Mobilfunksystemen ist, wie bereits oben angedeutet, mit einer regen Nachfrage nach hochratigen Datendiensten zu rechnen, so daß nach Meinung des Autors in vielerlei Situationen bezogen auf die Verzögerungsspreizung der wirksamen Mobilfunkkanäle Datensymbole kurzer Dauer, d.h. kleine Spreizfaktoren eingesetzt werden müssen. In solchen Mobilfunkszenarien ist ein ähnliches Bild der Leistungsfähigkeit der allgemeinen parallelen Interferenzelimination mit Schätzwertverbesserung wie beim betrachteten Kanalmodell COST 207 Bad Urban zu erwarten.

Im Hinblick auf den funktionalen Block zum *Kombinieren & Entscheiden* wird vom Verfasser eine neuartige, im Sinne maximaler Zuverlässigkeit optimale Vorgehensweise vorgeschlagen. Die Analysen in Abschnitt 2.8.2 und Unterkapitel 7.2 zeigen, daß bei dem vom

Autor favorisierten Vorgehen zum *Blockbilden* und *Datenzuordnen* nach Unterkapitel 3.3 das optimale Vorgehen in guter Näherung durch Auswählen und Vorzeichenentscheiden ersetzt werden kann.

Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff werden nach Ansicht des Autors der vorliegenden Arbeit in künftigen CDMA-Mobilfunksystemen eine besondere Rolle spielen, da davon auszugehen ist, daß zumindest in der im Hinblick auf hochratigen Datenaustausch besonders interessanten Abwärtsstrecke ein synchroner Mehrteilnehmerzugriff erfolgen wird [3GP01, 3GP99]. Aus diesem Grund wird in Kapitel 7 ein speziell für CDMA-Mobilfunksysteme mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff zugeschnittenes aus den einzelnen Empfehlungen resultierendes Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung vorgeschlagen, das sich in einer in Unterkapitel 7.3 dargestellten aufwandsgünstigen Weise realisieren läßt. Die Analyse der Leistungsfähigkeit des Gesamtverfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zeigt, daß die im untersuchten CDMA-Mobilfunksystem mit voller Systemlast erzielbare mittlere Mehrteilnehmereffizienz für eine einzuhaltende Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-2} ausgehend vom herkömmlichen dem RAKE-Prinzip folgenden Datenschätzer durch gemeinsame Empfangssignalverarbeitung von 0 auf nahezu 0,55 gesteigert werden kann, siehe auch Bild 7.2 und Bild 7.9. Aus diesem Grund ist es nach Ansicht des Autors äußerst ratsam, in künftigen CDMA-Mobilfunksystemen mit infiniten oder quasi-infiniten Datenübertragung Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung anzudenken. Insbesondere im Hinblick auf die derzeit in Betrieb gehenden CDMA-Mobilfunksysteme der dritten Generation ist zu erwarten, daß bei Verwenden von dem RAKE-Prinzip folgenden Datenschätzern bereits in wenigen Jahren die durch die Interferenz gesetzten Leistungsgrenzen der CDMA-Mobilfunksysteme erreicht werden. Daher ist es nach Ansicht des Verfassers dringend anzuraten, bereits heute die Möglichkeiten des Einsatzes von die schädliche Wirkung der Interferenz reduzierenden Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung zu prüfen. Die vorliegende Dissertation zeigt einen dazu möglichen Weg sowie erste qualitative und quantitativen Ergebnisse auf.

Es sei angemerkt, daß bis Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in praktischen Systemen eingesetzt werden können, noch vielerlei — teilweise in der Literatur auch schon angesprochene — Detailprobleme zu lösen und Unklarheiten zu beseitigen sind, die im Rahmen dieser Arbeit nicht betrachtet wurden. Unter anderem sind dabei — speziell auch für das im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelten Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung — zu klären:

- Welche Anforderungen werden durch das Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung hinsichtlich der benötigten Rechenkapazitäten an die zur Implementierung eingesetzten Hardware-Plattformen gestellt ?
- Wie kann die für die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung nötige Kenntnis der wirksamen Mobilfunkkanäle erworben werden ? Welche Auswirkungen zeigen Ungenauigkeiten der erworbenen Kanalkennntnis im Hinblick auf die Zuverlässigkeit der

durch das Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung ermittelten Schätzungen der übertragenen Daten ?

- Es ist zu klären, wie der Referenzempfänger kontinuierlich die aktuelle Kenntnis über alle aktiven CDMA-Signaturen erhält und wie das Aktivieren und Deaktivieren von CDMA-Signaturen zu realisieren ist.
- Der Einfluß nicht additiver Störungen, z.B. von Störungen durch nicht ideale Komponenten — wie z.B. nichtlineare Verstärker oder nichtlineare Filter [Naß95] —, durch generell nicht lineare Komponenten — wie z.B. Analog-Digital-Wandler [Naß95, MR00, Meu00] — und durch eine begrenzte Genauigkeit der auf einer Hardware-Plattform realisierbaren Rechenoperationen auf die Zuverlässigkeit der durch das Gesamtverfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung gelieferten Schätzungen der übertragenen Daten ist zu klären.

Im Rahmen der vorliegenden Dissertation wird die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung nur zum Reduzieren der schädlichen Wirkung solcher Interferenz eingesetzt, die auf für der Referenzzelle zugeordnete Teilnehmer bestimmte Daten zurückgeht — die Intrazell-Vielfachzugriffs-Interferenz. Da bei dem Entwurf der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung jedoch nicht vorausgesetzt wird, daß alle Sender einer einzigen Referenzzelle zugeordnet sind, ist es als zweiter Schritt der Verbesserung künftiger CDMA-Mobilfunksysteme ohne weiteres denkbar, die vorgestellten Konzepte zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung auch auf Interferenz infolge von für nicht der Referenzzelle zugeordnete Teilnehmer bestimmte Daten — die Interzell-Vielfachzugriffs-Interferenz — zu erweitern [PF94b]. Erste in der Literatur [Ost01] verfügbaren Untersuchungen für Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in CDMA-Mobilfunksystemen mit in Blöcken (engl. burst) organisierter Datenübertragung zeigen, daß in typischen Mobilfunkszenarien durch Erweitern der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in der angesprochenen Weise die spektrale Effizienz [Pap00, Sch01] um bis zu 60 Prozent vergrößert werden kann. Die schwierigsten dabei zu lösenden Aufgaben bestehen darin, einerseits die nötige Kenntnis aller relevanten Kanalimpulsantworten und CDMA-Signaturen zu erlangen, sowie andererseits zu entscheiden, welche Interzell-Vielfachzugriffs-Interferenz-Signale in die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung einzuschließen sind und welche nicht [Ost01]. Eine mögliche Lösung derartiger Aufgaben wird in [Ost01] am Beispiel eines nicht in die Klasse der CDMA-Mobilfunksysteme mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung fallenden TD-CDMA-Mobilfunksystems [HKK⁺00] beschrieben. Es bleibt anderen Arbeiten vorbehalten dieses auch für CDMA-Mobilfunksysteme mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung zu untersuchen.

Ein weiteres in der Literatur diskutiertes Vorgehen zum Hemmen der Entstehung und zum Reduzieren der schädlichen Wirkung von Interferenz besteht im Nutzen von Mehrantennenkonfigurationen an Sendern und/oder Empfängern [WMGG67, KIHP90b, JBB93, JBNB94, BKNS94a, JB95, Fos96, FDHT96, FN96, SB96, ATG97, DJFH97, Fre97, Fuh97, God97a, God97b, SB97, Bla98, FG98, Koh98, Rap98, SP98, LR99, PFBB99, BW00, Pap00, WWBO00, HMVS01, JD01, Lu02, Sch01, Wec02]. Im folgenden soll kurz diskutiert werden, wie diese Technik in Verbindung mit der im Rahmen der vorliegenden

Dissertation studierten gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung genutzt werden kann. Dabei lassen sich zwei Teilaspekte betrachten:

- Sind mehrere Antennen an den Sendern des CDMA-Mobilfunksystems im Einsatz, so lassen sich die wichtigsten aus der Literatur bekannten Vorgehensweisen auf folgende Punkte reduzieren:
 - Jedes Datum liefert einen Beitrag zu mindestens einem der zu den Sendeantennen gehörigen CDMA-Sendesignale.
 - Liefert ein Datum einen Beitrag zu mehr als einem der zu den Sendeantennen gehörigen CDMA-Sendesignalen, so sind die verschiedenen CDMA-Sendesignalen zugehörigen Beiträge linear abhängig.

Diese Punkte haben zur Folge, daß für den Referenzempfänger als resultierende Kanalimpulsantwort des wirksamen Mobilfunkkanals im allgemeinen eine Linearkombination der für die einzelnen Verbindungen zwischen Referenzempfänger und allen Sendeantennen der Sender wirksamen Kanalimpulsantworten zu beobachten ist [Lu02]. Demzufolge lassen sich die im Rahmen der vorliegenden Arbeit untersuchten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung unmittelbar in Mobilfunksystemen, in denen die Sender mit Mehrantennenkonfigurationen ausgestattet sind, durch Berücksichtigen der resultierenden Kanalimpulsantworten einsetzen. Die Detailstudie der in diesem Fall erreichbaren Leistungsfähigkeit der vorgeschlagenen Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung bleibt anderen Arbeiten vorbehalten.

- Sind mehrere Antennen am Referenzempfänger im Einsatz, z.B. K_M Antennen, so bedeutet dies, daß am Referenzempfänger pro diskretem Zeitintervall nicht ein Folglied $\underline{r}(\nu)$ des Empfangssignals $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ sondern K_M solcher Folglieder als Observablen vorliegen. Mathematisch gesehen bedeutet dies, daß die Dimensionen aller in die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung eingehenden aus dem Empfangssignal $\left[\underline{r}(\nu)\right]$ des Referenzempfängers resultierenden Größen, wie z.B. der zu einem Block gehörige Ausschnitt des Empfangssignals, die blockspezifischen kombinierten Kanalimpulsantworten usw., um den Faktor K_M vergrößert werden. Mit den in ihrer Dimension veränderten Größen kann die gemeinsame Empfangssignalverarbeitung in der in dieser Arbeit dargestellten Form ablaufen. Dieses in der Literatur als gemeinsame räumlich-zeitliche Empfangssignalverarbeitung [Koh98, Pap00] bezeichnete Vorgehen ist für CDMA-Mobilfunksysteme, die keine infinite oder quasi-infinite Datenübertragung aufweisen im Detail studiert [Bla98, Pap00, Wec02]. Eine systematische Studie der gemeinsamen räumlich-zeitlichen Empfangssignalverarbeitung für CDMA-Mobilfunksysteme mit infinite oder quasi-infinite Datenübertragung fehlt jedoch und bietet weiteren Raum für Forschungsaktivitäten.

Die Diskussionen zeigen, daß sich die im Rahmen dieser Dissertation studierten Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung harmonisch mit Verfahren zum Nutzen von Mehrantennenkonfigurationen an Sendern und/oder Empfängern kombinieren lassen. Es bleibt zu klären, welche Leistungsfähigkeit solche kombinierten Ansätze bieten.

Kapitel 9

Zusammenfassung

Mobilfunksysteme sind interferenzbegrenzt. Eine signifikante Steigerung der Leistungsfähigkeit künftiger Mobilfunksysteme kann daher nur durch den Einsatz von Verfahren zum Reduzieren der schädlichen Wirkung von Interferenz erreicht werden. Eine besonders attraktive Klasse von Verfahren, die dieses leisten, sind jene der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung, wobei bisher der systematische Entwurf und die systematische Analyse solcher Verfahren für CDMA-Mobilfunksysteme mit unendlicher oder quasi-unendlicher Datenübertragung — eine im Hinblick auf die derzeit in Betrieb gehenden zellularen Mobilfunksysteme der dritten Generation besonders interessierende Klasse von künftigen Mobilfunksystemen — noch unklar ist. Die vorliegende Arbeit liefert einen Beitrag zur Systematisierung des Entwurfs- und Optimierungsprozesses von Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung für Mobilfunksysteme der genannten Art. Zu diesem Zweck wird gezeigt, daß sich die Aufgabe der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung in die fünf Teilaufgaben *Blockbilden*, *Datenzuordnen*, *Interblock-Signalverarbeitung*, *Intrablock-Signalverarbeitung* und *Kombinieren & Entscheiden* zerlegen läßt. Nachdem in einem ersten Schritt alle fünf Teilaufgaben klar definiert und gegeneinander abgegrenzt werden, erfolgt in einem zweiten Schritt für jede Teilaufgabe die Entwicklung von Lösungsvorschlägen, die nach gewissen Kriterien optimal bzw. suboptimal sind. Zur Lösung jeder einzelnen Teilaufgabe werden neuartige Vorgehensweisen vorgeschlagen, wobei dabei sowohl die Optimierung der Leistungsfähigkeit der jeweiligen Vorgehensweisen als auch Belange, die für die praktische Realisierbarkeit relevant sind, im Vordergrund stehen. Eine Schlüsselrolle kommt den Verfahren der *Intrablock-Signalverarbeitung* zu, deren Aufgabe darin besteht, ausgehend von Ausschnitten des Empfangssignals Schätzungen von Daten zu ermitteln, die zu dem jeweiligen Ausschnitt beitragen. Die vorgeschlagenen Verfahren der *Intrablock-Signalverarbeitung* beruhen im wesentlichen auf iterativen Versionen bekannter linearer Schätzer, die um einen nichtlinearen Schätzwertverbesserer erweitert werden. Der nichtlineare Schätzwertverbesserer nutzt dabei A-priori-Information, wie z.B. die Kenntnis des Datensymbolalphabetes und der A-priori-Wahrscheinlichkeiten der zu übertragenden Daten, zum Erhöhen der Zuverlässigkeit der zu ermittelnden Datenschätzungen. Die verschiedenen Versionen der iterativ realisierten linearen Schätzer und verschiedene Schätzwertverbesserer bilden eine Art Baukastensystem, das es erlaubt, für viele Anwendungsfälle ein maßgeschneidertes Verfahren zur *Intrablock-Signalverarbeitung* zu konstruieren. Aufbauend auf dem entwickelten systematischen Entwurfsprinzip wird abschließend für ein exemplarisches CDMA-Mobilfunksystem mit synchronem Mehrteilnehmerzugriff ein darauf zugeschnittenes Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung vorgeschlagen. Die dargelegten Simulationsergebnisse zeigen, daß ausgehend von derzeit favorisierten nicht dem Prinzip der gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung folgenden Verfahren zum Schätzen der übertragenen Daten in typischen Mobilfunkszenarien durch Einsetzen des vorgeschlagenen Verfahrens zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung die Anzahl der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes um nahezu eine Größenordnung erhöht werden kann, ohne dabei die bei einem vorgegebenen Signal-Stör-Verhältnis am Referenzempfänger beobachtbare Zuverlässigkeit der ermittelten Schätzungen zu verschlechtern. Deshalb ist der Einsatz von Verfahren zur gemeinsamen Empfangssignalverarbeitung eine vielversprechende Maßnahme zur Kapazitätssteigerung künftiger Mobilfunksysteme.

Kapitel 10

Summary

Mobile radio systems are interference limited. Therefore, in future mobile radio systems a significant performance enhancement can only be achieved by utilizing techniques which reduce the degrading impact of interference. A highly attractive class of such techniques are techniques for joint received signal processing. To date the systematic design and analysis of such techniques for CDMA mobile radio systems with infinite or quasi-infinite data transmission is not yet well understood, even though such systems are to be a particularly interesting class of future mobile radio systems, see for instance the third generation cellular mobile radio systems currently put into operation. This thesis contributes to the systematization of the design and optimization of techniques for joint received signal processing in such mobile radio systems. It is shown that the task of joint received signal processing can logically be split into five subtasks: *block establishment*, *data assignment*, *interblock signal processing*, *intra-block signal processing* and *combining & decision*. After defining these five subtasks in a first step, a second step details proposals for suboptimal and, according to certain criteria, optimal solutions. In particular novel approaches for solving each of the subtasks are proposed, taking into account the performance optimization of the respective approach and also aspects concerning technical feasibility. A key role play techniques for *intra-block signal processing* which, utilizing segments of the received signal, have to determine estimates of data contributing to the respective segment. The proposed techniques for *intra-block signal processing* are mainly based on iterative versions of well known linear estimators which are extended to comprise a nonlinear data estimate refiner. The nonlinear data estimate refiner exploits a priori information, e.g. the knowledge of the data symbol alphabet and a priori probabilities of the data to be transmitted to increase the reliability of the data estimates. The various versions of iteratively implemented linear estimators and the different types of data estimate refiners constitute a construction kit, which for most applications allows the design of tailor-made techniques for *intra-block signal processing*. Finally, based on the presented systematic design strategy, a customized technique for joint received signal processing for a typical CDMA mobile radio system with synchronous multi-user access is proposed. The simulation results presented in this thesis illustrate that in a typical mobile radio scenario with a certain signal-to-noise-ratio at the receiver of interest, joint received signal processing can increase the number of simultaneously active CDMA codes by a factor of approximately ten without reducing the reliability of the estimates determined as compared to conventional data estimators not relying on this technique. Thus, the utilization of techniques for joint received signal processing is a promising measure for increasing the capacity of future mobile radio systems.

Anhang A

Definitionen und Herleitungen

A.1 Definition und ausgewählte Eigenschaften der Q-Funktion

In diesem Abschnitt sollen die Definition und einige wichtige Eigenschaften der in Kapitel 2 mehrfach auftretenden Q-Funktion zusammengefaßt werden. Dazu werden die wichtigsten mathematischen Zusammenhänge [Pro95, Ver98] tabellarisch in vier Kategorien gegliedert wiedergegeben:

- Elementares / Definitionen:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-x'^2/2} dx', \quad (\text{A.1})$$

$$Q(x) + Q(-x) = 1, \quad (\text{A.2})$$

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-x'^2} dx' = 2Q(\sqrt{2}x). \quad (\text{A.3})$$

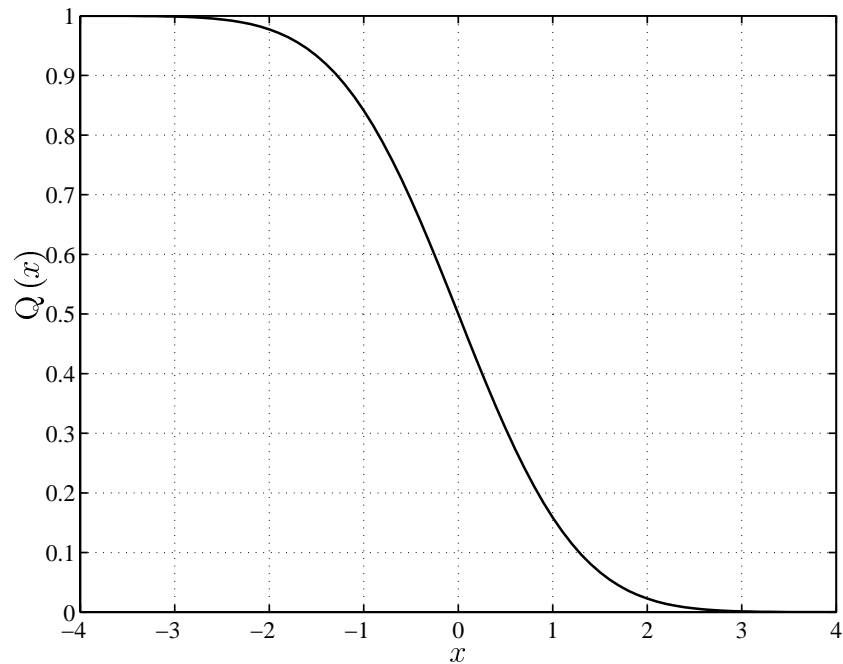
- Abschätzungen und Näherungen:

für $x \approx 0$ gilt

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} e^{-x^2/2}, \quad x \geq 0, \quad (\text{A.4})$$

für $x \gg 0$ gilt

$$Q(x) < \frac{1}{\sqrt{2\pi}x} e^{-x^2/2}, \quad x > 0. \quad (\text{A.5})$$

Bild A.1. Graph der Q-Funktion $Q(x)$ nach (A.1)

- Grenzwerte:

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{Q(\alpha x)}{Q(\beta x)} = \begin{cases} +\infty & [\alpha]^+ < \beta, \\ +2 & \alpha < \beta = 0, \\ +1 & \alpha = \beta \text{ oder } \max(\alpha, \beta) < 0, \\ +1/2 & \beta < \alpha = 0, \\ +0 & [\beta]^+ < \alpha, \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

$$[x]^+ = \max(0, x), \quad (\text{A.7})$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} 2\sigma^2 \ln Q\left(\frac{x}{\sigma}\right) = -([x]^+)^2. \quad (\text{A.8})$$

- Integrale und Differentiale:

$$\int_0^{+\infty} Q(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}, \quad (\text{A.9})$$

$$\frac{\partial Q(x)}{\partial x} = -\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2}. \quad (\text{A.10})$$

A.2 Beweis der Äquivalenz von (2.20) und (2.23)

Zu zeigen ist, daß (2.20) äquivalent zu (2.23) ist. Mit (2.20) und (2.21) folgt

$$\widehat{\underline{s}}_E^{(k_S)}(n) = \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \arg \max_{\underline{s} = s_1 + js_2 \in \mathbb{M}} \left(\begin{aligned} & s_1 \operatorname{Re} \left\{ \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \\ & + s_2 \operatorname{Im} \left\{ \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \\ & + \ln \left(\mathbb{P}(s^{(k_S)}(2n) = s_1) \right) + \ln \left(\mathbb{P}(s^{(k_S)}(2n+1) = s_2) \right) \end{aligned} \right). \quad (\text{A.11})$$

Da je zwei der vier Terme nur von s_1 bzw. s_2 abhängen, läßt sich das zweidimensionale Maximierungsproblem nach (A.11) auf zwei eindimensionale Maximierungsprobleme zurückführen:

$$\widehat{\underline{s}}_E^{(k_S)}(n) = \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \left(\begin{aligned} & \arg \max_{s_1 \in \{-1, +1\}} \left(\begin{aligned} & s_1 \operatorname{Re} \left\{ \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \\ & + \ln \left(\mathbb{P}(s^{(k_S)}(2n) = s_1) \right) \end{aligned} \right) \\ & + j \arg \max_{s_2 \in \{-1, +1\}} \left(\begin{aligned} & s_2 \operatorname{Im} \left\{ \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right] \Big|_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \\ & + \ln \left(\mathbb{P}(s^{(k_S)}(2n+1) = s_2) \right) \end{aligned} \right) \end{aligned} \right). \quad (\text{A.12})$$

Durch Vorzeichenbilden der Differenz lassen sich die eindimensionalen Maximierungsaufgaben in (A.12) auflösen:

$$\begin{aligned}
\widehat{\underline{s}}_E^{(k_S)}(n) = & \lim_{\Upsilon' \rightarrow \infty} \left(\operatorname{sgn} \left((+1) \operatorname{Re} \left\{ \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \right. \right. \\
& - (-1) \operatorname{Re} \left\{ \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \\
& \left. \left. + \ln \left(\mathbb{P} \left(s^{(k_S)}(2n) = 1 \right) \right) - \ln \left(\mathbb{P} \left(s^{(k_S)}(2n) = -1 \right) \right) \right) \\
& + j \operatorname{sgn} \left((+1) \operatorname{Im} \left\{ \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \right. \\
& - (-1) \operatorname{Im} \left\{ \left(\left[\underline{b}^{(k'_S, n)}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right)^{*T} \underline{\mathbf{R}}_{nn, \Upsilon'}^{-1} \left[\underline{r}(\nu) \right]_{-\Upsilon'}^{+\Upsilon'} \right\} \\
& \left. \left. + \ln \left(\mathbb{P} \left(s^{(k_S)}(2n+1) = 1 \right) \right) - \ln \left(\mathbb{P} \left(s^{(k_S)}(2n+1) = -1 \right) \right) \right) \right). \tag{A.13}
\end{aligned}$$

Mit (2.22) folgt aus (A.13) der Zusammenhang nach (2.23), was zu zeigen war.

A.3 Beweis der Äquivalenz von (4.14) und (4.15)

Zu zeigen ist, daß (4.14) äquivalent zu (4.15) ist. Aus (4.14) folgt, daß sich die in der p -ten Iteration gewonnene Schätzung $\widehat{\underline{s}}^{(b)}(p)$ von $\underline{s}^{(b)}$ durch

$$\widehat{\underline{s}}^{(b)}(p) = \sum_{j=0}^{p-1} \left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^j \underline{\mathbf{F}}^{(b)} \widetilde{\underline{s}}^{(b)} + \left(-\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \underline{\mathbf{R}}^{(b)} \right)^p \widehat{\underline{s}}^{(b)}(0) \tag{A.14}$$

ausdrücken läßt. Der erste Summand in (A.14) kann als Matrix-Vektor-Produkt eines Faktors vom Typ $\sum_{j=0}^{p-1} \underline{\mathbf{X}}^j$ und des Vektors $\underline{\mathbf{F}}^{(b)} \widetilde{\underline{s}}^{(b)}$ interpretiert werden. Die Matrix $\underline{\mathbf{X}}$

steht dabei für das negative Produkt der Matrizen $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$ und hat die Dimension $N^{(b)} \times N^{(b)}$. Unter der Annahme, daß die Matrix $\underline{\mathbf{X}}$ mit den Eigenwerten $\underline{\lambda}_{X,i}$, $i = 1 \dots N^{(b)}$, diagonalisierbar ist, erhält man mit der Matrix $\underline{\mathbf{E}}_X$, deren Spalten die den Eigenwerten $\underline{\lambda}_{X,i}$, $i = 1 \dots N^{(b)}$, zugehörigen Eigenvektoren sind,

$$\begin{aligned} \sum_{j=0}^{p-1} \underline{\mathbf{X}}^j &= \sum_{j=0}^{p-1} (\underline{\mathbf{E}}_X \text{diag} (\underline{\lambda}_{X,1} \dots \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}}) \underline{\mathbf{E}}_X^{-1})^j \\ &= \underline{\mathbf{E}}_X \text{diag} \left(\sum_{j=0}^{p-1} \underline{\lambda}_{X,1}^j \dots \sum_{j=0}^{p-1} \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}}^j \right) \underline{\mathbf{E}}_X^{-1}. \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Die in (A.15) eingehenden Summen werden in der Literatur [BS79] als geometrische Reihen bezeichnet und lassen sich gemäß

$$\sum_{j=0}^{p-1} \underline{\lambda}_{X,i}^j = \frac{1 - \underline{\lambda}_{X,i}^p}{1 - \underline{\lambda}_{X,i}}, \quad i = 1 \dots N^{(b)}, \quad (\text{A.16})$$

ermitteln. Mit (A.15) und (A.16) folgt

$$\begin{aligned} \sum_{j=0}^{p-1} \underline{\mathbf{X}}^j &= \underline{\mathbf{E}}_X \text{diag} \left(\frac{1 - \underline{\lambda}_{X,1}^p}{1 - \underline{\lambda}_{X,1}} \dots \frac{1 - \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}}^p}{1 - \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}}} \right) \underline{\mathbf{E}}_X^{-1} \\ &= \underline{\mathbf{E}}_X \text{diag} \left(1 - \underline{\lambda}_{X,1}^p \dots 1 - \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}}^p \right) \underline{\mathbf{E}}_X^{-1} \\ &\quad \cdot \underline{\mathbf{E}}_X \text{diag} \left((1 - \underline{\lambda}_{X,1})^{-1} \dots (1 - \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}})^{-1} \right) \underline{\mathbf{E}}_X^{-1} \\ &= \underline{\mathbf{E}}_X \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} - [\text{diag} (\underline{\lambda}_{X,1} \dots \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}})]^p \right) \underline{\mathbf{E}}_X^{-1} \\ &\quad \cdot \underline{\mathbf{E}}_X [\text{diag} (1 - \underline{\lambda}_{X,1} \dots 1 - \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}})]^{-1} \underline{\mathbf{E}}_X^{-1} \\ &= \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} - [\underline{\mathbf{E}}_X \text{diag} (\underline{\lambda}_{X,1} \dots \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}}) \underline{\mathbf{E}}_X^{-1}]^p \right) \\ &\quad \cdot \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} - \underline{\mathbf{E}}_X \text{diag} (\underline{\lambda}_{X,1} \dots \underline{\lambda}_{X,N^{(b)}}) \underline{\mathbf{E}}_X^{-1} \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Durch Rücksubstituieren von $\underline{\mathbf{X}}$ ergibt sich folglich

$$\sum_{j=0}^{p-1} \underline{\mathbf{X}}^j = \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} - \underline{\mathbf{X}}^p \right) \left(\mathbf{I}^{(N^{(b)})} - \underline{\mathbf{X}} \right)^{-1}. \quad (\text{A.18})$$

Durch Einsetzen von (A.18) in (A.14) erhält man schließlich (4.15), was zu zeigen war.

Anhang B

Liste häufig verwendeter Abkürzungen und Formelzeichen

B.1 Abkürzungen

BPSK	<u>B</u> inary <u>P</u> hase <u>S</u> hift <u>K</u> eying	S. 157
BS	<u>B</u> asisstation	S. 1
BU	<u>B</u> ad <u>U</u> rban	S. 130
CDMA	<u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess	S. 5
COST	European <u>C</u> ooperation in the Field of <u>S</u> cientific and <u>T</u> echnical Research	S. 130
DL	<u>D</u> ownlink	S. 2
EGC	<u>E</u> qual <u>G</u> ain <u>C</u> ombining	S. 91
ETSI	<u>E</u> uropean <u>T</u> elecommunications <u>S</u> tandards <u>I</u> nstitute	S. 6
FDMA	<u>F</u> requency <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess	S. 4
IMT-2000	<u>I</u> nternational <u>M</u> obile <u>T</u> elecommunications After The Year <u>2000</u>	S. 6
IBI	<u>I</u> nterblock- <u>I</u> nterferenz	S. 57
ISI	<u>I</u> ntersymbol <u>I</u> nterference	S. 2
ITU	<u>I</u> nternational <u>T</u> elecommunications <u>U</u> nion	S. 6
MAI	<u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess <u>I</u> nterference	S. 2
MAP	<u>M</u> aximum- <u>A</u> - <u>P</u> osteriori	S. 35
ML	<u>M</u> aximum- <u>L</u> ikelihood	S. 39
MMSE-BLE	<u>M</u> inimum <u>M</u> ean <u>S</u> quare <u>E</u> rror <u>B</u> lock <u>L</u> inear <u>E</u> qualizer	S. 117
MRC	<u>M</u> aximal <u>R</u> atio <u>C</u> ombining	S. 92
MS	<u>M</u> obilstation	S. 1
PIC	<u>P</u> arallel <u>I</u> nterference <u>C</u> ancellation	S. 121
QAM	<u>Q</u> uadrature <u>A</u> mplitude <u>M</u> odulation	S. 23
QPSK	<u>Q</u> uadrature <u>P</u> hase <u>S</u> hift <u>K</u> eying	S. 23
SC	<u>S</u> election <u>C</u> ombining	S. 90
SNR	<u>S</u> ignal- <u>t</u> o- <u>N</u> oise- <u>R</u> atio	S. 44
SNIR	<u>S</u> ignal- <u>t</u> o- <u>N</u> oise- <u>a</u> nd- <u>I</u> nterference- <u>R</u> atio	S. 117
SWV	<u>S</u> chätzwertverbesserung	S. 155
TD-CDMA	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision - <u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess	S. 8
TDMA	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess	S. 5
UL	<u>U</u> p-link	S. 1
UMTS	<u>U</u> niversal <u>M</u> obile <u>T</u> elecommunications <u>S</u> ystem	S. 2
ZF-BLE	<u>Z</u> ero <u>F</u> orcing <u>B</u> lock <u>L</u> inear <u>E</u> qualizer	S. 117

B.2 Mathematische Schreibweisen

a	reellwertige skalare Größe
\underline{a}	komplexwertige skalare Größe
\mathbf{a}	Vektor mit reellwertigen Komponenten
$\underline{\mathbf{a}}$	Vektor mit komplexwertigen Komponenten
\mathbf{A}	Matrix mit reellwertigen Komponenten
$\underline{\mathbf{A}}$	Matrix mit komplexwertigen Komponenten
\hat{a}	geschätzte reellwertige skalare Größe
$\hat{\underline{a}}$	geschätzte komplexwertige skalare Größe
$\hat{\mathbf{a}}$	geschätzter Vektor mit reellwertigen Komponenten
$\hat{\underline{\mathbf{a}}}$	geschätzter Vektor mit komplexwertigen Komponenten
$\hat{\mathbf{A}}$	geschätzte Matrix mit reellwertigen Komponenten
$\hat{\underline{\mathbf{A}}}$	geschätzte Matrix mit komplexwertigen Komponenten
(a, b)	geordnetes Paar zweier reeller Zahlen a und b
$x(\nu)$	Folglied mit Index ν
$\left[x(\nu) \right]$	Folge der Folgenglieder $x(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$
$\left[x(\nu) \right]_b^a$	Folge der Folgenglieder $x(\nu)$, $\nu \in \mathbb{Z}$, wobei $x(\nu) = 0, \forall x < a \vee x > b \geq a$
$\mathcal{H}: \left[\underline{x}(\nu) \right] \mapsto \left[\underline{y}(\nu) \right]$	Operator, der die Folge $\left[x(\nu) \right]$ auf die Folge $\left[y(\nu) \right]$ abbildet
$*$	Faltungsoperator
$\lfloor a \rfloor$	größte ganze Zahl, die nicht größer als a ist, Gaußklammer
$\lceil a \rceil$	kleinste ganze Zahl, die nicht kleiner als a ist
$\lceil a \rceil^+$	Maximum von a und Null
$a \bmod b$	ganzzahliger Rest der Division des Dividenten a und des Divisors b
$\operatorname{Re} \{ \underline{a} \}$	Realteil der komplexwertigen Größe \underline{a}
$\operatorname{Im} \{ \underline{a} \}$	Imaginärteil der komplexwertigen Größe \underline{a}
j	imaginäre Einheit
$(\underline{a})^*$	komplexe Konjugation der skalaren Größe \underline{a}
$\{a_1, \dots, a_M\}$	Menge mit den Elementen x_1 bis x_M
\mathbb{A}	Menge
\mathbb{C}	Menge der komplexen Zahlen
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen, $\{1, 2, \dots\}$
\mathbb{N}_0	Menge der nicht negativen ganzen Zahlen, $\{0, 1, 2, \dots\}$
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen
\mathbb{R}^+	Menge der nicht negativen reellen Zahlen
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen
$ \mathbb{A} $	Kardinalität der Menge \mathbb{A}
\emptyset	leere Menge

\times	kartesisches Produkt
\setminus	Differenzmenge
\cap	Schnittmenge
\cup	Vereinigungsmenge
\forall	für alle
\in	Element von
\notin	nicht Element von
\wedge	logisches UND
\vee	logisches ODER
$ $	unter der Bedingung, daß
$=$	gleich
\neq	ungleich
$:=$	definiert durch
$\stackrel{!}{=}$	zwingend gleich
$<$	kleiner als
\leq	kleiner als oder gleich
$>$	größer als
\geq	größer als oder gleich
π	Kreiszahl Pi
e	Eulersche Zahl
$a \rightarrow b$	a strebt gegen b
∞	unendlich
$(a_1 \dots a_M)^T$	Spaltenvektor der Komponenten $a_1 \dots a_M$
$[\mathbf{a}]_p, [\mathbf{A}]_p$	p -te Zeile des Vektors \mathbf{a} oder der Matrix \mathbf{A}
$[\mathbf{A}]_{p,q}$	Komponente in der p -ten Zeile und q -ten Spalte der Matrix \mathbf{A}
$[\mathbf{a}]_q^p$	Spaltenvektor, der aus dem Vektor \mathbf{a} durch Ausschneiden der p -ten bis zur q -ten Zeile hervorgeht
$(\mathbf{a})^T, (\mathbf{A})^T$	Transposition
$(\mathbf{a})^{*T}, (\mathbf{A})^{*T}$	hermitischer Operator
$(\mathbf{A})^{-1}$	Inversion der Matrix \mathbf{A}
$ a $	Betrag der skalaren Größe a
$\ \mathbf{a}\ $	2-Norm des Vektors \mathbf{a}
$\text{trace}(\mathbf{A})$	Spur der Matrix \mathbf{A}
$\det(\mathbf{A})$	Determinante der Matrix \mathbf{A}
$\rho(\mathbf{A})$	Spektralradius, d.h. betragsmässig größter Eigenwert der Matrix \mathbf{A}
$\text{diag}(\mathbf{a})$	Diagonalmatrix mit Elementen des Vektors \mathbf{a} auf der Hauptdiagonalen
$\text{diag}(\mathbf{A})$	Diagonalmatrix, deren Hauptdiagonalelemente gleich der Hauptdiagonalelemente der Matrix \mathbf{A} sind
$\overline{\text{diag}}(\mathbf{A})$	$\mathbf{A} - \text{diag}(\mathbf{A})$

$\text{blockdiag}(\mathbf{A})$	Blockdiagonaloperator für Blöcke der Dimension $a \times a$
$\overline{\text{blockdiag}}_a(\mathbf{A})$	$\mathbf{A} - \text{blockdiag}_a(\mathbf{A})$
$\mathbf{I}^{(a)}$	Einheitsmatrix der Dimension $a \times a$
$\mathbf{0}^{(a)}$	Spaltenvektor der Dimension a , dessen Komponenten null sind
$\mathbf{0}^{(a \times b)}$	Matrix der Dimension $a \times b$, deren Komponenten null sind
$\mathbf{1}^{(a)}$	Spaltenvektor der Dimension a , dessen Komponenten eins sind
$\left[x(\nu) \right]_a^b$	Spaltenvektor der Dimension $b - a + 1$ dessen Komponenten die Folgenglieder $x(a) \dots x(b)$, $a \leq b$, sind.
$\frac{da}{db}$	Ableitung von a nach b
$\frac{\partial a}{\partial b}$	partielle Ableitung von a nach b
$\lim_{a \rightarrow b} c$	Grenzübergang, Grenzwertbildung
$\text{ld}(a)$	Logarithmus zur Basis 2 mit dem Argument a
$\log(a)$	Logarithmus zur Basis 10 mit dem Argument a
$\ln(a)$	Logarithmus zur Basis e mit dem Argument a
$\text{Q}(a)$	Q-Funktion mit dem Argument a , siehe Anhang A.1
$\text{erfc}(a)$	komplementäres Gaußsches Fehlerintegral mit dem Argument a
$\exp(a)$	Exponentialfunktion mit dem Argument a
\sqrt{a}	Quadratwurzel mit dem Argument a
$\sin(a)$	Sinus-Funktion mit dem Argument a
$\arcsin(a)$	Umkehrfunktion der Sinus-Funktion mit dem Argument a
$\cos(a)$	Cosinus-Funktion mit dem Argument a
$\cosh(a)$	hyperbolische Consinus-Funktion mit dem Argument a
$\tanh(a)$	hyperbolische Tangens-Funktion mit dem Argument a
$\text{atanh}(a)$	Umkehrfunktion der hyperbolischen Tangens-Funktion mit dem Argument a
$\delta(a)$	Kronecker-Delta-Funktion mit dem Argument a
$\sum \dots$	Summe über \dots
$\prod \dots$	Produkt über \dots
$\text{sgn}(a)$	Vorzeichenfunktion mit dem Argument a
$\max(a)$	Maximum von a
$\min(a)$	Minimum von a
\arg	Argument
$P(E)$	Wahrscheinlichkeit des Ereignisses E
$P(E B)$	bedingte Wahrscheinlichkeit des Ereignisses E unter der Nebenbedingung B
$p(a)$	Wahrscheinlichkeitsdichte der Zufallsvariablen a
$p(a B)$	bedingte Wahrscheinlichkeitsdichte der Zufallsvariablen a unter der Nebenbedingung B

$P_{\Upsilon} \left(\left[x(\nu) \right] = \left[y(\nu) \right] \right)$	Folgenabschnittsgleichwahrscheinlichkeit
$P_{\Upsilon} \left(\left[x(\nu) \right] = \left[y(\nu) \right] B \right)$	bedingte Folgenabschnittsgleichwahrscheinlichkeit unter der Nebenbedingung B
$p_{\Upsilon} \left(\left[x(\nu) \right] \right)$	Folgenabschnittswahrscheinlichkeitsdichte
$p_{\Upsilon} \left(\left[x(\nu) \right] B \right)$	bedingte Folgenabschnittswahrscheinlichkeitsdichte unter der Nebenbedingung B
$E \{ a \}$	Erwartungswert der Zufallsvariablen a
$E \{ a B \}$	bedingter Erwartungswert der Zufallsvariablen a unter der Nebenbedingung B
$\text{var} \{ a \}$	Varianz der Zufallsvariablen a

B.3 Formelzeichen

$\underline{\mathbf{A}}^{(b)}$	blockspezifische totale Systemmatrix
$\underline{\mathbf{A}}^{(b, k_S)}$	blockspezifische und CDMA-codespezifische Systemmatrix
$\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}$	umsortierte blockspezifische totale Systemmatrix
$\underline{\mathbf{A}}_G^{(b, g)}$	der Gruppe g zugehöriger Abschnitt von $\underline{\mathbf{A}}_G^{(b)}$
b	Index eines Blocks
b'	Hilfsindex eines Blocks
B	Bandbreite
B_p	Anordnungsperiodengröße
$\mathbb{B}^{(b)}$	Zuordnungsmenge
$\underline{\mathbf{b}}^{(b, k_S, n)}$	blockspezifische kombinierte Kanalimpulsantwort
$\left[\underline{\mathbf{b}}^{(k_S, n)}(\nu) \right]$	datensymbolspezifische kombinierte Kanalimpulsantwort
$\underline{\mathbf{b}}^{(k_S, n)}(\nu)$	Folglied von $\left[\underline{\mathbf{b}}^{(k_S, n)}(\nu) \right]$
$\underline{\mathbf{c}}^{(k_S)}$	CDMA-codespezifische CDMA-Signatur
$\underline{\mathbf{c}}_q^{(k_S, n)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{c}}^{(k_S, n)}$
$\underline{\mathbf{c}}^{(k_S, n)}$	datensymbolspezifische CDMA-Signatur
$\left[\underline{\mathbf{c}}^{(k_S, n)}(\nu) \right]$	normierter datensymbolspezifischer Beitrag zu $\left[\underline{\mathbf{t}}^{(k_S)}(\nu) \right]$
$\underline{\mathbf{c}}^{(k_S, n)}(\nu)$	Folglied von $\left[\underline{\mathbf{c}}^{(k_S, n)}(\nu) \right]$
$\underline{\mathbf{D}}^{(b)}$	Detektormatrix
$\tilde{\underline{\mathbf{D}}}^{(b)}$	Kurzform für $\underline{\mathbf{D}}^{(b)} \left[\text{diag} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(b)*\Gamma} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)} \right) \right]^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{(b)*\Gamma} \underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)-1}$
E	Schranke bei der Verteilungsfunktion von $\eta_{n'}^{(b, k_S)}$
$E_b^{(k_S, m)}$	datumsspezifische Empfangsenergie
$E_{b, \text{ref}}^{(k_S, m)}$	datumsspezifische Empfangsenergie beim Referenzverfahren

$E_i^{(b)}$	Energie der verbleibenden IBI
$\overline{E}_i^{(b)}$	Erwartungswert von $E_i^{(b)}$
$E_s^{(k_S, n)}$	Energie des auf $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ zurückgehenden Beitrages zu $\left[\underline{r}(\nu) \right]$
$E_r^{(b, k_S, n)}$	relativer Energieanteil beim <i>Datenzuordnen</i>
$E_{r, \min}$	untere Schwelle für $E_r^{(b, k_S, n)}$
$\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$	Vorwärtspfadmatrix
$\underline{\mathbf{F}}_G^{(b)}$	umsortierte Version von $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}$
$\underline{\mathbf{F}}_G^{(b, g)}$	der Gruppe g zugehöriger Abschnitt von $\underline{\mathbf{F}}_G^{(b)}$
g	Index einer der G Gruppen
G	Anzahl der Gruppen bei der allgemeinen parallelen Interferenzelimination
$\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$	zeitvariante Kanalimpulsantwort
$\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu)$	Folglied von $\left[\underline{h}^{(k_S)}(\mu, \nu) \right]$
K	Anzahl der Mobilstationen
k_S	Index eines CDMA-Codes
K_M	Anzahl der Antennen am Referenzempfänger
K_S	Anzahl der gleichzeitig aktiven CDMA-Codes
L_I	Anzahl der Symbole, über die sich die ISI erstreckt
m	Index des Datums $s^{(k_S)}(m)$
m'	Index des BPSK-Subdatensymbols $s_{m'}^{(b)}$
\mathbb{M}	Datensymbolalphabet
n	Index des Datensymbols $\underline{s}^{(k_S)}(n)$
n'	Index des Datensymbols $\underline{s}_{n'}^{(b)}$
N	Blocklänge
N_0	einseitige spektrale Leistungsdichte des Rauschens $\left[\underline{n}(\nu) \right]$
N_b	Blockoffset
N_{it}	Anzahl der zu durchlaufenden Iterationsschritte
$N^{(b)}$	Gesamtanzahl aller dem Block b zugeordneter Datensymbole
$N^{(b, k_S)}$	Anzahl der dem Block b und CDMA-Code k_S zugehörigen Datensymbole
$N_s^{(k_S, n)}$	Anzahl der pro Datensymbol $\underline{s}^{(k_S)}(n)$ vorliegenden Schätzungen beim <i>Kombinieren & Entscheiden</i>
$N_s^{(b)}$	Dimension des Vektors $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0, a}^{(b)}$
$N_{s, n'}^{(b)}$	Dimension des Vektors $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0, n'}^{(b)}$
$\left[\underline{n}(\nu) \right]$	Rauschen
$\underline{n}(\nu)$	Folglied von $\left[\underline{n}(\nu) \right]$
$n^{(b, k_S)}(n')$	blockspezifische Ordnungsfunktion
$\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$	Beitrag von $\left[\underline{n}(\nu) \right]$ zu $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$
$\underline{n}_s^{(b)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$
$\underline{\mathbf{n}}'^{(b)}$	Summe von $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$ und $\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$

$\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$	IBI für Block b
$\widehat{\underline{\mathbf{n}}}_b^{(b)}$	Schätzung von $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$
$\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,k_S)}$	Anteil von $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$ infolge von CDMA-Code k_S
$\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,-)}$	erster Beitrag zur IBI $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$
$\underline{\mathbf{n}}_b^{(b,+)}$	zweiter Beitrag zur IBI $\underline{\mathbf{n}}_b^{(b)}$
$\underline{\mathbf{n}}_i^{(b)}$	nach <i>Interblock-Signalverarbeitung</i> in $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$ verbleibende IBI
$\underline{\mathbf{n}}^{(k_S,n)}$	alle $\underline{n}_{n'}^{(k_S,n)}$ beinhaltender Vektor
$\underline{n}_{n'}^{(k_S,n)}$	Störung der Schätzung $\widehat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$ beim <i>Kombinieren & Entscheiden</i>
$\mathbf{P}^{(b)}$	Permutationsmatrix für <i>Intrablock-Signalverarbeitung</i> von Block b
$p_{i,j}^{(b)}$	Element in der i -ten Zeile und j -ten Spalte von $\mathbf{P}^{(b)}$
$\mathbf{P}_R^{(b)}$	Wiederholungsmatrix für <i>Intrablock-Signalverarbeitung</i> von Block b
$p_{R,i,j}^{(b)}$	Element in der i -ten Zeile und j -ten Spalte von $\mathbf{P}_R^{(b)}$
\overline{P}_b	mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit
$P_b^{(k_S,m)}$	Bitfehlerwahrscheinlichkeit für $s^{(k_S)}(m)$
$P_{b,d}$	einzuhaltende Bitfehlerwahrscheinlichkeit
$P_{b,\text{ref}}^{(k_S,m)}$	Bitfehlerwahrscheinlichkeit für $s^{(k_S)}(m)$ mit Referenzverfahren
$P_s^{(k_S,n)}$	Symbolfehlerwahrscheinlichkeit für $\underline{s}^{(k_S)}(n)$
q	Hilfsindex
Q	Spreizfaktor
$q\left(\widehat{s}_{m'}^{(b)}\right)$	Quantisierungsfunktion des Schätzwertverbesserers
$q_0\left(\widehat{s}_{m'}^{(b)}\right)$	Quantisierungsfunktion für Zero-Feedback-Schätzwertverbesserer
$q_h\left(\widehat{s}_{m'}^{(b)}\right)$	Quantisierungsfunktion für hartes Quantisieren
$q_s\left(\widehat{s}_{m'}^{(b)}\right)$	Quantisierungsfunktion für weiches Quantisieren
$q_t\left(\widehat{s}_{m'}^{(b)}\right)$	Quantisierungsfunktion für transparentes Quantisieren
R	Schranke bei der komplementären Verteilungsfunktion von ρ
$\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$	Block b zugehöriger Ausschnitt von $\left[r(\nu)\right]$
$\underline{r}_s^{(b)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$
$\underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)}$	auf $\left[\underline{t}^{(k_S)}(\nu)\right]$ zurückgehender Beitrag zu $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$
$\underline{r}_s^{(b,k_S)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{r}}^{(b,k_S)}$
$\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$	um IBI reduzierte Version von $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$
$\underline{r}_{i,s}^{(b)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$
$\underline{\mathbf{r}}_{iG}^{(b,g)}$	auf $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b,g)}$ zurückgehender Beitrag zu $\underline{\mathbf{r}}_i^{(b)}$
$\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$	Rückwärtspfadmatrix
$\underline{\mathbf{R}}_G^{(b)}$	umsortierte Version von $\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$
$\underline{\mathbf{R}}_G^{(b,g,g')}$	Abschnitt von $\underline{\mathbf{R}}_G^{(b)}$
$\underline{\mathbf{R}}_i^{(b)}$	Matrix zur Rekonstruktion der Interblock-Interferenz
$\underline{r}_{i,i,j}^{(b)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{R}}_i^{(b)}$
$\underline{\mathbf{R}}_{nn}^{(b)}$	Kovarianzmatrix von $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$

$\underline{\mathbf{R}}_{n'n'}^{(b)}$	Kovarianzmatrix von $\underline{\mathbf{n}}^{(b)}$
$\underline{\mathbf{R}}_{nn,r'}$	Kovarianzmatrix nach (2.14)
$\underline{\mathbf{R}}_{ss}^{(b)}$	Kovarianzmatrix von $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$
$\underline{\mathbf{R}}_n^{(k_s,n)}$	Kovarianzmatrix von $\underline{\mathbf{n}}^{(k_s,n)}$
$\left[\underline{r}(\nu) \right]$	Empfangssignal des Referenzempfängers
$\underline{r}(\nu)$	Folglied von $\left[\underline{r}(\nu) \right]$
$\left[\underline{r}^{(k_s)}(\nu) \right]$	auf $\left[\underline{t}^{(k_s)}(\nu) \right]$ zurückgehender Beitrag zu $\left[\underline{r}(\nu) \right]$
$\underline{r}^{(k_s)}(\nu)$	Folglied von $\left[\underline{r}^{(k_s)}(\nu) \right]$
$\left[\underline{s}^{(k_s)}(m) \right]$	Folge aller Daten $s^{(k_s)}(m)$
$\underline{s}^{(k_s)}(m)$	Datum
$\left[\widehat{\underline{s}}^{(k_s)}(m) \right]$	Folge aller Schätzungen $\widehat{s}^{(k_s)}(m)$
$\widehat{\underline{s}}^{(k_s)}(m)$	Schätzung des Datums $s^{(k_s)}(m)$
$\left[\underline{s}^{(k_s)}(n) \right]$	Folge aller Datensymbole $\underline{s}^{(k_s)}(n)$
$\underline{s}^{(k_s)}(n)$	Datensymbol
$\widehat{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$	Schätzung des Datensymbols $\underline{s}^{(k_s)}(n)$
$\widetilde{\underline{s}}^{(k_s)}(n)$	suffiziente Statistik für $\underline{s}^{(k_s)}(n)$
$\widehat{\underline{s}}_E^{(k_s)}(n)$	Schätzung des Datensymbols $\underline{s}^{(k_s)}(n)$ im Einzelsymbolfall
$\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$	blockspezifischer totaler Datenvektor
$\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$
$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$	Schätzung des blockspezifischen totalen Datenvektors $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$
$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b)}$	Komponente von $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$
$\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}^{(b)}$	durch Schätzwertverbesserung verbesserte Schätzung von $\underline{\mathbf{s}}^{(b)}$
$\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}_{n'}^{(b)}$	Komponente von $\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}^{(b)}$
$\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$	Vektor mit Komponenten $\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b)}$
$\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b)}$	suffiziente Statistik für $\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b)}$
$\underline{\mathbf{s}}^{(b,k_s)}$	blockspezifischer und CDMA-codespezifischer Datenvektor
$\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b,k_s)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{s}}^{(b,k_s)}$
$\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}^{(b,k_s)}$	Vektor mit Komponenten $\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}_{n'}^{(b,k_s)}$
$\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}_{n'}^{(b,k_s)}$	verbesserte Schätzung von $\underline{\mathbf{s}}_{n'}^{(b,k_s)}$
$s_{m'}^{(b)}$	BPSK-Subdatensymbol von $\underline{s}_{[m'/2]}^{(b)}$
$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$	Vektor mit Komponenten $\widehat{s}_{m'}^{(b)}$
$\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}_{m'}^{(b)}$	Schätzung des BPSK-Subdatensymbols $s_{m'}^{(b)}$
$\widehat{\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}}^{(b)}$	Vektor mit Komponenten $\widehat{\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}}_{m'}^{(b)}$
$\widehat{\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}}_{m'}^{(b)}$	durch Schätzwertverbesserung verbesserte Schätzung von $s_{m'}^{(b)}$
$\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$	umsortierter blockspezifischer totaler Datenvektor
$\underline{\mathbf{s}}_{G,n'}^{(b)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$
$\widehat{\widehat{\underline{\mathbf{s}}}}_G^{(b)}$	Schätzung von $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$

$\underline{\mathbf{s}}_G^{(b,g)}$	der Gruppe g zugehöriger Ausschnitt aus $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b)}$
$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b,g)}$	Schätzung von $\underline{\mathbf{s}}_G^{(b,g)}$
$\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}$	umsortierte Version von $\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}^{(b)}$
$\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b,g)}$	der Gruppe g zugehöriger Ausschnitt von $\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}_G^{(b)}$
$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_0^{(b,k_S)}$	Vektor mit Komponenten $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(b,k_S)}$
$\widetilde{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(b,k_S)}$	vorliegende Schätzung von Datensymbol
$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(b)}$	alle Schätzungen $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(b,k_S)}$ beinhaltender Vektor
$\underline{\mathbf{s}}_{0,a}^{(b)}$	alle Vektoren $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{0,n'}^{(b)}$ beinhaltender totaler Vektor
$\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_c^{(k_S,n)}$	Vektor mit Komponenten $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$
$\underline{\mathbf{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$	Schätzung des Datensymbols $\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ beim <i>Kombinieren & Entscheiden</i>
$S_b^{(b)}$	Dimension von $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$
$S_{d,i}^{(k_S,n)}$	optimale Entscheiderschwelle beim <i>Kombinieren & Entscheiden</i>
$\underline{\mathbf{s}}^{(b,k_S,n)}$	$\underline{\mathbf{s}}^{(k_S)}(n)$ zugehöriger Koeffizient zur Rekonstruktion der IBI
$T_A^{(k_S)}$	relative zeitliche Verschiebung von $\left[\underline{\mathbf{t}}^{(k_S)}(\nu) \right]$
$\overline{T}_V^{(b)}$	minimale mittlere Bearbeitungslatenz für Block b
$\left[\underline{\mathbf{t}}^{(k_S)}(\nu) \right]$	CDMA-codespezifisches Sendesignal
$\underline{\mathbf{t}}^{(k_S)}(\nu)$	Folglied von $\left[\underline{\mathbf{t}}^{(k_S)}(\nu) \right]$
W	maximale Länge der Kanalimpulsantworten
$\underline{\mathbf{w}}^{(k_S,n)}$	Gewichtsvektor beim <i>Kombinieren & Entscheiden</i>
$\underline{w}_{n'}^{(k_S,n)}$	Komponente von $\underline{\mathbf{w}}^{(k_S,n)}$
$\gamma_b^{(k_S,m)}$	Signal-Stör-Verhältnis am Eingang des Referenzempfängers
$\gamma_{b,\text{ref}}^{(k_S,m)}$	$\gamma_b^{(k_S,m)}$ für Referenzverfahren
$\gamma_{n'}^{(b,k_S)}$	Signal-Stör-Interferenz-Verhältnis der Schätzung $\widehat{\underline{\mathbf{s}}}_{n'}^{(b,k_S)}$
$\gamma_o^{(k_S,n)}$	ausgangsseitiges Signal-Stör-Verhältnis des Kombinierers
$\gamma_{i,n'}^{(k_S,n)}$	eingangsseitiges Signal-Stör-Verhältnis des Kombinierers
$\gamma_{i,m'}^{(b)}$	Signal-Stör-Verhältnis am Eingang des binären Schätzwertverbesserers
$\gamma_{o,m'}^{(b)}$	Signal-Stör-Verhältnis am Ausgang des binären Schätzwertverbesserers
$\Delta\nu$	Anordnungsperiodendauer
$\overline{\eta}_{P_{b,d}}$	mittlere Mehrteilnehmereffizienz für Bitfehlerwahrscheinlichkeit $P_{b,d}$
$\eta_{P_{b,d}}^{(k_S)}$	datumsspezifische Mehrteilnehmereffizienz
$\overline{\eta}_{P_{b,d},m}^{(k_S)}$	mittlere datumsspezifische Mehrteilnehmereffizienz
$\eta_{n'}^{(b,k_S)}$	datensymbolspezifische Mehrteilnehmereffizienz
ν	diskrete Zeit
$\nu_1^{(b)}$	erste Grenze des Block b zugehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$
$\nu_h^{(b)}$	zweite Grenze des Block b zugehörigen Ausschnitts $\underline{\mathbf{r}}^{(b)}$
$\underline{\nu}^{(b)}$	Vektor mit Komponenten $\nu_1^{(b)}$ und $\nu_h^{(b)}$
ρ	Spektralradius von $\underline{\mathbf{F}}^{(b)}\underline{\mathbf{R}}^{(b)}$
σ_n	Standardabweichung des weißen Rauschens $\left[\underline{\mathbf{n}}(\nu) \right]$

$\sigma^{(b)}$	totaler alle $\sigma^{(b,k_S)}$ beinhaltender Vektor
$\sigma^{(b,k_S)}$	Vektor mit Komponenten $\sigma_{n'}^{(b,k_S)}$
$\sigma_{n'}^{(b,k_S)}$	Standardabweichung von $\hat{\underline{s}}_{n'}^{(b,k_S)}$
$\sigma_0^{(b)}$	totaler alle $\sigma_0^{(b,k_S)}$ beinhaltender Vektor
$\sigma_0^{(b,k_S)}$	Vektor mit Komponenten $\sigma_{0,n'}^{(b,k_S)}$
$\sigma_{0,n'}^{(b,k_S)}$	Standardabweichung von $\hat{\underline{s}}_{0,n'}^{(b,k_S)}$
$\sigma_{0,n'}^{(b)}$	Vektor mit Standardabweichungen
$\sigma_{0,a}^{(b)}$	totaler alle $\sigma_{0,n'}^{(b)}$ beinhaltender Vektor
$\sigma_c^{(k_S,n)}$	Vektor mit Komponenten $\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)}$
$\sigma_{c,n'}^{(k_S,n)}$	Standardabweichung von $\hat{\underline{s}}_{c,n'}^{(k_S,n)}$
$\varphi_{nn}(\nu, \mu)$	Korrelationsfunktion des Rauschens $\left[\underline{n}(\nu) \right]$

Literatur

- [3GP99] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network, Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)*. Technical Specification TS 25.211 Version 3.1.1, 3GPP, 1999.
- [3GP01] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network, Physical layer aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access*. Technical Specification TS 25.848 Version 4.0.0, 3GPP, 2001.
- [AF92] Abdulrahman, M.; Falconer, D.: Cyclostationary crosstalk suppression by decision feedback equalization on digital subscriber loops. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 10, 1992, S. 640–649.
- [ARAS99] Alexander, P. D.; Reed, M. C.; Asenstorfer, J. A.; Schlegel, C. B.: Iterative multiuser interference reduction: Turbo CDMA. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 47, 1999, S. 1008–1014.
- [ARS97] Alexander, P. D.; Rasmussen, L. K.; Schlegel, C. B.: A linear receiver for coded multiuser CDMA. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 45, 1997, S. 605–610.
- [AS97] Adachi, F.; Sawahashi, M.: Wideband multi-rate DS-CDMA for next generation mobile communications systems. *Proc. Wireless Communications Conference (WCC'97)*, Boulder, 1997, S. 57–62.
- [ASA97] Andoh, H.; Sawahashi, M.; Adachi, F.: Channel estimation using time multiplexed pilot symbols for coherent rake combining for DS-CDMA mobile radio. *Proc. IEEE 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97)*, Bd. 3, Helsinki, 1997, S. 954–958.
- [ASDO96] Adachi, F.; Sawahashi, M.; Dohi, T.; Ohno, K.: Coherent DS-CDMA: promising multiple access for wireless multimedia mobile communications. *Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'96)*, Bd. 1, Mainz, 1996, S. 351–358.
- [ASF94] Abdulrahman, M.; Sheikh, A.; Falconer, D.: Decision feedback equalization for CDMA in indoor wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 12, 1994, S. 698–706.
- [ASS98] Adachi, F.; Sawahashi, M.; Suda, H.: Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 56–69.
- [ATG97] Auer, G.; Thompson, J. S.; Grant, P. M.: Performance of antenna array transmission techniques for CDMA. *IEE Electronics Letters*, Bd. 33, 1997, S. 369–370.

- [Bai96] Baier, P. W.: A critical review of CDMA. *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference (VTC'96)*, Bd. 1, Atlanta, 1996, S. 6–10.
- [BCMW00] Buehrer, R.; Correal-Mendoza, N.; Woerner, B.: A simulation comparison of multiuser receivers for cellular CDMA. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 49, 2000, S. 1065–1085.
- [Bel63] Bello, P. A.: Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications Systems*, Bd. 11, 1963, S. 360–393.
- [BFKM93] Baier, P. W.; Felhauer, T.; Klein, A.; Mämmelä, A.: Survey of linear block estimation algorithms for the detection of spread spectrum signals transmitted over frequency selective channels. *IEICE Transactions on Communications*, Bd. 76, 1993, S. 825–834.
- [Bi93] Bi, Q.: A detector based on optimal estimator for asynchronous CDMA systems. *Proc. IEEE 43rd Vehicular Technology Conference (VTC'93)*, Se-caucus, 1993, S. 432–435.
- [Bin01] Bing, T.: *Zeitduplexbasierte Mobilkommunikation, untersucht am Beispiel eines TD-CDMA-Mobilfunksystems*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2001.
- [BJK91] Baier, P. W.; Jung, P.; Klein, A.: CDMA – ein günstiges Vielfachzugriffsverfahren für frequenzselektive und zeitvariante Mobilfunkkanäle. *Nachrichtentechnik Elektronik*, Bd. 41, 1991, S. 223–227.
- [BJK96] Baier, P. W.; Jung, P.; Klein, A.: Taking the challenge of multiple access for third-generation cellular mobile radio systems – a european view. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, 1996, S. 82–89.
- [BKNS94a] Blanz, J.; Klein, A.; Naßhan, M. M.; Steil, A.: Performance of a cellular hybrid C/TDMA mobile radio system applying joint detection and coherent receiver antenna diversity. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 12, 1994, S. 568–579.
- [BKNS94b] Blanz, J. J.; Klein, A.; Naßhan, M. M.; Steil, A.: Capacity of a cellular CDMA mobile radio system applying joint detection. *COST 231 TD(94)002*, Lissabon, 1994.
- [BKSW96] Buehrer, R.; Kaul, A.; Striglis, S.; Woerner, B.: Analysis of DS-CDMA parallel interference cancellation with phase and timing errors. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 14, 1996, S. 1522–1535.
- [Bla98] Blanz, J. J.: *Empfangsantennendiversität in CDMA-Mobilfunksystemen mit gemeinsamer Detektion der Teilnehmersignale*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 535. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1998.
- [BM02] Baier, P. W.; Meurer, M.: Air interface enhancements for 3G and beyond-3G mobile radio communications. Invited paper in *Proc. 9th International Conference on Telecommunications (ICT'02)*, Bd. 2, Peking, 2002, S. 284–291.

- [BMWT00] Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.; Tröger, H.: Joint transmission (JT), an alternative rationale for the downlink of time division CDMA using multi-element transmit antennas. Invited paper in *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'00)*, Bd. 1, Parsippany, 2000, S. 1–5.
- [BNK00] Borran, M.; Nasiri-Kenari, M.: An efficient detection technique for synchronous CDMA communication systems based on the expectation maximization algorithm. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 49, 2000, S. 1663–1668.
- [Bos86] Bosch, K.: *Elementare Einführung in die Wahrscheinlichkeitsrechnung*. 5. Auflage. Braunschweig: Vieweg, 1986.
- [BPD00] Brandt-Pearce, M.; Dharap, A.: Transmitter-based multiuser interference rejection for the down-link of a wireless CDMA system in a multipath environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 18, 2000, S. 407–417.
- [BQT⁺03] Baier, P. W.; Qiu, W.; Tröger, H.; Jötten, C. A.; Meurer, M.: Modelling and optimization of receiver oriented multi-user MIMO downlinks for frequency selective channels. *Proc. 10th International Conference on Telecommunications (ICT'03)*, Bd. 2, Papeete, 2003, S. 1547–1554.
- [Bra97] Bravo, A.: Limited linear cancellation of multiuser interference in DS/CDMA asynchronous systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 45, 1997, S. 1435–1443.
- [Bre59] Brennan, D.: Linear diversity combining techniques. *Proceedings of the IRE*, Bd. 47, 1959, S. 1075–1102.
- [BS79] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.: *Taschenbuch der Mathematik*. Leipzig: B. G. Teubner, 1979.
- [BW98a] Baier, P. W.; Weber, T.: CDMA for UMTS and IMT-2000. *Proc. International Conference on Personal, Mobile Radio and Spread Spectrum Communications (IPMSC'98)*, Shanghai, 1998.
- [BW98b] Baier, P. W.; Weber, T.: CDMA for UMTS and IMT-2000. *Proc. 10th International Conference on Wireless Communications*, Calgary, 1998.
- [BW00] Baier, P. W.; Weber, T.: Potential of adaptive antennas for mobile radio applications. *Proc. MICRO.tec 2000*, Bd. 2, Hannover, 2000, S. 179–186.
- [Cal88] Calhoun, G.: *Digital cellular radio*. Norwood: Artech House, 1988.
- [CKM01] Chulajata, T.; Kwon, H.; Min, K.: Coherent slot detection under frequency offset for W-CDMA. *Proc. IEEE 53th Vehicular Technology Conference (VTC'01)*, Bd. 3, Rhodos, 2001, S. 1719–1723.
- [CMO99] Chaudhury, P.; Mohr, W.; Onoe, S.: The 3GPP proposal for IMT-2000. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 37, 1999, S. 72–81.

- [COS89] *COST 207: Digital land mobile radio communications*. Final Report, Office for Official Publications of the European Communities, Luxemburg, 1989.
- [Dah98] Dahlhaus, D.: *Gemeinsame Demodulation in CDMA-Mobilfunksystemen unter Ausnutzung von Raum- und Zeitdiversität*. Broadband Communications, Nr. 4. Konstanz: Hartung-Gorre, 1998.
- [DB96] David, K.; Benkner, T.: *Digitale Mobilfunksysteme*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1996.
- [DC00] Dahlhaus, D.; Cheng, Z.: Smart antenna concepts with interference cancellation for joint demodulation in the WCDMA UTRA uplink. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'00)*, Bd. 1, Parsippany, 2000, S. 244–248.
- [DGNS98] Dahlman, E.; Gudmundson, B.; Nilsson, M.; Sköld, J.: UMTS/IMT-2000 based on wideband CDMA. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 70–80.
- [DH92] Duel-Hallen, A.: Equalizers for multiple input/multiple output channels and PAM systems with cyclostationary input sequences. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 10, 1992, S. 630–639.
- [DH93] Duel-Hallen, A.: Decorrelating decision-feedback multiuser detector for synchronous code-division multiple-access channel. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 41, 1993, S. 285–290.
- [DH95] Duel-Hallen, A.: A family of multiuser decision-feedback detectors for asynchronous code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 43, 1995, S. 421–434.
- [DHHZ95] Duel-Hallen, A.; Holtzman, J.; Zvonar, Z.: Multiuser detection for CDMA systems. *IEEE Personal Communications*, Bd. 2, 1995, S. 46–58.
- [Dix84] Dixon, R. C.: *Spread spectrum systems*. New York: John Wiley & Sons, 1984.
- [DJ98] Dahlhaus, D.; Jarosch, A.: Comparison of conventional and adaptive receiver concepts for the UTRA downlink. *Proc. UMTS Workshop*, Ulm, 1998, S. 232–242.
- [DJC99] Dahlhaus, D.; Jarosch, A.; Cheng, Z.: Smart antenna concepts for the UMTS terrestrial radio access. *Proc. of the Smart Antennas Workshop at the European Microwave Week*, München, 1999.
- [DJFH97] Dahlhaus, D.; Jarosch, A.; Fleury, B.; Heddergott, R.: Joint demodulation in DS/CDMA systems exploiting the space and time diversity of the mobile radio channel. *Proc. IEEE 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97)*, Bd. 1, Helsinki, 1997, S. 47 – 52.

- [EF86] Effelsberg, W.; Fleischmann, A.: Das ISO-Referenzmodell für offene Systeme und seine sieben Schichten. *Informatik-Spektrum*, Bd. 9, 1986, S. 280–299.
- [EN93] Esmailzadeh, R.; Nakagawa, M.: Pre-RAKE diversity combining for direct sequence spread spectrum mobile communications systems. *IEICE Transactions on Communications*, Bd. 76, 1993, S. 1008–1015.
- [ENS97] Esmailzadeh, R.; Nakagawa, M.; Sourour, E. A.: Time-division duplex CDMA communications. *IEEE Personal Communications*, Bd. 4, 1997, S. 51–56.
- [ESN95] Esmailzadeh, R.; Sourour, E.; Nakagawa, M.: Pre-RAKE diversity combining in time division duplex CDMA mobile communications. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'95)*, Bd. 2, Toronto, 1995, S. 431–435.
- [EV97] Eberspächer, J.; Vögel, H. J.: *GSM Global System for Mobile Communication*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1997.
- [FDHT96] Fleury, B. H.; Dahlhaus, D.; Heddergott, R.; Tschudin, M.: Wideband angle of arrival estimation using the SAGE algorithm. *Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA '96)*, Bd. 1, Mainz, 1996, S. 79–85.
- [Fel94] Felhauer, T.: *Optimale erwartungstreue Algorithmen zur hochauflösenden Kanalschätzung mit Bandspreizsignalen*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 278. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1994.
- [FG98] Foschini, G.; Gans, M.: On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, Bd. 6, 1998, S. 311–335.
- [Fis02] Fischer, R. F. H.: *Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission*. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [FL96] Fleury, B. H.; Leuthold, P. E.: Radiowave propagation in mobile communications: An overview of european research. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, 1996, S. 70–81.
- [FN96] Farsakh, C.; Nossek, J. A.: On the spatial separation potential of a uniform linear antenna array. *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference (VTC'96)*, Bd. 3, Atlanta, 1996, S. 1477–1480.
- [For72] Forney, Jr, G. D.: Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 18, 1972, S. 363–378.
- [Fos96] Foschini, G. J.: Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 1, 1996, S. 41–59.

- [Fre97] Frey, T.: Performance of adaptive antenna arrays (SDMA) for cellular CDMA systems. *Proc. 2nd European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC'97)*, Bonn, 1997, S. 65–70.
- [Fri96] Friedrichs, B.: *Kanalcodierung: Grundlagen und Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen*. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [FST⁺96] Fukasawa, A.; Sato, T.; Takizawa, Y.; Kato, T.; Kawabe, M.; Fisher, R. R.: Wideband CDMA system for personal radio communications. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, 1996, S. 116–123.
- [FTH⁺99] Fleury, B. H.; Tschudin, M.; Heddergott, R.; Dahlhaus, D.; Pedersen, K. I.: Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SA-GE algorithm. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 17, 1999, S. 434–450.
- [Fuh97] Fuhl, J.: *Smart Antennas for Second and Third Generation Mobile Communications Systems*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Technische Universität Wien, 1997.
- [Gib99] Gibson, J. D. (Hrsg.): *The Mobile Communications Handbook*. 2 Auflage. Heidelberg: Springer-Verlag, 1999.
- [GKB95] Gray, S.; Kocic, M.; Brady, D.: Multiuser detection in mismatched multiple-access channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 43, 1995, S. 3080–3089.
- [GKV98] Gerthsen, C.; Kneser, H. O.; Vogel, H.: *Physik*. 16 Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1998.
- [God97a] Godara, L. C.: Applications of antenna arrays to mobile communications, part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 85, 1997, S. 1031–1060.
- [God97b] Godara, L. C.: Applications of antenna arrays to mobile communications, part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 85, 1997, S. 1195–1245.
- [Goi98] Goiser, A.: *Handbuch der Spread-Spectrum Technik*. Wien: Springer-Verlag, 1998.
- [Goo91] Goodman, D. J.: Second generation wireless information networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 40, 1991, S. 366–374.
- [GS98] Ghauri, I.; Slock, D. T. M.: Linear receivers for the DS-CDMA downlink exploiting orthogonality of spreading sequences. *Proc. 32nd Asilomar Conf. Circuits, Syst. Comput.*, Bd. 1, Asilomar, 1998, S. 650–654.
- [Hag97] Hagenauer, J.: The turbo principle: Tutorial introduction and state of the art. *Proc. International Symposium on Turbo Code and Related Topics '97*, Brest, 1997, S. 1–11.

- [HFS02] Higuchi, K.; Fujiwara, A.; Sawahasi, M.: Multipath interference canceller for high-speed packet transmission with adaptive modulation and coding scheme in W-CDMA forward link. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 20, 2002, S. 419–422.
- [HKK⁺00] Haardt, M.; Klein, A.; Koehn, R.; Oestreich, S.; Purat, M.; Sommer, V.; Ulrich, T.: The TD-CDMA based UTRA TDD mode. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 18, 2000, S. 1375–1385.
- [HM72] Harashima, H.; Miyakawa, H.: Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. COM-20, 1972, S. 774–780.
- [HMC99a] Host-Madsen, A.; Cho, K.-S.: MMSE/PIC multiuser detection for DS/CDMA systems with inter- and intra-cell interference. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 47, 1999, S. 291–299.
- [HMC99b] Host-Madsen, A.; Cho, K.-S.: MMSE/PIC multiuser detection for DS/CDMA systems with inter- and intra-cell interference. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 47, 1999, S. 291–299.
- [HMVS01] Haardt, M.; Mecklenbräuker, C. F.; Vollmer, M.; Slanina, P.: Smart antennas for UTRA TDD. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 12, 2001, S. 393–406.
- [Hoe92] Hoeher, P.: A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 41, 1992, S. 461–468.
- [Hot96] Hottinen, A.: Multiuser detection for multirate CDMA communications. *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC'96)*, Bd. 3, Dallas, 1996, S. 1819–1823.
- [HS87] Hermanns, J.; Strunz, G.: Das Funktelefon-Netz C der Deutschen Bundespost. *Der Fernmelde-Ingenieur*, Bd. 12, 1987, S. 2–36.
- [HT00] Holma, H.; Toskala, A. (Hrsg.): *WCDMA For UMTS*. Chichester: John Wiley & Sons, 2000.
- [Huf79] Huff, D. L.: Advanced mobile phone service: The developmental system. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 58, 1979, S. 249–269.
- [Hul94] Hulbert, A.: Comprehensive rake – a novel and practical receiver architecture offering improved performance. *Proc. IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA '94)*, Bd. 2, Oulu, 1994, S. 470–474.
- [ikb01] *IKB-Branchenreport Nachrichtentechnik*, Bd. 5, 2001.
- [INF01] Irmer, R.; Nahler, A.; Fettweis, G.: On the impact of soft decision functions on the performance of multistage parallel interference cancelers for CDMA systems. *Proc. IEEE 53th Vehicular Technology Conference (VTC'01)*, Bd. 2, Rhodes, 2001, S. 1513–1517.

- [JA97] Juntti, M.; Aazhang, B.: Finite memory-length linear multiuser detection for asynchronous CDMA communications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 45, 1997, S. 611–622.
- [Jal91] Jalote, P.: *An intergrated approach to software engineering*. New York: Springer-Verlag, 1991.
- [Jar01] Jarosch, A.: *Verfahren zur robusten Demodulation in der Abwärtsstrecke von UMTS mit breitbandigem Codevielfachzugriff*. Dissertation, ETH No. 14078, Swiss Federal Institute of Technology, 2001.
- [JB95] Jung, P.; Blanz, J.: Joint detection with coherent receiver antenna diversity in CDMA mobile radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 44, 1995, S. 76–88.
- [JBB93] Jung, P.; Blanz, J.; Baier, P. W.: Coherent receiver antenna diversity for CDMA mobile radio systems using joint detection. *Proc. 4th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'93)*, Yokohama, 1993, S. 488–492.
- [JBM01] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.: Transmit array processing in CDMA downlinks utilizing the duplexing scheme FDD. *Proc. 8th International Conference on Telecommunications (ICT'01)*, Bukarest, 2001, S. 419–424.
- [JBM+02] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.; Haardt, M.: Efficient representation and feedback signaling of channel state information in frequency division duplexing MIMO systems. *Proc. of the 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPWC'02)*, Honolulu, 2002, S. 444–448.
- [JBMW02a] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.: Cost efficient representation and signalling of channel information in MIMO systems. *Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC'02-Fall)*, Bd. 1, Vancouver, 2002, S. 175–179.
- [JBMW02b] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.: Subspace related signalling of feedback information for low rank MIMO channels. *Frequenz*, Bd. 56, 2002, S. 146–149.
- [JB94] Jung, P.; Blanz, J.; Naßhan, M. M.; Baier, P. W.: Simulation of the uplink of JD-CDMA mobile radio systems with coherent receiver antenna diversity. *Wireless Personal Communications*, Bd. 1, 1994, S. 61–89.
- [JD01] Jarosch, A.; Dahlhaus, D.: Linear space-time diversity receivers for the downlink of UMTS with WCDMA. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 12, 2001, S. 379–391.
- [JMB01] Jötten, C. A.; Meurer, M.; Baier, P. W.: Comparison of transmit array algorithms for CDMA downlinks operating in the FDD mode. *Proc. IEEE 12th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'01)*, San Diego, 2001, S. E16–E21.

- [JMT02] Jötten, C. A.; Meurer, M.; Tröger, H.: Transmit array processing for CDMA downlinks operating in mixed service environments. *Proc. IEEE 7th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA '02)*, Bd. 2, Prag, 2002, S. 555–560.
- [JU00] Joham, M.; Utschick, W.: Downlink Processing for Mitigation of Intracell Interference in DS-CDMA Systems. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA '00)*, Bd. 1, Parsippany, 2000, S. 15–19.
- [KA98] Karimi, H. R.; Anderson, N. W.: A novel efficient solution to block-based joint-detection using approximate Cholesky factorization. *Proc. IEEE 9th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'98)*, Bd. 3, Boston, 1998, S. 1340–1345.
- [KA00] Koulakiotis, D.; Aghvami, A. H.: Data detection techniques for DS/CDMA mobile systems: A review. *IEEE Personal Communications*, Bd. 6, 2000, S. 24–34.
- [Kam84] Kammerlander, K.: C900 – an advanced mobile radio telephone system with optimum frequency utilization. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 2, 1984, S. 589–597.
- [Kam85] Kammerlander, K.: Eigenschaften des zellularen Mobilfunksystems C450/900. *Telecom Report*, Bd. 8, 1985, S. 85–90.
- [Kar99] Karimi, H. R.: Efficient multi-rate multi-user detection for the asynchronous WCDMA uplink. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'99)*, Bd. 1, Amsterdam, 1999, S. 593–597.
- [KB92] Klein, A.; Baier, P. W.: Simultaneous cancellation of cross interference and ISI in CDMA mobile radio communications. *Proc. IEEE 3rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'92)*, Bd. 1, Boston, 1992, S. 118–122.
- [KB93] Klein, A.; Baier, P. W.: Linear unbiased data estimation in mobile radio systems applying CDMA. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 11, 1993, S. 1058–1066.
- [KFB02] Kempf, S.; Frey, T.; Bossert, M.: Comparison of feedback decision functions for parallel interference cancellation in DS-CDMA. *Proc. of 4. ITG Conference on Source and Channel Coding*, Berlin, 2002, S. 211–217.
- [KHKS02] Kawamura, T.; Higuchi, K.; Kishiyama, Y.; Sawahasi, M.: Comparison between multipath interference canceller and chip equalizer in HSDPA in multipath fading channels. *Proc. IEEE 55th Vehicular Technology Conference (VTC'02)*, Bd. 1, Birmingham, 2002, S. 459–463.
- [KIHP90a] Kohno, R.; Imai, H.; Hatori, M.; Pasupathy, S.: An adaptive canceller of cochannel interference for spread-spectrum multiple-access communication networks in a power line. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 8, 1990, S. 691–699.

- [KIHP90b] Kohno, R.; Imai, H.; Hatori, M.; Pasupathy, S.: Combination of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct-sequence spread-spectrum multiple-access system. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 8, 1990, S. 675–682.
- [KK68] Korn, G. A.; Korn, T. M.: *Mathematical Handbook for Scientists and Engineers*. New York: McGraw-Hill, 1968.
- [KKKB94] Klein, A.; Kawas Kaleh, G.; Baier, P. W.: Equalizers for multi-user detection in code division multiple access mobile radio systems. *Proc. IEEE 44th Vehicular Technology Conference (VTC'94)*, Bd. 2, Stockholm, 1994, S. 762–766.
- [KKKB96] Klein, A.; Kawas Kaleh, G.; Baier, P. W.: Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 45, 1996, S. 276–287.
- [KKLN98] Knisely, D. N.; Kumar, S.; Laha, S.; Nanda, S.: Evolution of wireless data services: IS-95 to cdma2000. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 140–149.
- [Kle96] Klein, A.: *Multi-user detection of CDMA signals – algorithms and their application to cellular mobile radio*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 423. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1996.
- [Kle97] Klein, A.: Data detection algorithms specially designed for the downlink of CDMA mobile radio systems. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Bd. 1, Phoenix, 1997, S. 203–207.
- [KM00] Kowalewski, F.; Mangold, P.: Joint predistortion and transmit diversity. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'00)*, Bd. 1, San Francisco, 2000, S. 245–249.
- [Koh98] Kohno, R.: Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna arrays. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 61–68.
- [KSK+99] Kim, K. J.; Song, I.; Kim, Y. H.; Lee, Y. U.; Lee, J.: Analysis of quasi-ML multiuser detection of DS/CDMA systems in asynchronous channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 47, 1999, S. 1875–1883.
- [KSP95] Kandala, S.; Sousa, E.; Paupathy, S.: Multi-user multi-sensor detectors for CDMA networks. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 43, 1995, S. 946–957.
- [Lam00a] Lampe, A.: An analytic solution to the performance of iterated soft decision interference cancellation for coded CDMA transmission over frequency selective fading channels. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'00)*, Bd. 1, Parsippany, 2000, S. 368–372.

- [Lam00b] Lampe, A.: Multiuser detection with iterated soft decision interference cancellation for multipath fading channels. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, Bd. 54, 2000, S. 285–292.
- [LB00] Lu, Y.; Baier, P. W.: Performance of adaptive antennas for the TD-CDMA downlink under special consideration of multi-directional channels and CDMA code pooling. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, Bd. 54, 2000, S. 249–258.
- [LBM01] Lu, Y.; Baier, P. W.; Meurer, M.: SNIR optimization for the TD-CDMA downlink with CDMA code pooling and adaptive transmit antennas. *Proc. 11th International Symposium on Theoretical Electrical Engineering (ISTET'01)*, published on CD-ROM, Linz, 2001.
- [Lee90] Lee, W. C. Y.: *Mobile cellular telecommunications systems*. New York: McGraw-Hill, 1990.
- [LL86] Lange, K.; Löcherer, K.-H.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Berlin: Springer-Verlag, 1986.
- [LMTB01] Lu, Y.; Meurer, M.; Tröger, H.; Baier, P. W.: Downlink considerations for time-slotted CDMA. *Proc. ITG Diskussionssitzung "Systeme mit intelligenten Antennen"*, Ilmenau, 2001, S. 147–155.
- [Lor85] Lorenz, R. W.: Zeit- und Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion eines Funkkanals bei Mehrwegeausbreitung mit besonderer Berücksichtigung des Mobilfunkkanals. *Der Fernmelde-Ingenieur*, Bd. 39, 1985.
- [LR99] Liberti, J. C.; Rappaport, T. S.: *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1999.
- [Lu02] Lu, Y.: *Contributions to the application of adaptive antennas and CDMA code pooling in the TD-CDMA downlink*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2002.
- [Lük92] Lücke, H. D.: *Korrelationssignale*. 1 Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- [LV89] Lupas, R.; Verdú, S.: Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 35, 1989, S. 123–136.
- [LV90] Lupas, R.; Verdú, S.: Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 38, 1990, S. 496–508.
- [MAAS01] Miki, N.; Abeta, S.; Atarashi, H.; Sawahashi, M.: Multipath interference canceller using soft-decision replica combined with hybrid ARQ in W-CDMA forward link. *Proc. IEEE 54th Vehicular Technology Conference (VTC'01-Fall)*, Bd. 3, 2001, S. 1922–1926.

- [MBL⁺00] Meurer, M.; Baier, P. W.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.; Weber, T.: TD-CDMA downlink: Optimum transmit signal design reduces receiver complexity and enhances system performance. *Proc. 7th International Conference on Telecommunications (ICT'00)*, Bd. 1, Acapulco, 2000, S. 300–305.
- [MBW⁺00] Meurer, M.; Baier, P. W.; Weber, T.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.: Joint transmission, an advantageous downlink concept for CDMA mobile radio systems using time division duplexing. *IEE Electronics Letters*, Bd. 36, 2000, S. 900–901.
- [Met91] Metha, M. L.: *Random Matrices*. 2. Auflage. San Diego: Academic Press, 1991.
- [Meu00] Meurer, M.: A joint A/D conversion scheme for multi antenna software radios based on code division multiplex. *Proc. 1st Karlsruhe Workshop on Software Radios*, Karlsruhe, 2000, S. 7–12.
- [MG62] Meinke, H.; Gundlach, F. W.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Grundlagen*. 2. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1962.
- [MH97] Müller, R. R.; Huber, J. B.: Iterated soft decision interference cancellation for CDMA. *Proc. 9th Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications*, Italy, 1997.
- [MJWT01] Meurer, M.; Jötten, C. A.; Weber, T.; Tröger, H.: A novel approach to multi user detection for high-data-rate applications in CDMA downlinks. *Proc. International Conference on Wireless Communications (Wireless 2001)*, Calgary, 2001, S. 74–83.
- [ML01] Maeng, S.; Lee, B. G.: Extended-window decorrelating detector for asynchronous CDMA channels and its performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 49, 2001, S. 35–40.
- [MLW⁺02] Meurer, M.; Lu, Y.; Weber, T.; Jötten, C. A.; Baier, P. W.: Blind channel estimation for time-slotted code division multiple access mobile radio systems. *Proc. IEEE 7th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'02)*, Bd. 1, Prag, 2002, S. 49–53.
- [Moh01] Mohaupt, M.: UMTS als Motor der Kommunikationstechnik. *IKB Mitteilungen — Unternehmer Themen*, Bd. 1, 2001, S. 24–28.
- [MP92] Mouly, M.; Pautet, M.-B.: *The GSM-system for mobile communications*. von den Autoren verlegt, 1992.
- [MPWB00] Meurer, M.; Papathanassiou, A.; Weber, T.; Baier, P. W.: A novel multiuser transmission scheme requiring no channel estimation and no equalization at the mobile stations for the downlink of TD-CDMA operating in the TDD mode. *Proc. IEEE 52nd Vehicular Technology Conference (VTC'00-Fall)*, Bd. 1, 2000, S. 203–210.

- [MR00] Meurer, M.; Raulefs, R.: Enhancement of multichannel A/D conversion by a code division multiplex approach. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'00)*, Bd. 2, Parsippany, 2000, S. 641–646.
- [MS99] Meurer, M.; Schmalenberger, R.: System level modeling and simulation of mobile radio scenarios including terminal mobility. *Proc. IEEE 10th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'99)*, Osaka, 1999, S. 332–336.
- [MTJ02] Meurer, M.; Tröger, H.; Jötten, C. A.: A novel generalized optimization criterion for transmit signal design in joint transmission (JT) multiuser downlinks. *Proc. 9th International Conference on Telecommunications (ICT'02)*, Bd. 1, Peking, 2002, S. 26–31.
- [MTWB01a] Meurer, M.; Tröger, H.; Weber, T.; Baier, P. W.: Synthesis of joint detection (JD) and joint transmission (JT) in CDMA downlinks. *IEE Electronics Letters*, Bd. 37, 2001, S. 919–920.
- [MTWB01b] Meurer, M.; Tröger, H.; Weber, T.; Baier, P. W.: Synthesis of joint detection (JD) and joint transmission (JT) in CDMA downlinks. *COST 273 TD(01)003*, Brüssel, 2001.
- [Mül01] Müller, R. R.: Multiuser receivers for randomly spread signals: Fundamental limits with and without decision-feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 47, 2001, S. 268–283.
- [MW03] Meurer, M.; Weber, T.: Generalized data estimate refinement techniques for iterative multiuser detection in TD-CDMA including higher order modulation. *Proc. 10th International Conference on Telecommunications (ICT'03)*, Bd. 1, Papeete, 2003, S. 781–787.
- [Naß95] Naßhan, M. M.: *Realitätsnahe Modellierung und Simulation nachrichtentechnischer Systeme, gezeigt am Beispiel eines CDMA-Mobilfunksystems*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 384. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1995.
- [NB01] Noll Barreto, A.: *Signal Pre-Processing in the Downlink of Spread-Spectrum Communications Systems*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 687. Düsseldorf: VDI-Verlag, 2001.
- [NBF00] Noll Barreto, A.; Fettweis, G. P.: Performance improvement in DS-spread spectrum CDMA systems using a pre- and a post-rake. *2000 International Zurich Seminar on Broadband Communications (IZS'2000)*, Zurich, 2000, S. 39–46.
- [NSKJ95] Naßhan, M. M.; Steil, A.; Klein, A.; Jung, P.: Downlink cellular radio capacity of a joint detection CDMA mobile radio system. *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference (VTC'95)*, Bd. 1, Chicago, 1995, S. 474–478.

- [NTD⁺98] Nikula, E.; Toskala, A.; Dahlman, E.; Girard, L.; Klein, A.: FRAMES multiple access for UMTS and IMT-2000. *IEEE Personal Communications*, Bd. 5, 1998, S. 16–24.
- [ntz00a] Europäische Vergabeverfahren von UMTS-Lizenzen kritisiert. *Nachrichtentechnische Zeitschrift*, Bd. 5, 2000, S. 16.
- [ntz00b] UMTS-Versteigerungsverfahren erzielte 99,3682 Mrd. DM. *Nachrichtentechnische Zeitschrift*, Bd. 10, 2000, S. 16.
- [OP98] Ojanperä, T.; Prasad, R.: An overview of air interface multiple access for IMT-2000/UMTS. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, 1998, S. 82–95.
- [OS75] Oppenheim, A. V.; Schaffer, R. W.: *Digital Signal Processing*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1975.
- [OSC⁺97] Ojanperä, T.; Sköld, J.; Castro, J.; Girard, L.; Klein, A.: Comparison of multiple access schemes for UMTS. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Bd. 2, Phoenix, 1997, S. 490–494.
- [Ost01] Oster, J.: *Ein Beitrag zur Interzellinterferenzreduktion in zeitgeschlitzten CDMA-Systemen*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2001.
- [Pad94] Padovani, R.: Reverse link performance of IS-95 based cellular systems. *IEEE Personal Communications*, Bd. 1, 1994, S. 28–34.
- [Pap91] Papoulis, A.: *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. 3. Auflage. Singapore: McGraw-Hill, 1991.
- [Pap00] Papathanassiou, A.: *Adaptive antennas for mobile radio systems using Time Division CDMA and joint detection*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2000.
- [Par92] Parsons, J. D.: *The mobile radio propagation channel*. London: Pentech Press, 1992.
- [PB82] Parson, J. D.; Bajwa, A. S.: Wideband characterisation of fading mobile radio channels. *IEE Proceedings*, Bd. 129, 1982, S. 95–101.
- [PB00] Pauluzzi, D.; Beaulieu, N.: A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 48, 2000, S. 1681–1691.
- [PF94a] Petersen, B.; Falconer, D.: Suppression of adjacent-channel, cochannel, and intersymbol interference by equalizers and linear combiners. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 42, 1994, S. 3109–3118.
- [PF94b] Petersen, B.; Falconer, D.: Suppression of adjacent-channel, cochannel, and intersymbol interference by equalizers and linear combiners. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 42, 1994, S. 3109–3118.

- [PFBB99] Papathanassiou, A.; Furio, I.; Blanz, J.; Baier, P. W.: Smart antennas with two-dimensional array configurations for performance enhancement of a joint detection CDMA mobile radio system. *Wireless Personal Communications*, Bd. 11, 1999, S. 89–108.
- [PG58] Price, R.; Green, Jr, P. E.: Communication technique for multipath channels. *Proceedings of the IRE*, Bd. 46, 1958, S. 555–570.
- [PGB01] Peng, M.; Guo, Y. J.; Barton, S. K.: Multiuser detection of asynchronous CDMA with frequency offset. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 49, 2001, S. 952–960.
- [Poo00] Poor, H. V.: Turbo multiuser detection: An overview. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA '00)*, Bd. 2, Parsippany, 2000, S. 583–587.
- [Pro95] Proakis, J. G.: *Digital Communications*. 3. Auflage. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [PSO96] Parkvall, S.; Strom, E.; Ottersten, B.: The impact of timing errors on the performance of linear DS-CDMA receivers. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 14, 1996, S. 1660–1668.
- [PV88] Poor, V. H.; Verdú, S.: Single-user detectors for multiuser channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 36, 1988, S. 50–60.
- [RA99] Reed, M. C.; Alexander, P. D.: Iterative multiuser detection using antenna arrays and FEC on multipath channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 17, 1999, S. 2082–2089.
- [Rap98] Rappaport, T. S. (Hrsg.): *Smart Antennas*. Hoes Lane: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1998.
- [RGV96] Riba, J.; Goldberg, J.; Vázquez, G.: Robust data detection in asynchronous DS-CDMA in the presence of timing uncertainty. *Proc. 8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, 1996, S. 521–524.
- [Rup93] Rupperecht, W.: *Signale und Übertragungssysteme*. Berlin: Springer-Verlag, 1993.
- [RV94a] Rapajic, P.; Vucetic, B.: Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 12, 1994, S. 685–697.
- [RV94b] Rapajic, P.; Vucetic, B.: Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 12, 1994, S. 685–697.
- [SB93] Steiner, B.; Baier, P. W.: Low cost channel estimation in the uplink receiver of CDMA mobile radio systems. *Frequenz*, Bd. 47, 1993, S. 292–298.

- [SB96] Steil, A.; Blanz, J. J.: Spectral efficiency of JD-CDMA mobile radio systems applying coherent receiver antenna diversity with directional antennas. *Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA '96)*, Bd. 1, Mainz, 1996, S. 3313–319.
- [SB97] Schmalenberger, R.; Blanz, J. J.: Multi antenna C/I balancing in the downlink of digital cellular mobile radio systems. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Bd. 2, Phoenix, 1997, S. 607–611.
- [Sch79] Schneider, K. S.: Optimum detection for code division multiplexed signals. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. 15, 1979, S. 181–185.
- [Sch80] Schneider, K. S.: Crosstalk resistant receiver for M-ary multiplexed communications. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. 16, 1980, S. 426–433.
- [Sch88] Schwarz, H. R.: *Numerische Mathematik*. 2. Auflage. Stuttgart: B. G. Teubner, 1988.
- [Sch99] Schlee, J.: *Ein Hardware-Demonstrator zur Konzeptverifikation eines JD-CDMA-Mobilfunksystems*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 1999.
- [Sch01] Schmalenberger, R. M.: *Modell und Simulation der Abwärtsstrecke eines CDMA-Mobilfunksystems mit gemeinsamer Detektion der Teilnehmersignale und adaptiven Sendeantennen*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2001.
- [SG91] Salmasi, A.; Gilhousen, K. S.: On the system design aspects of code division multiple access CDMA applied to digital cellular and personal communications networks. *Proc. IEEE 41st Vehicular Technology Conference (VTC'91)*, St. Louis, 1991, S. 57–62.
- [SHAA02] Sawahashi, M.; Higuchi, K.; Andoh, H.; Adachi, F.: Experiments on pilot symbol-assisted coherent multistage interference canceller for ds-cdma mobile radio. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 20, 2002, S. 433–449.
- [SHTA00] Sawahashi, M.; Higuchi, K.; Tanaka, S.; Adachi, F.: Enhanced wireless access technologies and experiments for W-CDMA communications. *IEEE Personal Communications*, Bd. 7, 2000, S. 6–16.
- [SJ67] Stein, S.; Jones, J. J.: *Modern Communication Principles*. New York: McGraw-Hill, 1967.
- [SLa01] Shi, Q.; Latva-aho, M.: Effect of frequency offset on the performance of asynchronous MC-CDMA systems in a correlated rayleigh fading channel. *Proc. International Conference on Info-tech and Info-net (ICII'01)*, Bd. 2, Peking, 2001, S. 448–452.

- [SM71] Sage, A. P.; Melsa, J. L.: *Estimation theory with applications to communications and control*. New York: McGraw-Hill, 1971.
- [SM01a] Steendam, H.; Moeneclaey, M.: Comparison of downlink and uplink MC-DS-CDMA sensitivity to carrier frequency offsets. *Proc. IEEE 53th Vehicular Technology Conference (VTC'01)*, Bd. 3, Rhodos, 2001, S. 1693–1697.
- [SM01b] Steendam, H.; Moeneclaey, M.: The effect of carrier frequency offsets on downlink and uplink MC-DS-CDMA. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 19, 2001, S. 2528–2536.
- [SM01c] Steendam, H.; Moeneclaey, M.: The sensitivity of downlink MC-DS-CDMA to carrier frequency offsets. *IEEE Communications Letters*, Bd. 5, 2001, S. 215–217.
- [SMAH96] Sawahashi, M.; Miki, Y.; Andoh, H.; Higuchi, K.: Pilot symbol-assisted coherent multistage interference canceller using recursive channel estimation for DS-CDMA mobile radio. *IEICE Transactions on Communications*, Bd. E79–B, 1996, S. 1262–1270.
- [SMC74] Stevens, W.; Myers, G.; Constantine, L.: Structured design. *IBM Systems Journal*, Bd. 13, 1974, S. 115–139.
- [SOSL88] Simon, M. K.; Omura, J. K.; Scholtz, R. A.; Levitt, B. K.: *Spread spectrum communications*. Bd. 1–3. Rockville: Computer Science Press, 1988.
- [SP98] Schmalenberger, R.; Papathanassiou, A.: Two compatible channel models for system and link level simulations of mobile radio systems. *COST 259 TD(98) 36*, Bern, 1998.
- [SSK01] Shin, D.-J.; Sung, W.; Kim, I.-K.: Simple SNR estimation methods for QPSK modulated short bursts. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'01)*, Bd. 6, San Antonio, 2001, S. 3644–3647.
- [Ste92] Steele, R.: *Mobile Radio Communications*. London: Pentech Press, 1992.
- [Ste96] Steil, A.: *Spektrale Effizienz digitaler CDMA–Mobilfunksysteme mit gemeinsamer Detektion*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 437. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1996.
- [SWMB97] Schlee, J.; Weber, T.; Mayer, J.; Bahrenburg, S.: Realisierung eines Hardware-Demonstrators für das Luftschnittstellenkonzept Joint-Detection-CDMA. *Kleinheubacher Berichte*, Bd. 41, 1997, S. 335–343.
- [TAS95] Tidestav, C.; Ahlen, A.; Sternad, M.: Narrowband and broadband multiuser detection using a multivariable DFE. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'95)*, Bd. 2, Toronto, 1995, S. 732–736.
- [TG01] Thomas, J.; Geraniotis, E.: Soft iterative multisensor multiuser detection in coded dispersive CDMA wireless channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 19, 2001, S. 1334–1351.

- [Tom71] Tomlinson, M.: New automatic equalizer employing modulo arithmetic. *IEE Electronics Letters*, Bd. 7, 1971, S. 138–139.
- [TR00] Tan, P. H.; Rasmussen, L. K.: Linear interference cancellation in CDMA based on iterative techniques for linear equation systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 48, 2000, S. 2099–2108.
- [Tur60] Turin, G. L.: An introduction to matched filters. *IRE Transactions on Information Theory*, Bd. 6, 1960, S. 311–329.
- [Tur80] Turin, G. L.: Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 68, 1980, S. 328–353.
- [TWMB01] Tröger, H.; Weber, T.; Meurer, M.; Baier, P. W.: Performance assessment of Joint Transmission (JT) multi-user downlinks with multi-element transmit antennas. *European Transactions on Telecommunications*, Bd. 12, 2001, S. 407–416.
- [Uts02] Utschick, W.: Tracking of signal subspace projectors. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Bd. 50, 2002, S. 769–778.
- [VA89] Varanasi, M.; Aazhang, B.: Probability of error comparison of linear and iterative multiuser detectors. *Advances in Communications and Signal Processing, Lecture Notes in Control and Information Sciences*, 1989, S. 15–26.
- [VA90] Varanasi, M. K.; Aazhang, B.: Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 38, 1990, S. 509–519.
- [VA91] Varanasi, M. K.; Aazhang, B.: Near-optimum detection synchronous code-division multiple-access systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 39, 1991, S. 725–736.
- [Var95] Varanasi, M. K.: Group detection for synchronous gaussian code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 41, 1995, S. 1083–1096.
- [Ver86a] Verdú, S.: Optimum multiuser asymptotic efficiency. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 34, 1986, S. 890–897.
- [Ver86b] Verdú, S.: Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple-access channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 32, 1986, S. 85–96.
- [Ver88] Verdú, S.: Recent progress in multiuser detection. *Proc. 1988 International Conference on Advances in Communications and Control Systems*, Bd. 1, 1988, S. 66–77.
- [Ver93] Verdú, S.: Multiuser detection. Poor, H. V.; Thomas, J. B. (Hrsg.): *Advances in Statistical Signal Processing: Signal Detection*, Greenwich, 1993, S. 369–410.

- [Ver98] Verdú, S.: *Multiuser detection*. Cambridge: Cambridge University Press, 1998.
- [VGH99] Vollmer, M.; Götze, J.; Haardt, M.: Joint-detection using fast fourier transforms in TD-CDMA based mobile radio systems. *Proc. 6th International Conference on Telecommunications (ICT'99)*, Bd. 1, Cheju, 1999, S. 405–411.
- [VKAP98] Voorman, A. J.; Koulakiotis, D.; Aghvami, A. H.; Prasad, R.: Performance evaluation of multi-user detectors for synchronous DS-CDMA systems over multipath rayleigh fading channels. *Proc. IEEE 9th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'98)*, Bd. 1, Boston, 1998, S. 228–232.
- [VM98] Vojcic, B.; Mee, J.: Transmitter precoding in synchronous multiuser communications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 1346–1355.
- [Wal98] Walke, B.: *Mobilfunknetze und ihre Protokolle: Grundlagen, GSM, UMTS und andere zellulare Mobilfunknetze*. Bd. 1. Stuttgart: B. G. Teubner, 1998.
- [WBOW00] Weber, T.; Baier, P. W.; Oster, J.; Weckerle, M.: Performance enhancement of Time Division CDMA (TD-CDMA) by Multi-Step Joint Detection. *Proc. 7th International Conference on Telecommunications (ICT'00)*, Bd. 2, Acapulco, 2000, S. 1038–1044.
- [WDH94] Wu, H.; Duel-Hallen, A.: Performance of multiuser decision-feedback detectors for flat fading synchronous CDMA channels. *Proc. 28th Conference on Information Sciences and Systems*, 1994, S. 133–138.
- [Web99] Weber, T.: *Signalverarbeitungskonzepte für Mobilfunksysteme der dritten Generation, gezeigt am Beispiel eines JD-CDMA-Mobilfunksystems*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 1999.
- [Web02] Weber, T.: *Interferenzreduktion in CDMA-Mobilfunksystemen — ein aktuelles Problem und Wege zu seiner Lösung*. Habilitationsschrift, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2002.
- [Wec02] Weckerle, M.: *Utilization of Correlation Matrices in Adaptive Array Processors for Time Slotted CDMA Uplinks*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, Universität Kaiserslautern, 2002.
- [Wen82] Wendt, S.: *Nachrichtentechnik: Nachrichtenverarbeitung*. Bd. 3. 3. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1982.
- [Wen91] Wendt, S.: *Nichtphysikalische Grundlagen der Informationstechnik*. 2. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1991.

- [Wha71] Whalen, A. D.: *Detection of Signals in Noise*. New York: Academic Press, 1971.
- [WM01] Weber, T.; Meurer, M.: Turbo multiuser detection for TD-CDMA. *Kleinheubacher Berichte*, Bd. 45, 2001, S. 159–164.
- [WM02] Weber, T.; Meurer, M.: Iterative multiuser detection for TD-CDMA exploiting data estimate refinement techniques. *Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC'02-Fall)*, Bd. 4, Vancouver, 2002, S. 1642–1646.
- [WMGG67] Widrow, B.; Mantey, P. E.; Griffiths, L. J.; Goode, B. B.: Adaptive antenna systems. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 55, 1967, S. 2143–2159.
- [WNM92] Wijayasuriya, S.; Norton, G.; McGeehan, J.: Sliding window decorrelating algorithm for DS-CDMA receivers. *IEE Electronics Letters*, Bd. 28, 1992, S. 1596–1598.
- [WNM93] Wijayasuriya, S.; Norton, G.; McGeehan, J.: A novel algorithm for dynamic updating of decorrelator coefficients in mobile DS-CDMA. *Proc. 4th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'93)*, Yokohama, 1993, S. 292–296.
- [WNM96] Wijayasuriya, S.; Norton, G.; McGeehan, J.: A sliding window decorrelating receiver for multiuser DS-CDMA mobile radio networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 45, 1996, S. 503–521.
- [WOWB02] Weber, T.; Oster, J.; Weckerle, M.; Baier, P. W.: Turbo multi-user detection for TD-CDMA. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, Bd. 56, 2002, S. 120–130.
- [WP99] Wang, X.; Poor, V. H.: Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. COM-47, 1999, S. 1046–1061.
- [WR01] Walke, C. M.; Rembold, B.: Joint Detection and Joint Pre-Distortion techniques for SD/TD/CDMA systems. *Frequenz*, Bd. 55, 2001, S. 204–213.
- [WWBO00] Weckerle, M.; Weber, T.; Baier, P. W.; Oster, J.: Adaptive array processing for time division CDMA utilizing multi-step joint detection. *COST 259 TD(00)002*, Valencia, 2000.
- [XSR90] Xie, Z.; Short, R. T.; Rushforth, C. K.: A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 8, 1990, S. 683–690.
- [You79] Young, W. R.: Advanced mobile phone service: Introduction, background, and objectives. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 58, 1979, S. 1–14.
- [YR94] Yang, J.; Roy, S.: Joint transmitter/receiver optimization for multi-input multi-output systems with decision feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 40, 1994, S. 1334–1347.

-
- [ZB94a] Zheng, F.-C.; Barton, S. K.: A new signaling scheme for one-shot near-far resistant detection in DS/CDMA. *Proc. IEEE 5th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'94)*, Bd. 1, Den Haag, 1994, S. 194–198.
- [ZB94b] Zvonar, Z.; Brady, D.: Multiuser detection in single-path fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 42, 1994, S. 1729–1739.
- [ZB95] Zheng, F.; Barton, S.: On the performance of near-far resistant CDMA detectors in the presence of synchronization errors. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 43, 1995, S. 3037–3045.
- [ZB98] Zhang, X.; Brady, D.: Asymptotic multiuser efficiency for decision-directed multiuser detection. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 44, 1998, S. 502–515.
- [Zol93] Zollinger, E.: *Eigenschaften von Funkübertragungsstrecken in Gebäuden*. Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 1993.

Tabellarischer Lebenslauf

Name: Michael Meurer
Adresse: Auf dem Bännjerrück 22
67663 Kaiserslautern

geboren: 21. Februar 1974 in Dernbach / Ww.

Familienstand: ledig

Staatsangehörigkeit: deutsch

Schulbildung: 1980–1984 Theodor–Heuss Grundschule Wirges
1984–1993 Mons–Tabor–Gymnasium Montabaur

Schulabschluß: Abitur

Studium: 1993–1998
Studium der Elektrotechnik
an der Universität Kaiserslautern
Vertiefungsrichtung Nachrichtentechnik

Studienabschluß: Diplom

Berufstätigkeit: seit Oktober 1998
wissenschaftlicher Mitarbeiter
am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung
und -verarbeitung an der Universität Kaiserslautern

