

Jochen Oster  
Sebastian-Kneipp-Straße 73  
56179 Vallendar  
Geburtsort: Koblenz

## Ein Beitrag zur Interzellinterferenzreduktion in zeitgeschlitzten CDMA-Systemen

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

von  
Dipl.-Ing. Jochen Oster

D 386

Tag der Einreichung: 22.05.2001  
Tag der mündlichen Prüfung: 19.10.2001

Dekan des Fachbereichs  
Elektrotechnik und Informationstechnik: Prof. Dr.-Ing. R. Urbansky

Vorsitzender der  
Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. habil. N. Wehn  
1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. habil. P.W. Baier  
2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. R. Zengerle



## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in der Zeit von Juli 1997 bis Mai 2001 im Rahmen meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter von Prof. Dr.-Ing. habil. 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 Prof. P.W. Baier für die Anregung, die Betreuung und die Förderung meiner Arbeit. Durch seine stete Diskussionsbereitschaft sowie durch zahlreiche Ratschläge und Hinweise hat er wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Zengerle danke ich für das große Interesse an dieser Arbeit und die Übernahme des Korreferats. Weiterhin danke ich dem Vorsitzenden der Promotionskommission, Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. N. Wehn.

Den jetzigen und ehemaligen Kollegen am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung danke ich für eine angenehme Arbeitsatmosphäre und für viele fruchtbare Diskussionen, die mir oft weitergeholfen haben. Ein besonderer Dank ergeht an die Herren Dr.-Ing. T. Weber und Dipl.-Ing. M. Meurer für die erfolgreiche Zusammenarbeit und viele hilfreiche Diskussionen.

Ein weiterer Dank ergeht an alle Studenten, die im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten unter meiner Anleitung Beiträge zu dieser Arbeit geleistet haben. Ebenso möchte ich den Mitarbeitern des Regionalen Hochschulrechenzentrums Kaiserslautern (RHRK) für die Beratung in Software-, Netzwerk- bzw. Rechnerfragen danken.

Diese Arbeit entstand in enger Kooperation mit der Siemens AG. Ich möchte allen an dieser Kooperation beteiligten Mitarbeitern der Siemens AG an den Standorten München und Berlin für die harmonische Zusammenarbeit danken. Für das beharrliche Vorantreiben des dieser Arbeit zugrundeliegenden Projekts bedanke ich mich besonders bei den Herren Dipl.-Ing. H. von der Neyen und Dipl.-Ing. G. Ritter.

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

Vallendar, im Oktober 2001

Jochen Oster



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Interferenz im zellularen Mobilfunk . . . . .	1
1.2	Betrachtetes Systemkonzept TD-CDMA . . . . .	6
1.3	Motivation und Ziele der Arbeit . . . . .	9
1.4	Inhaltsübersicht und wesentliche Ergebnisse . . . . .	9
<b>2</b>	<b>Interzellinterferenz in TD-CDMA-Mobilfunksystemen</b>	<b>13</b>
2.1	Modellierung der Interzellinterferenz . . . . .	13
2.2	Zusammensetzung der Interzellinterferenz nach Interferenzquellen . . .	16
2.3	C/I-Statistiken . . . . .	25
<b>3</b>	<b>Grundprobleme bei der Interzellinterferenzreduktion</b>	<b>30</b>
3.1	Vorbemerkung . . . . .	30
3.2	Identifikation der relevanten Interzellinterferenzquellen . . . . .	30
3.3	Schätzen der für die Interzellinterferenzquellen wirksamen Kanalimpuls- antworten . . . . .	31
3.4	Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen bei der Datendetektion .	32
<b>4</b>	<b>Verfahren zur Identifikation der relevanten Interzellinterferenzquel- len</b>	<b>33</b>
4.1	Problematik der Identifikation . . . . .	33
4.2	Identifikation anhand von Signatursignalen . . . . .	33
4.2.1	Konzept . . . . .	33
4.2.2	Detektor . . . . .	38
4.2.3	Realer Interzellinterfererdetektor . . . . .	50
4.3	Mittambelbasierte Identifikation . . . . .	58
4.3.1	Detektor . . . . .	58
4.3.2	Nachintegration . . . . .	67
4.4	Mittelung über mehrere Rahmen . . . . .	68
4.5	Wertung der Verfahren . . . . .	75
4.5.1	Vergleich der Verfahren . . . . .	75
4.5.2	Theoretische Betrachtung . . . . .	78
4.5.3	Simulationsergebnisse . . . . .	87
<b>5</b>	<b>Schätzen der für die Interzellinterferenzquellen wirksamen Kanal- impulsantworten und Verbessern der Kanalschätzung für die Referenzzelle</b>	<b>93</b>
5.1	Vorbemerkung . . . . .	93

5.2	Getrennte Kanalschätzung . . . . .	97
5.3	Gemeinsame Kanalschätzung . . . . .	99
5.3.1	Voraussetzungen . . . . .	99
5.3.2	Finden der relevanten Bereiche der Kanalimpulsantworten . . .	112
5.3.3	Kanalschätzung für die Referenzzelle . . . . .	114
5.3.4	Kanalschätzung für die Interzellinterferenzquellen . . . . .	116
<b>6</b>	<b>Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen bei der Datendetekti-</b>	
	<b>on</b>	<b>120</b>
6.1	Zu lösendes technisches Problem . . . . .	120
6.2	Mehrstufige gemeinsame Detektion . . . . .	122
6.2.1	Beschreibung des Verfahrens . . . . .	122
6.2.2	Theoretische Untersuchung . . . . .	125
6.2.3	Einfluß der Kanalschätzung . . . . .	147
6.3	Iterative gemeinsame Detektion . . . . .	153
<b>7</b>	<b>Gesamtkonzept der Interzellinterferenzreduktion in TD-CDMA-</b>	
	<b>Mobilfunksystemen</b>	<b>158</b>
7.1	Vorbemerkung . . . . .	158
7.2	Systemkomponenten . . . . .	161
7.2.1	Identifikation der relevanten Interzellinterferenzquellen . . . . .	161
7.2.2	Kanalschätzung . . . . .	162
7.2.3	Datendetektion . . . . .	164
7.3	Abschätzung der Systemperformanz . . . . .	167
7.3.1	Erhöhen der Systemkapazität . . . . .	167
7.3.2	Erhöhen der Übertragungsqualität . . . . .	173
<b>8</b>	<b>Schlußfolgerungen und Ausblick</b>	<b>177</b>
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>179</b>
<b>10</b>	<b>Summary</b>	<b>180</b>
<b>A</b>	<b>Liste häufig verwendeter Formelzeichen und Abkürzungen</b>	<b>181</b>
A.1	Formelzeichen . . . . .	181
A.2	Abkürzungen . . . . .	187
	<b>Literatur</b>	<b>189</b>







# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Interferenz im zellularen Mobilfunk

Mobilfunksysteme dienen zur Nachrichtenübertragung zwischen einer Nachrichtenquelle und einer Nachrichtensenke. Die Information wird dabei in Form elektromagnetischer Wellen über den Mobilfunkkanal gesendet. Hierbei ist es unerheblich, ob die Besitzer beider Endgeräte mobile Teilnehmer sind, oder ob eines der beiden Geräte an das Festnetz (Public Switched Telephone Network, PSTN) angekoppelt ist. In Bild 1.1 ist ein solches Übertragungssystem schematisch dargestellt.

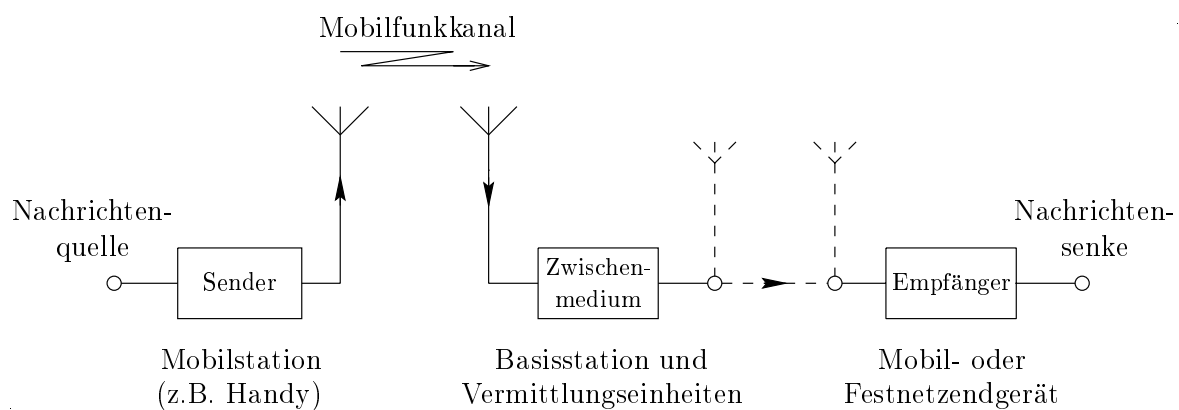


Bild 1.1. Schematische Darstellung eines Mobilfunksystems

Die aktuellen Mobilfunksysteme der zweiten Generation, so vor allem das Global System for Mobile Communications (GSM), sind digitale zellulare Systeme, d.h. Sprachdaten werden digital übertragen, und das gesamte Versorgungsgebiet ist in kleinere Bereiche eingeteilt, die als Zellen bezeichnet werden. Auch Mobilfunksysteme der dritten Generation [Str98, Rap95], wie das in dieser Dissertation betrachtete TD-CDMA [HKK<sup>+</sup>00], werden digitale zellulare Mobilfunksysteme sein. Der Zweck dieser Aufteilung des Versorgungsgebietes ist eine möglichst effiziente Nutzung der begrenzten Ressource Frequenzband.

Da nicht das ganze Versorgungsgebiet mit einer einzigen Basisstation versorgt werden kann, müssen die zur Verfügung stehenden Frequenzen in mehreren Zellen wiederverwendet werden. Die Clustergröße  $r$ , oft auch als Reusefaktor bezeichnet, gibt an,

in wieviele disjunkte Gruppen von Frequenzbändern der dem Mobilfunksystem zur Verfügung stehende Frequenzbereich aufgeteilt wird. Bei  $r = 3$  würde z. B. jede dritte Zelle die gleichen Frequenzen benutzen. Bild 1.2 zeigt exemplarisch ein regelmäßiges Zellnetz, in dem die als Gleichkanalzellen bezeichneten Zellen, in denen jeweils die gleichen Frequenzen benutzt werden, gleichartig schraffiert dargestellt sind. Man erkennt an den hervorgehobenen Zellen im Bild, daß in einem Zellnetz um eine beliebig herausgegriffene Zelle, die als Referenzzelle dienen soll, jeweils sechs Gleichkanalzellen eine minimale Entfernung zu der Referenzzelle haben und einen Ring bilden. Dieser Zusammenhang gilt für beliebige Clustergrößen  $r$ , also auch für eine Clustergröße von  $r = 1$ , bei der in allen Zellen dieselben Frequenzen benutzt werden. Die Zellen des ersten Ringes von Gleichkanalzellen um eine Referenzzelle werden im folgenden als Nachbarzellen bezeichnet.

In den einzelnen Zellen erfolgt die Kommunikation gleichzeitig zwischen mehreren Mobilstationen (MS) und einer Basisstation (BS). Bei der Übertragung von Mobilstation zu Basisstation spricht man von Aufwärtsstrecke (Uplink, UL) und bei entgegengesetzter Richtung von Abwärtsstrecke (Downlink, DL). In dieser Arbeit wird, wenn nicht explizit anders erwähnt, nur die Aufwärtsstrecke betrachtet. Dies ist die kritischere der beiden Übertragungsrichtungen, da hier die im allgemeinen höhere Anzahl der als Sender agierenden Mobilstationen als potentielle Quellen von störenden Signalen, der Interferenz, gegenüber der niedrigeren Anzahl an Basisstationen berücksichtigt werden muß.

Um die gleichzeitige Aktivität von Mobilstationen auf gleichen Frequenzen und in der gleichen Zelle zu koordinieren, werden Vielfachzugriffsverfahren verwendet, die im folgenden kurz angesprochen werden. Man unterscheidet vier Grundverfahren [Kle96]. Beim Verfahren Frequency Division Multiple Access (FDMA) wird der dem System zur Verfügung stehende Frequenzbereich in  $N_f$  zusammenhängende, aber disjunkte Teilnehmerfrequenzbänder der Bandbreite  $B_u$  aufgeteilt. Durch diese Aufteilung kann jedem Teilnehmer eines dieser Frequenzbänder zugeordnet werden, so daß die von verschiedenen Teilnehmern übertragenen Daten jeweils frequenzmäßig voneinander getrennt sind. Beim Verfahren Time Division Multiple Access (TDMA) wird die Gesamtübertragungsdauer in TDMA-Rahmen der Dauer  $T_{fr}$  aufgeteilt, die ihrerseits wieder in  $N_t$  Teilnehmerzeitschlitz aufgeteilt werden. Jeder Teilnehmer darf nur in den jeweiligen, ihm zugewiesenen Zeitschlitz aktiv werden. Als Code Division Multiple Access (CDMA) wird ein weiteres Verfahren bezeichnet, bei dem jedem Teilnehmersignal ein teilnehmerspezifischer Bandspreizcode, im folgenden CDMA-Code genannt, aufgeprägt wird. Der CDMA-Code ist vergleichbar mit einem Fingerabdruck, so daß die Sendesignale verschiedener Teilnehmer anhand dieser Codes unterscheidbar sind. Jedem Teilnehmer steht dabei der gesamte vom System verwendete Frequenzbereich und die gesamte

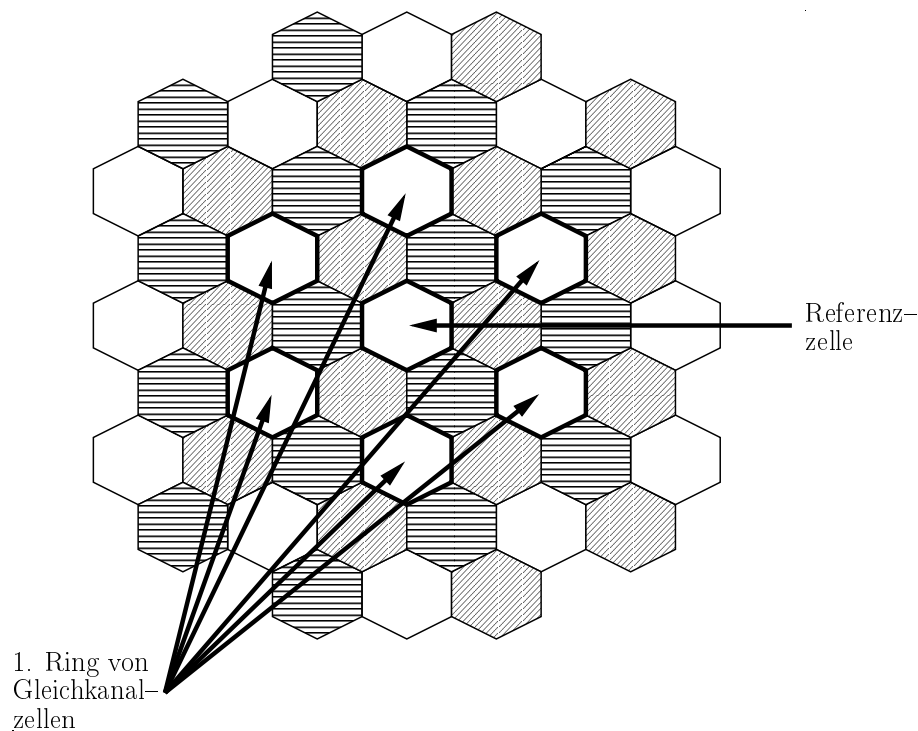


Bild 1.2. Exemplarisches regelmäßiges Zellnetz für Clustergröße  $r = 3$

Übertragungsdauer zur Verfügung. Ein viertes Vielfachzugriffsverfahren ist das Verfahren Space Division Multiple Access (SDMA), das immer mehr an Bedeutung gewinnt. Bei diesem Verfahren wird die Richtungsselektivität der Mobilfunkkanäle zum Separieren der Teilnehmer z.B. durch Antennenarrays in Verbindung mit entsprechender Signalverarbeitung ausgenutzt [FHNP95, LB96, SB97a, SB97b, SB97c].

Üblicherweise werden Kombinationen der verschiedenen Vielfachzugriffsprinzipien verwendet, um die spezifischen Vorteile der einzelnen Zugriffsprinzipien gewinnbringend zu kombinieren und die Nachteile zu minimieren [BKNS94b, SOSL85, MG86]. In Bild 1.3 ist die Organisation bei einer Kombination der Vielfachzugriffsverfahren FDMA, TDMA und CDMA dargestellt. Die kombinierten Verfahren werden als hybride Vielfachzugriffsverfahren bezeichnet. Eine ausführliche Beschreibung der Vor- und Nachteile dieser hybriden Verfahren findet man zum Beispiel in [Ste96].

Die Übertragung der Daten erfolgt bei dem betrachteten Mobilfunksystem in Datenpaketen, den Bursts, die bereits in Bild 1.3 angedeutet sind. Jeder Burst besteht aus nachrichtentragenden Teilen, die die Datensymbole enthalten, und aus einer Lernfolge, die üblicherweise als Mittambel angeordnet wird [Bai89]. Die Mittambel besteht aus Trainingssignalen, die dem Empfänger bekannt sind, und dient zum Kanalschätzen. Die allgemeine Struktur eines Bursts der Dauer  $T_{bu}$  ist in Bild 1.4 für das betrachtete

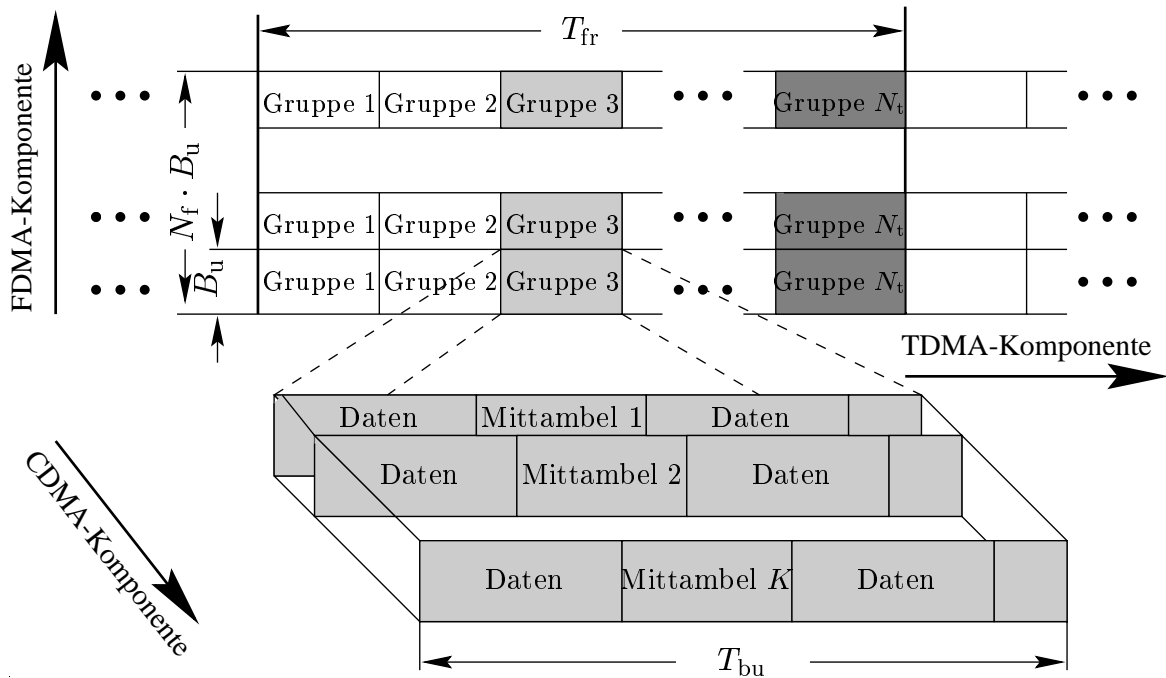


Bild 1.3. Organisation des Vielfachzugriffs beim hybriden Vielfachzugriffsverfahren F/T/CDMA, vgl. [Kle96, Naß95, Ste96, Ste95, Bla98]

TDMA-Mobilfunksystem mit CDMA-Komponente dargestellt. Jeder Burst besteht aus den beiden nachrichtentragenden Teilen, bestehend aus jeweils  $N$  Symbolen, den teilnehmerspezifischen Mittambeln, bestehend aus  $L_m$  Chips, und der Schutzzeit  $T_g$ . Während der Schutzzeit  $T_g$  werden keine Datensymbole übertragen. Sie erlaubt das sanfte Ein- und Ausschalten des Senders und das bessere Trennen der unmittelbar aufeinanderfolgenden Bursts, auch wenn Synchronisationsfehler oder Laufzeitschwankungen vorliegen. Die Zeit  $T_c$  wird Chipdauer genannt.  $T_s$  bezeichnet die Symboldauer und  $Q$  die Anzahl der Chips pro CDMA-Code, mit dem die Symbole spektral gespreizt werden. Eine genauere Beschreibung dieser Sachverhalte ist zum Beispiel in [Kle96, Naß95, BKNS94b, MSW97] zu finden.

Moderne Mobilfunksysteme nach dem zellularen Konzept [MD79] sind im allgemeinen interferenzbegrenzte Systeme [Cal88, Lee89, Ste92, KB92b, Ste96, Bla98], das heißt, die Kapazität des Systems beziehungsweise die erzielbare Übertragungsqualität werden durch Signale des eigenen Systems, die als Störung wirken, begrenzt und nicht durch systemfremde Störsignale oder thermisches Rauschen. Ein wesentliches Ziel beim Entwurf neuer und bei der Erweiterung bestehender Mobilfunkkonzepte ist daher die Reduktion

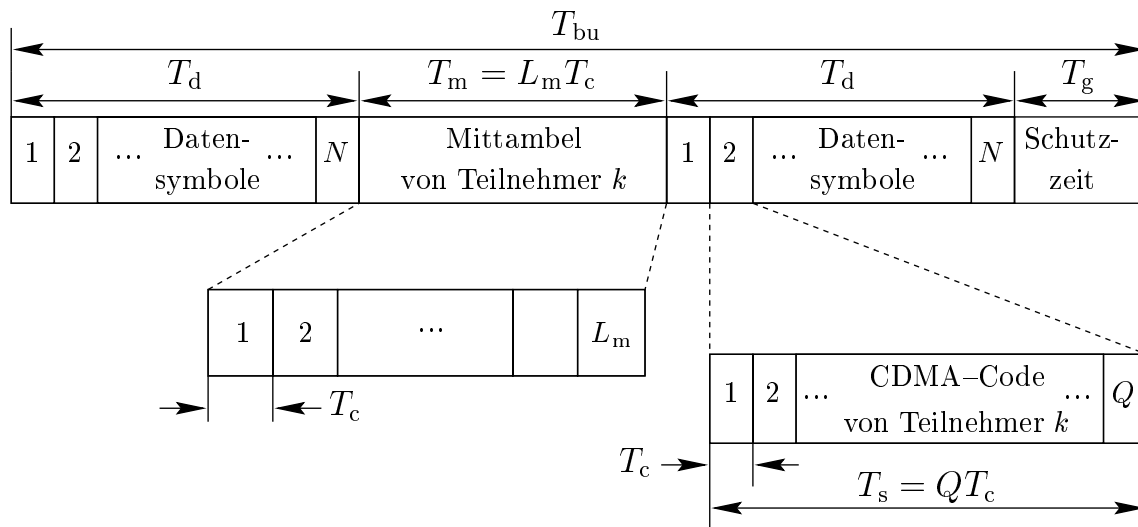


Bild 1.4. Burststruktur eines Mobilfunksystems mit CDMA-Komponente, vgl. [Kle96, Naß95, Ste96, Ste95, Bla98]

der Interferenz, denn nur so läßt sich die spektrale Effizienz künftiger Mobilfunksysteme noch signifikant gegenüber dem Stand der Technik steigern [Ste96]. Die spektrale Effizienz  $\eta$  ist eines der wichtigsten Bewertungsmaße, die festgelegt wurden, um die Leistung digitaler zellulärer Mobilfunksysteme beurteilen zu können, und errechnet sich gemäß [Kit94, EV97]

$$\eta = \frac{\text{erzielte Kommunikation}}{\text{Frequenzspektrum}}. \quad (1.1)$$

Je nach Auffassung darüber, was erzielte Kommunikation ist, ergeben sich verschiedene Varianten der spektralen Effizienz, siehe [Ste96, Lee89, Ste92, Kit94].

Die Interferenz in zellulären Mobilfunksystemen besteht aus den Anteilen der Interzellinterferenz und der Intrazellinterferenz [BKNS94b, BKNS94a]. Die Interzellinterferenz setzt sich aus den Signalen von Teilnehmern aus anderen Zellen zusammen, während die Intrazellinterferenz aus den Signalen von Teilnehmern aus der eigenen Zelle besteht.

Die Elimination der Intrazellinterferenz, das heißt der durch andere Teilnehmer in derselben Zelle verursachten Interferenz, durch gemeinsame Detektion (Joint Detection, JD) ist ein wesentliches Merkmal des Luftschnittstellenkonzepts TD-CDMA (früher JD-CDMA) [Kle96]. Ein bislang noch weitgehend unbeachtetes Potential zum Steigern der spektralen Effizienz  $\eta$  liegt in der Reduktion der Interzellinterferenz, das heißt, der durch Teilnehmer, die in anderen Zellen die Frequenzen der Referenzzelle wiederverwenden, verursachten Interferenz. Insbesondere in Systemen mit niedriger Clustergröße  $r$  wie zum Beispiel modernen CDMA-Mobilfunksystemen, die häufig eine Clustergröße

$r$  von eins verwenden, verspricht eine Reduktion der hier sehr starken Interzellinterferenz erhebliche Verbesserungen der Systemperformanz. Aus umfangreichen Untersuchungen zur Zusammensetzung der Interzellinterferenz [Ste96, Bla98] geht hervor, daß ein Großteil der gesamten Interferenzleistung von relativ wenigen Interferenzquellen ausgeht. Durch Eliminieren von relativ wenigen starken Interferenzquellen kann also ein bedeutender Teil der Interferenzleistung eliminiert werden.

Die Interzellinterferenzreduktion ist daher der logisch nächste Schritt nach der bereits gut beherrschten Intrazellinterferenzreduktion. Bei ersten bekannten Ansätzen zur Interzellinterferenzreduktion versucht man, die Leistung der empfangenen Interzellinterferenzsignale durch Leistungsregelungsverfahren [Ste96], Strahlformung mit intelligenten Antennen [Fuh97, SB97c, BSPJ97, Pap00] und dynamische Kanalvergabe [Gib99], das heißt, durch Verfahren auf der Systemebene, zu reduzieren. Verfahren zur Reduktion der Interzellinterferenz durch entsprechende Berücksichtigung und Elimination des Einflusses von Interzellinterferenzquellen in der Empfangssignalverarbeitung und damit auf Verbindungsebene wurden bislang noch nicht untersucht.

## 1.2 Betrachtetes Systemkonzept TD–CDMA

Arbeiten der vergangenen Jahre [Kle96, Ste96, Pap00] zielten im wesentlichen auf eine Reduktion der Intrazellinterferenz, das heißt der durch andere Teilnehmer derselben Zelle verursachten Vielfachzugriffsinterferenz. Ergebnis dieser Arbeiten ist unter anderem das Luftschnittstellenkonzept TD–CDMA [HKK<sup>+</sup>00, Str98], das Grundlage eines Teils der Standards UMTS und IMT–2000 für Mobilfunksysteme der dritten Generation ist. Bei TD–CDMA wird das bereits im vorigen Abschnitt 1.1 beschriebene hybride Vielfachzugriffsverfahren F/T/CDMA, also eine Kombination der Vielfachzugriffsverfahren FDMA, TDMA sowie CDMA, verwendet, siehe auch Bild 1.3. Dieses Verfahren hat gegenüber der Kombination von FDMA und TDMA, die bei GSM, dem heute weltweit verbreitetsten Mobilfunkstandard, angewandt wird, die Vorteile einer größeren Frequenz- und Interferenzdiversität [BK91, JBS93, Bai94, Bla98, Cal88, Vit91]. Frequenzdiversität und damit eine höhere Resistenz gegen frequenzselektiven Schwund ergibt sich aufgrund einer größeren Bandbreite die für CDMA–Signale verwendet wird gegenüber schmalbandigeren Sendesignalen, wie sie z. B. bei GSM verwendet werden. Interferenzdiversität und damit eine wünschenswerterweise geringe Varianz der Interferenzleistung ergibt sich dadurch, daß das Gesamtinterferenzsignal durch Überlagerung vieler Einzelinterferenzsignale zustandekommt.

Ein wesentliches Merkmal von TD–CDMA ist die vollständige Elimination der Intrazellinterferenz durch gemeinsame Kanalschätzung (Joint Channel Estimation, JCE)

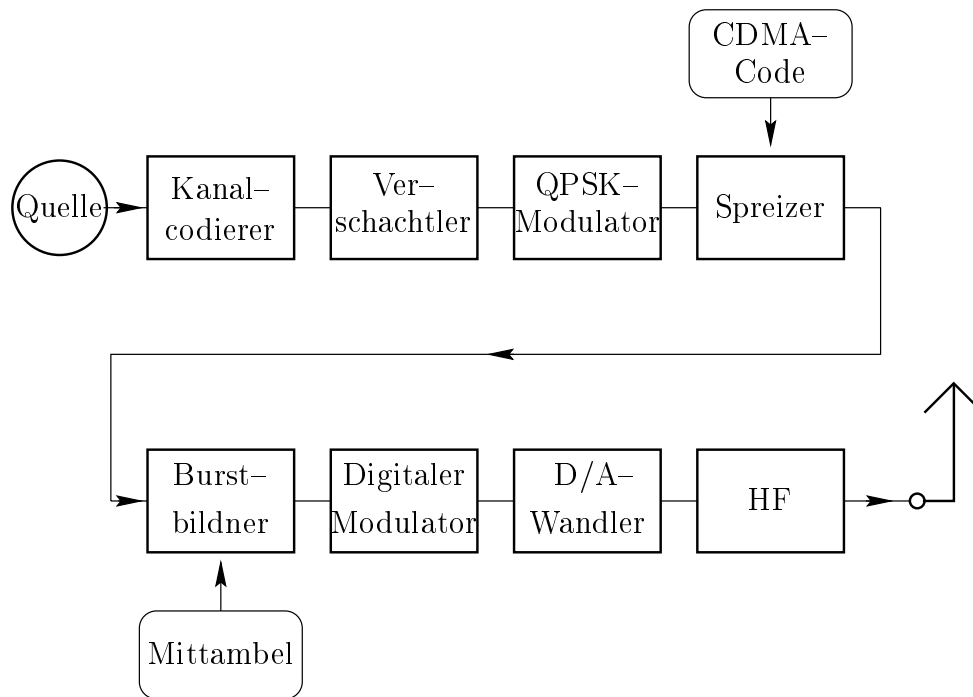


Bild 1.5. Senderstruktur bei TD-CDMA, Aufwärtsstrecke

[Ste95] und gemeinsame Detektion (Joint Detection, JD) [KKKB94] bei der Datenschatzung sowohl in der Aufwärts- als auch in der Abwärtsstrecke. Gemeinsame Detektion bezeichnet dabei einen Algorithmus der Signalverarbeitung, der das a priori Wissen über die CDMA-Codes der interferierenden Signale ausnutzt, um Interferenzsignale aus der jeweils eigenen Zelle zu eliminieren [KB92a, Kle96]. Sowohl Intersymbolinterferenz (ISI) [Pro95, Ste92, Par92] als auch Vielfachzugriffsinterferenz (MAI) [BKNS94b, JS95] können komplett eliminiert werden. In [Kle96] werden mehrere Realisierungsmöglichkeiten für solche Detektionsalgorithmen gezeigt und ausführlich bewertet. Bei der gemeinsamen Detektion werden die Daten aller gleichzeitig im selben Frequenzband und zur selben Zeit aktiven mobilen Teilnehmer durch einen einzigen Schätzvorgang ermittelt. Die suboptimalen linearen Schätzalgorithmen, die zur gemeinsamen Detektion eingesetzt werden können, erfordern einen geringeren Berechnungsaufwand als die Maximum-Likelihood-Schätzung [Ste95, Sch99]. Außerdem benötigen sie keine exakte Leistungsregelung [Ste95]. Es sei noch kurz angemerkt, daß es neben der Mehrteilmehrdetektion auch Algorithmen zur Einzelteilmehrdetektion gibt [Kle96]. Bei diesen wird die Vielfachzugriffsinterferenz nicht explizit bei der Datendetektion berücksichtigt, sondern als Störung angesehen. Bei herkömmlichen CDMA-Systemen wird Einzelteilmehrdetektion mit RAKE-Empfängern betrieben [Ste95, Pro95, PG58]. Diese Systeme haben den Nachteil, daß ihre Kapazität durch die nicht eliminierte Intrazellinterferenz eingeschränkt wird.

In Bild 1.5 ist die Struktur eines Senders in der Aufwärtsstrecke des TD-CDMA-Systemkonzepts schematisch dargestellt. Die Daten der Quelle werden, nachdem sie kanalcodiert wurden, verschachtelt (engl. interleaving), 4-PSK-moduliert und im Spreizungsmodulator mit ihrem teilnehmerspezifischen CDMA-Code multipliziert. Anschließend werden Bursts gebildet, diese im digitalen Modulator spektral geformt, digital-analog-gewandelt, und zum Schluß wird das erhaltene analoge Signal verstärkt, gefiltert und gesendet.

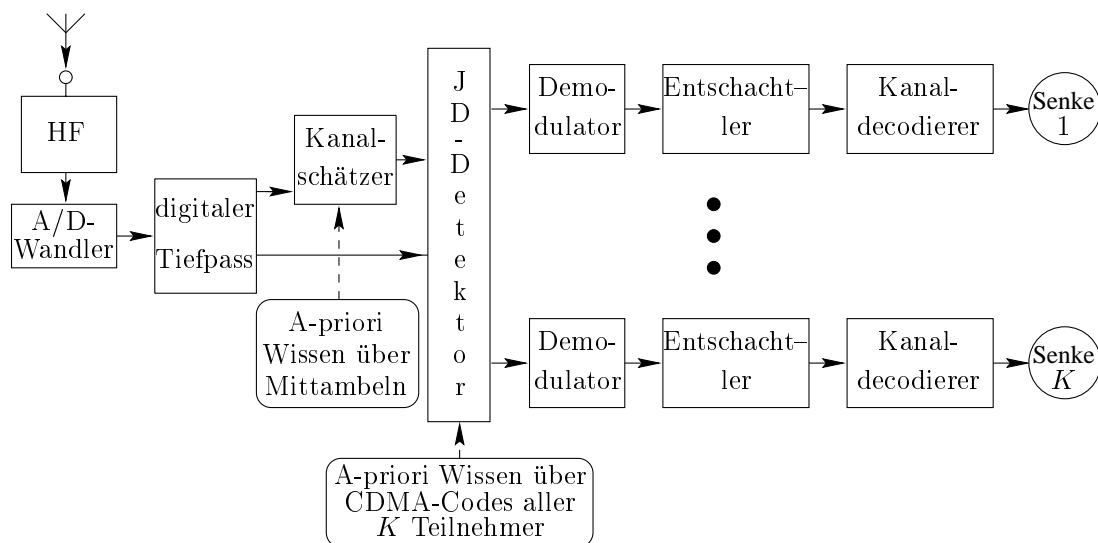


Bild 1.6. Empfängerstruktur bei TD-CDMA, Aufwärtsstrecke

Im Empfänger, siehe Bild 1.6, wird das Empfangssignal, bestehend aus der Summe der betrachteten  $K$  Teilnehmersignale und einer additiv überlagerten Störung, zunächst im HF-Teil analog gefiltert und verstärkt und anschließend analog-digital-gewandelt. Nach einer digitalen Tiefpaßfilterung gelangt die Empfangsfolge auf den Kanal- und den Datenschätzer. Der Datenschätzer führt mit Hilfe der Ergebnisse des Kanalschätzers die gemeinsame Detektion für alle  $K$  Teilnehmersignale durch. Die so geschätzten Daten müssen noch für jeden Kanal entschachtelt (engl. deinterleaving) und decodiert werden. Die  $K$  decodierten binären Datenströme werden schließlich in die  $K$  Datensinken eingespeist. Eine genauere Darstellung dieses Sachverhaltes findet man in [Ste96, Naß95].

Die bei der Beschreibung von TD-CDMA verwendeten Symbole und die an der standardisierten Version von TD-CDMA orientierten Systemparameter sind Tabelle 1.1 zu entnehmen.



## 1.3 Motivation und Ziele der Arbeit

Immer mehr rückt neben der Sprachübertragung auch die Datenübertragung in den Vordergrund, und es wird immer wichtiger, die knappe Resource Frequenzband möglichst effizient auszunutzen. In diesem Zusammenhang ist die Interferenzreduktion auf Verbindungsebene ein viel zu wenig betrachtetes Feld, was merkliche Performanzsteigerungen erwarten läßt. Als Basis für die durchzuführenden Untersuchungen eignen sich die seit Beginn der 90er Jahre am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung erarbeiteten und in zahlreichen Veröffentlichungen [Ste95, Naß95, Ste96, Kle96, Bla98, Sch99, May99, Pap00] dokumentierten Forschungsarbeiten. Diese Arbeiten beschreiben das Luftschnittstellenkonzept JD-CDMA, aus dem das Luftschnittstellenkonzept TD-CDMA hervorgegangen ist. Es kann als Evolution von GSM durch Einführung einer CDMA-Komponente beschrieben werden, weshalb die Untersuchungen in dieser Arbeit, wenn auch mit gewissen Einschränkungen, auf bereits bestehende Systeme übertragen werden können.

In dieser Arbeit soll ein Gesamtkonzept zur Interzellinterferenzreduktion in zellularen Mobilfunksystemen erarbeitet werden. Dazu ist es zunächst erforderlich, die grundlegenden Zusammenhänge und Eigenschaften der Interferenz in Mobilfunksystemen vorzustellen. Um eine übersichtliche Darstellung zu erreichen, werden die einzelnen Probleme der Interzellinterferenzreduktion zunächst definiert, und anschließend werden Lösungsansätze zur Interzellinterferenzreduktion diskutiert. Zum Abschluß werden die erarbeiteten Ergebnisse genutzt, um ein Gesamtkonzept für ein TD-CDMA-Mobilfunksystem mit Interzellinterferenzreduktion zu erstellen.

## 1.4 Inhaltsübersicht und wesentliche Ergebnisse

Um die Verfahren und Möglichkeiten der Interferenzreduktion in Mobilfunksystemen effizient untersuchen zu können, sind Modellannahmen notwendig. In Kapitel 2 wird deshalb zunächst anhand des TD-CDMA-Mobilfunksystems gezeigt, wie sich Interzellinterferenz modellieren und beschreiben läßt. Es wird darauf eingegangen, wie sich die Interzellinterferenzleistung aus den Leistungen von mehreren Teilnehmersignalen, den Interferenzquellen, zusammensetzt. Statistiken für eine Interferenzquelle und für die gesamte Interferenz werden angegeben. Ein wichtiges, für die in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren der Interzellinterferenzreduktion grundlegendes Ergebnis dieser Betrachtungen ist, daß ein großer Anteil der gesamten Interzellinterferenzleistung von wenigen Interzellinterferenzquellen verursacht wird.

Kapitel 3 zeigt, wie sich die Lösung des Gesamtproblems der Interzellinterferenzreduktion auf mehrere sequentielle Schritte aufteilen läßt. Dabei werden grob die Aufgaben und Probleme der einzelnen Schritte aufgezeigt. Bevor man den schädlichen Einfluß von Interzellinterferenzquellen auf Kanalschätzung und Datendetektion mindern kann, muß der Empfänger erst einmal herausfinden, welche der vielen potentiellen Interzellinterferenzquellen tatsächlich wesentlich zur Interzellinterferenzleistung beitragen. In einem zweiten Schritt müssen anschließend möglichst genaue Informationen über diese identifizierten wesentlichen Interferenzquellen gewonnen werden. Dies kann durch Schätzen der wirksamen Kanalimpulsantworten für diese Interzellinterferenzquellen erfolgen. Unter Berücksichtigung der gewonnenen Informationen ist in einem dritten Schritt eine Datendetektion mit Interzellinterferenzreduktion anzustreben.

Entsprechend der in Kapitel 3 vorgenommenen Aufteilung der Interzellinterferenzreduktion geht Kapitel 4 detailliert auf die Identifikation der relevanten Interzellinterferenzquellen ein. Dazu werden verschiedene Verfahren vorgestellt und miteinander verglichen.

Thema von Kapitel 5 ist es, die für die Interzellinterferenzquellen wirksamen Kanalimpulsantworten möglichst genau zu bestimmen. In einem ersten Abschnitt werden parallele und iterative Verfahren der Kanalschätzung vorgestellt, denen eine getrennte Behandlung von Signalen aus unterschiedlichen Zellen zugrunde liegt. Im zweiten Abschnitt werden Verfahren der gemeinsamen Kanalschätzung für alle betrachteten Zellen vorgestellt. Hierbei ist es möglich, zusätzlich zu dem Schätzen von Kanalimpulsantworten für die wesentlichen Interzellinterferenzquellen auch die Kanalschätzung für die Referenzzelle zu verbessern.

Kapitel 6 beschreibt neben dem bekannten Verfahren der gemeinsamen Detektion ein neuartiges mehrstufiges Datendetektionsverfahren, welches Multi-Step Joint Detection (MSJD) genannt wird. Multi-Step Joint Detection beruht auf der Idee, iterativ jeweils eine gemeinsame Detektion der Daten der Teilnehmer der Referenzzelle und der wesentlichen Interzellinterferenzquellen durchzuführen, wobei die im vorhergehenden Schritt gewonnenen Detektionsergebnisse dazu benutzt werden, Empfangssignale zu rekonstruieren und die jeweils störenden Empfangssignale vor der Detektion zumindest näherungsweise zu eliminieren. Es werden die Systemstruktur vorgestellt sowie der Einfluß verschiedener Parameter auf das Detektionsergebnis diskutiert.

Ausgehend von den Ergebnissen, die in den Kapiteln 4, 5 und 6 erarbeitet wurden, stellt Kapitel 7 ein Gesamtkonzept zur Interzellinterferenzreduktion in TD-CDMA-Mobilfunksystemen vor. Das Konzept ermöglicht es, wie in Unterkapitel 7.3 gezeigt

---

wird, durch Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen die Interzellinterferenzleistung deutlich zu reduzieren und damit die Systemperformanz zu verbessern. Der Gewinn kann sowohl in einer Erhöhung der spektralen Effizienz als auch in einer Verbesserung der Übertragungsqualität liegen. Es wird gezeigt, daß sich die spektrale Effizienz durch den Einsatz von Interzellinterferenzreduktionstechniken um ca. 60% erhöhen läßt.

Die aus den in Kapitel 7 gewonnenen Ergebnissen zu ziehenden Schlußfolgerungen werden in Kapitel 8 erläutert. Dabei werden Beispiele genannt, wie sich die erarbeiteten Ergebnisse in bestehenden und zukünftigen Mobilfunksystemen nutzbringend einsetzen lassen.

Die Kapitel 9 und 10 bringen Zusammenfassungen der vorliegenden Dissertation in deutscher und englischer Sprache.

Tabelle 1.1. An TD-CDMA angelehnte Systemparameter des betrachteten Mobilfunksystems

Bezeichnung	Wert	Bezeichnung	Wert
Allgemeine Parameter		Burststruktur	
Anzahl der Empfangsantennen pro Basisstation	$K_a = 1$	Burstdauer	$T_{bu} = 625 \mu s$
Teilnehmerbandbreite	$B_u = 5 \text{ MHz}$	Anzahl der Datensymbole	$N = 61$
Dauer eines TDMA-Rahmens	$T_{fr} = 10 \text{ ms}$	Symboldauer	$T_s = 3,9 \mu s$
Anzahl der Zeitschlitze pro TDMA-Rahmen	$N_t = 16$	Mittambelperiode	$P_m = 456$
Max. Anzahl gleichzeitig aktiver Teilnehmer pro Zeitschlitz	$K_{max} = 8$	Anzahl der Mittambelchips	$L_m = 512$
Chiprate	4,096 MChip/s	Kanalimpulsantwortlänge	$W = 57$
Trägerfrequenz	$f_0 = 2 \text{ GHz}$	Spreizfaktor	$Q = 16$
Mächtigkeit des Symbolvorrates	$M = 4$	CDMA-Codes	orthogonale Walsh-Codes
Modulationsart	4-PSK	Dauer der Mittambel	$T_m = 124,928 \mu s$
Coderate	$R_c = 1/2$	Grundimpuls	root raised cosine, roll-off $\alpha_r = 0,22$
Verschachtelungstiefe	$I_D = 2$	Chipdauer	$T_c = 0,244 \mu s$
Rückgrifftiefe	$L_C = 5$	Dauer der Schutzzeit	$T_g = 23,4 \mu s$

## Kapitel 2

# Interzellinterferenz in TD–CDMA–Mobilfunksystemen

### 2.1 Modellierung der Interzellinterferenz

Beim Modellieren eines Mobilfunksystems muß man sich im allgemeinen aus Gründen der Realisierbarkeit und Übersichtlichkeit auf einen Ausschnitt aus einem unendlich ausgedehnten zellularen Netz beschränken. In den meisten Fällen reicht es sogar aus, nur eine einzelne willkürlich ausgewählte Zelle, die Referenzzelle, und ihre Wechselwirkungen mit der Umgebung zu beschreiben. Hier und im folgenden sollen ausschließlich die Zellen sowie Sende- und Empfangsstationen betrachtet werden, die im selben Frequenz- und Zeitschlitz aktiv sind und einen minimalen Abstand zur Referenzzelle haben. Solche Zellen werden als Nachbarzellen bezeichnet. Die Separierung von Signalen verschiedener Frequenz- und Zeitschlitze wird in dieser Arbeit als perfekt angenommen [MG86, Cal88]. Um eine einfache Beschreibung der Signale im betrachteten Zellnetz zu ermöglichen, werden im folgenden einige wichtige Bezeichnungen eingeführt.

Das im Bild 2.1 gezeigte Szenario entspricht der Aufwärtsstrecke eines zellularen Netzes mit Clustergröße  $r = 1$ , bei anderen Clustergrößen ergibt sich aber auch stets ein Ring von 6 Nachbarzellen, vgl. Bild 1.2. Jede Zelle erhält eine Zellnummer  $z$ . Im Mittelpunkt einer jeden Zelle ist eine Basisstation, die der Versorgung der ihr zugeordneten Mobilstationen dient. In jeder Zelle ist eine Anzahl  $K^{(z)}$  aktiver Mobilstationen, die auch Null sein kann. Als aktiv werden Mobilstationen bezeichnet, die zum Beobachtungszeitpunkt eine Funkverbindung mit der ihnen jeweils zugeordneten Basisstation unterhalten. Die Anzahl  $K^{(z)}$  der aktiven Mobilstationen in jeder einzelnen Zelle variiert mit der Zeit. Die zeitlich gemittelte Anzahl aktiver Mobilstationen sei jedoch in jeder Zelle gleich und wird mit

$$\bar{K} = E \{ K^{(z)} \} \quad (2.1)$$

bezeichnet, das heißt, es gebe keine Hot–Spots [Lee89], an denen sich gehäuft Mobilstationen befinden. Nur wenn die Anzahl  $K^{(z)}$  der aktiven Mobilstationen in allen Zellen des Netzes gleich ist, kann man die Anzahl der Mobilstationen einer Zelle vereinfachend mit  $K$  bezeichnen. Die Menge aller zu einem Beobachtungszeitpunkt aktiven Mobilstationen im zellularen Netz wird im folgenden mit  $\mathbb{M}$  bezeichnet. Diese Menge umfaßt

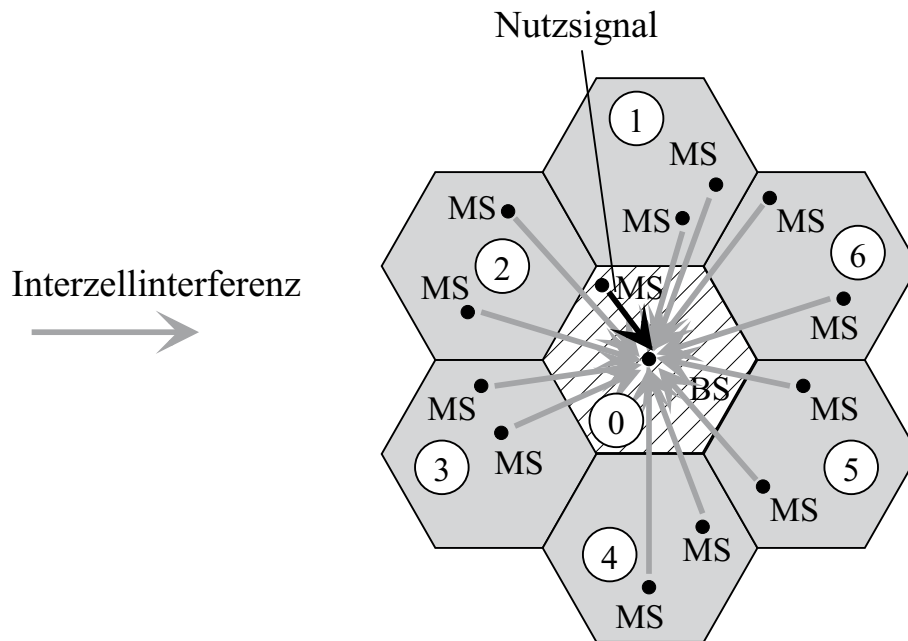


Bild 2.1. Betrachtetes Zellnetz mit Referenzzelle und mit Interzellinterferenzquellen, Aufwärtsstrecke

bei einem unendlich ausgedehnten zellularen Netz unendlich viele Mobilstationen, das heißt

$$|\mathbb{M}| = \infty . \quad (2.2)$$

In Bild 2.1 ist eine als Referenzzelle bezeichnete Zelle mit einem Ring von Nachbarzellen dargestellt. In dieser Dissertation wird ausschließlich die Nachrichtenübertragung in einer solchen Referenzzelle und ihre Beeinflussung durch die Nachrichtenübertragung in umliegenden Nachbarzellen betrachtet. In diesem Szenario ergibt sich die Anzahl an aktiven Mobilstationen zu

$$|\mathbb{M}| = \sum_{z=0}^6 K^{(z)} . \quad (2.3)$$

Man darf die Betrachtungen auf eine Referenzzelle einschränken, da die so erzielten Ergebnisse auch für alle anderen Zellen des unendlich ausgedehnten zellularen Netzes gelten. Zu einem bestimmten Zeitpunkt sind

$$K_{\text{R}} = K^{(0)} \quad (2.4)$$

Mobilstationen in der Referenzzelle aktiv. Die Menge der Mobilstationen in der Referenzzelle wird mit  $\mathbb{M}_{\text{R}}$  bezeichnet. Also gilt

$$|\mathbb{M}_{\text{R}}| = K_{\text{R}} . \quad (2.5)$$

Wenn man die Nachrichtenübertragung zwischen einer Mobilstation der Referenzzelle und der Basisstation dieser Zelle betrachtet, so verursachen die Nachrichtenübertragungen zwischen den übrigen Mobilstationen der Referenzzelle und dieser Basisstation die Intrazellinterferenz. In früheren Arbeiten wurde gezeigt, wie die Intrazellinterferenz durch empfängerseitiges Berücksichtigen bei der Datendetektion eliminiert werden kann [Naß95]. In neueren Arbeiten wurde gezeigt, daß Intrazellinterferenz auch durch geeignete Konstruktion der Sendesignale vermieden werden kann [MBW<sup>+</sup>00]. Die Nachrichtenübertragungen zwischen den Mobilstationen der Nachbarzellen und den diesen zugeordneten Basisstationen verursachen in der Referenzzelle die Interzellinterferenz. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden Verfahren zur Reduktion der Interzellinterferenz betrachtet. Die nicht zur Referenzzelle gehörenden aktiven Mobilstationen werden als Interzellinterferenzquellen bezeichnet. Die zu untersuchenden Verfahren zur Interzellinterferenzreduktion basieren, ähnlich wie die Verfahren zur Elimination der Intrazellinterferenz, auf einem Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen bei der Empfangssignalverarbeitung. Es ist jedoch nicht möglich, alle Interzellinterferenzquellen zu berücksichtigen, da dies sehr viele sind. Vielmehr kann man nur eine Teilmenge von  $K_B$  relevanten Interzellinterferenzquellen in die Interzellinterferenzreduktion einbeziehen.

Die folgenden Betrachtungen gelten für die Aufwärtsstrecke. Diese Beschränkung ist gerechtfertigt, weil die Aufwärtsstrecke im Vergleich mit der Abwärtsstrecke der kompliziertere Fall ist. In der Abwärtsstrecke sind lediglich die Basisstationen der anderen Zellen die Quellen der Interzellinterferenz. Da der Funkfeldgewinn mit zunehmender Entfernung stark abfällt [Ste96], liefern nur die Basisstationen der zur Referenzzelle benachbarten Gleichkanalzellen einen signifikanten Beitrag zur Interzellinterferenzleistung. In den meisten Fällen gibt es in der Abwärtsstrecke nur eine einzige relevante Interzellinterferenzquelle [Ste96]. Wesentlich komplizierter ist das Interzellinterferenzszenario in der Aufwärtsstrecke. Hier sind die Mobilstationen der anderen Zellen die Quellen der von der Basisstation der Referenzzelle empfangenen Interzellinterferenz. Zumindest die Mobilstationen der sechs Nachbarzellen kommen als relevante Interzellinterferenzquellen in Betracht. Da in jeder Zelle im Mittel mehrere Mobilstationen sind, gibt es in der Aufwärtsstrecke im Vergleich zur Situation in der Abwärtsstrecke sehr viele Interzellinterferenzquellen. Zum Beispiel folgt aus  $K = 8$ , was ein typischer Wert für die Anzahl der aktiven Mobilstationen in einer Zelle in einem TD-CDMA-Mobilfunksystem ist, daß man in ungünstigen Fällen mit bis zu  $K \cdot 6 = 48$  relevanten Interzellinterferenzquellen rechnen muß. Bild 2.1 veranschaulicht die Zusammensetzung der Interzellinterferenz in der Aufwärtsstrecke für den Fall, daß in jeder Zelle  $K$  gleich zwei Mobilstationen sind und daß nur die Mobilstationen des ersten Rings von Gleichkanalzellen, also der Nachbarzellen, relevante Beiträge zur von der Basis-

station der Referenzzelle empfangenen Interzellinterferenzleistung liefern. Die sechs Nachbarzellen seien entgegen dem Uhrzeigersinn mit  $z = 1$  bis 6 durchnummeriert. Die Referenzzelle erhält in diesem Schema die Nummer  $z = 0$ .

Die Menge  $\mathbb{M}_I$  aller Interzellinterferenzquellen besteht, da die Aufwärtsstrecke betrachtet wird, aus den Mobilstationen aller Zellen außer jenen der Referenzzelle. Sie hat die Mächtigkeit  $K_I$ . Mit der Menge  $\mathbb{M}$  aller Mobilstationen gilt also

$$\mathbb{M}_I = \mathbb{M} \setminus \mathbb{M}_R . \quad (2.6)$$

Bei der Interzellinterferenzreduktion werden  $K_B$  Mobilstationen in den Detektionsprozeß zusätzlich zu den  $K_R$  Mobilstationen der Referenzzelle miteinbezogen. Die Teilmenge der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen ist  $\mathbb{M}_B$ , und es gilt

$$|\mathbb{M}_B| = K_B \leq K_I . \quad (2.7)$$

Bei der Empfangssignalverarbeitung in der Basisstation der Referenzzelle werden also insgesamt die Teilnehmersignale von

$$K_{\text{ges}} = K_R + K_B \quad (2.8)$$

Mobilstationen berücksichtigt. Mit der Zellnumerierung aus Bild 2.1 folgt

$$K_R = K^{(0)} \quad (2.9)$$

und bei ausschließlicher Betrachtung der sechs Nachbarzellen

$$K_I = \sum_{z=1}^6 K^{(z)} . \quad (2.10)$$

## 2.2 Zusammensetzung der Interzellinterferenz nach Interferenzquellen

Zum Untersuchen und Bewerten von Konzepten zur Interzellinterferenzreduktion benötigt man Aussagen über Stärke und Zusammensetzung der Interzellinterferenz. Da ausschließlich die Aufwärtsstrecke betrachtet wird, interessiert man sich nur für die Empfangsleistungen der von den Mobilstationen der Referenzzelle herrührenden Signale und die Empfangsleistungen der von den Interzellinterferenzquellen, also den Mobilstationen der übrigen Zellen, herrührenden Signale am Ort der Basisstation der Referenzzelle.



Im folgenden werden Bezeichnungen für die an der Basisstation der Referenzzelle auftretenden Empfangsleistungen eingeführt. Jede Mobilstation erhält hierzu eine Nummer

$$m \in \{1 \dots |\mathbb{M}|\} . \quad (2.11)$$

Die Funktion  $\zeta(m)$  liefert die Nummer  $z$  der Zelle, der die Mobilstation  $m$  zugeordnet ist:

$$z = \zeta(m) . \quad (2.12)$$

Die von der Mobilstation  $m$  an der Basisstation der Referenzzelle herrührende Empfangsleistung wird mit  $R^{(m)}$  bezeichnet. Die gesamte empfangene Interzellinterferenzleistung an der Basisstation der Referenzzelle ist folglich

$$I = \sum_{\{\forall m|m \in \mathbb{M}_I\}} R^{(m)} . \quad (2.13)$$

Die berücksichtigte Interzellinterferenzleistung ist

$$I_B = \sum_{\{\forall m|m \in \mathbb{M}_B\}} R^{(m)} . \quad (2.14)$$

Die nach vollständigem Eliminieren der berücksichtigten  $K_B$  Interzellinterferenzquellen verbleibende Interzellinterferenzleistung ist

$$I_{\text{rest}} = I - I_B = \sum_{\{\forall m|m \in \mathbb{M}_I \setminus \mathbb{M}_B\}} R^{(m)} . \quad (2.15)$$

Der Übersichtlichkeit halber werden noch die Interferenzleistung

$$I^{(m)} = R^{(m)} , \text{ falls } m \in \mathbb{M}_I , \quad (2.16)$$

einer einzelnen Interzellinterferenzquelle und die von einer Mobilstation der Referenzzelle herrührende Empfangsleistung

$$C^{(m)} = R^{(m)} , \text{ falls } m \in \mathbb{M}_R , \quad (2.17)$$

eingeführt. Die Symbole  $I^{(m)}$  und  $C^{(m)}$  gelten jeweils nur für Werte  $m$ , die Interzellinterferenzquellen beziehungsweise Mobilstationen der Referenzzelle bezeichnen und sind für andere Wertebereiche von  $m$  nicht definiert. Die mittlere von einer Mobilstation der Referenzzelle herrührende Empfangsleistung wird im folgenden mit

$$C = \underset{\{\forall m|m \in \mathbb{M}_R\}}{\text{E}} \{C^{(m)}\} \quad (2.18)$$

bezeichnet.

Die Empfangsleistungen  $R^{(m)}$ ,  $m \in \mathbb{M}$ , werden durch die beiden folgenden Einflußgrößen bestimmt:

- Sendeleistungen  $T^{(m)}$ ,  $m \in \mathbb{M}$ , der Mobilstationen, gegeben durch die Zuordnung der Mobilstationen zu Basisstationen und die Art der Leistungsregelung.
- Momentane Funkfeldgewinne  $g_{\text{mom}}^{(m)}$  der Mobilfunkkanäle zwischen der Basisstation der Referenzzelle und den Mobilstationen  $m$ .

Der Funkfeldgewinn  $g_{\text{mom}}^{(m)}$  ist aufgrund der Bewegung der Mobilstationen zeitvariant [Pap91, Wha71, Par92]. Man unterscheidet zwei Ursachen der Zeitvarianz des Funkfeldgewinns  $g_{\text{mom}}^{(m)}$ :

- Einen langsam zeitvarianten Anteil, dessen Zeitvarianz durch sich ändernde Abschattungsverhältnisse zustandekommt [Ste92, KW90, Hoe92, Lor85, Par92], und
- einen schnell zeitvarianten Anteil, dessen Zeitvarianz durch die Mehrwegeausbreitung und Dopplerverschiebungen zustandekommt [Ste92, Hoe92, Lor85, Par92].

Im langsam zeitvarianten Anteil äußert sich der langsame Schwund oder Lognormal-Schwund [Ste92]. Im schnell zeitvarianten Anteil äußert sich der schnelle Schwund oder Rayleigh-Schwund [Ste92]. Da eine Änderung der Zuordnung der Mobilstationen zu den Basisstationen und die Leistungsregelung nur relativ langsam erfolgen, kann beim Zuordnen der Mobilstationen zu den Basisstationen und beim Einstellen der Sendeleistungen  $T^{(m)}$  im allgemeinen nur der langsame Schwund berücksichtigt werden. Im folgenden wird das Zellnetz immer nur für kurze Zeitabschnitte betrachtet, in denen sich die Menge der aktiven Mobilstationen  $\mathbb{M}$ , die Sendeleistungen  $T^{(m)}$  sowie die Zuordnung der Mobilstationen zu den Basisstationen nicht ändern und der langsame Schwund nicht zu einer Änderung der Funkfeldgewinne  $g_{\text{mom}}^{(m)}$  führt. Jeder dieser Zeitabschnitte entspricht einem Interferenzszenario. Einzig die Kanalimpulsantworten ändern sich während der betrachteten kurzen Zeitabschnitte, so daß es zu Änderungen der Funkfeldgewinne  $g_{\text{mom}}^{(m)}$  durch den schnellen Schwund kommt. Der Erwartungswert der Empfangsleistung einer Mobilstation in einem bestimmten Interferenzszenario, um den die momentane Empfangsleistung  $R^{(m)}$  aufgrund des schnellen Schwundes fluktuiert, wird mit  $\text{E} \{R^{(m)}\}$  bezeichnet. Mit dem nur durch den langsamen Schwund gegebenen mittleren Funkfeldgewinn  $g^{(m)}$  in einem Interferenzszenario und mit der Sendeleistung  $T^{(m)}$  gilt

$$\text{E} \{R^{(m)}\} = g^{(m)} \cdot T^{(m)}, m \in \mathbb{M} . \quad (2.19)$$

Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen wird folgendes Modell nach [Ste96] für das Zustandekommen der Empfangsleistungen  $R^{(m)}$  verwendet:

- Die Mobilstationen werden immer derjenigen Basisstation zugeordnet, zu der der mittlere Funkfeldgewinn  $g^{(m)}$ , das heißt, der auf dem langsamen Schwund beruhende Anteil des Funkfeldgewinns, am größten ist. Aufgrund des schnellen Schwundes kann es vorkommen, daß der momentane Funkfeldgewinn von einer Mobilstation zu einer anderen Basisstation kurzzeitig größer ist als der momentane Funkfeldgewinn zu der Basisstation, der die Mobilstation zugeordnet ist.
- Die Sendeleistungen  $T^{(m)}$  der Mobilstationen werden mit einer langsamen Leistungsregelung so eingestellt, daß sich für alle Mobilstationen die gleiche mittlere Empfangsleistung

$$C = \text{const.} \quad (2.20)$$

an der jeweiligen zugeordneten Basisstation ergibt [Ste96]. Das heißt, die Empfangsleistungen der Mobilstationen an der zugeordneten Basisstation fluktuieren nur noch aufgrund des schnellen Schwundes. Der Einfluß des langsamen Schwundes sei vollständig ausgeglet. Andererseits wird durch die Leistungsregelung die Varianz der Interzellinterferenzleistungen aufgrund des langsamen Schwundes verdoppelt [Ste96].

- Der mittlere, auf dem langsamen Schwund basierende Funkfeldgewinn  $g^{(m)}$  ist in der Realität häufig zumindest annähernd eine lognormal-verteilte Zufallsgröße [Par92, Ste92]. In der vorliegenden Arbeit wird davon ausgegangen, daß  $g^{(m)}$  einer solchen Verteilung genügt. Die Größe

$$G^{(m)} = 10 \log_{10} (g^{(m)}) \quad , m \in \mathbb{M} \quad (2.21)$$

sei also normalverteilt.  $G^{(m)}$  hat den Mittelwert  $\overline{G}^{(m)}$  und die Standardabweichung  $\sigma_G$ . Mit dem Dämpfungsexponenten  $\alpha$  [Lee91, Par92, Ste92], dem Abstand  $\rho^{(m)}$  zwischen Mobilstation  $m$  und der Basisstation, den Höhen  $h_T^{(m)}$  und  $h_R$  von Sende- beziehungsweise Empfangsantenne über Grund und den Antennengewinnen  $g_T^{(m)}$  und  $g_R$  von Sende- beziehungsweise Empfangsantenne kann der Mittelwert  $\overline{G}^{(m)}$  durch

$$\overline{G}^{(m)} = -\alpha 10 \log_{10} \left( \frac{\rho^{(m)}}{h_T^{(m)} h_R} \right) + 10 \log_{10} (g_T^{(m)} g_R) \quad , m \in \mathbb{M} \quad (2.22)$$

beschrieben werden [Ste96, Lee80, Par92, Ste92].

Im Gegensatz zur Freiraumausbreitung, bei der  $\alpha = 2$  gilt, ist  $\alpha = 4$  ein realistischer Wert für den Dämpfungsexponenten in Mobilfunkszenarien mit indirekter Ausbreitung der Funkwellen zum Beispiel durch Reflexionen

[Lee91, Par92, Ste92]. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion von  $G^{(m)}$  ist [Ste96, Wha71, Pap91]

$$p_G(G^{(m)}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_G} \exp\left(-\frac{\left(G^{(m)} - \overline{G}^{(m)}\right)^2}{2\sigma_G^2}\right). \quad (2.23)$$

Hieraus folgt die Lognormal-Verteilung [Ste96, Lee80, Par92, Ste92]

$$p_g(g^{(m)}) = \frac{\frac{\ln 10}{10}}{\sqrt{2\pi}\sigma_G g^{(m)}} \exp\left(-\frac{\left(\frac{\ln 10}{10} \ln(g^{(m)}) - \overline{G}^{(m)}\right)^2}{2\sigma_G^2}\right). \quad (2.24)$$

Der Erwartungswert des mittleren Funkfeldgewinns  $g^{(m)}$  ist

$$E\{g^{(m)}\} = \exp\left(\frac{\ln 10}{10} \overline{G}^{(m)} + \left(\frac{\ln 10}{10}\right)^2 \frac{\sigma_G^2}{2}\right). \quad (2.25)$$

- Sowohl die Kanalimpulsantwort als auch der schnelle Schwund werden durch die üblichen, auf der Überlagerung von über mehrere Pfade übertragenen Signalen mit unterschiedlichen Dopplerfrequenzen basierenden Kanalmodelle beschrieben. Es werden sowohl COST207-Kanalmodelle [COS89] als auch ITU-Kanalmodelle [ETS97] verwendet.

Für den Erwartungswert der von den Mobilstationen der Referenzzelle herrührenden Empfangsleistungen gilt aufgrund des angewendeten Prinzips der Leistungsregelung

$$E\{C^{(m)}\} = \text{const.} = C, \text{ für } m \in \mathbb{M}_R. \quad (2.26)$$

Die Interferenzleistungen der Interzellinterferenzquellen  $I^{(m)}$  nach (2.16) fluktuieren in einem speziellen Interferenzszenario aufgrund des schnellen Schwundes um einen durch langsamen Schwund und Art der Leistungsregelung bestimmten interferenzquellenspezifischen Erwartungswert  $E\{I^{(m)}\}$ . Dieser Erwartungswert  $E\{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistung einer Interzellinterferenzquelle ist in jedem betrachteten Interferenzszenario und von Interzellinterferenzquelle zu Interzellinterferenzquelle unterschiedlich und kann als Zufallsvariable betrachtet werden. Für jedes betrachtete Interferenzszenario müssen die Erwartungswerte der Interferenzleistungen  $E\{I^{(m)}\}$ ,  $m \in \mathbb{M}_I$ , aller Interzellinterferenzquellen bestimmt werden.

Bei den folgenden Betrachtungen ist es erforderlich, zwischen den verschiedenen Hierarchien der Mittelwertbildung zu unterscheiden. Zunächst kann man Schnappschüsse

der Beobachtungsvariablen, zum Beispiel einer Empfangsleistung  $I^{(m)}$ , betrachten. Da man den Mobilfunkkanal für die Dauer eines Bursts in guter Näherung als zeitinvariant ansehen kann, gilt eine solche Momentaufnahme einer Beobachtungsvariablen  $I^{(m)}$  in der Regel für die Dauer eines Bursts, kann also nicht nur einem Zeitpunkt, sondern auch einem Zeitintervall von der Dauer eines Bursts zugeordnet werden. Bei einer ersten Mittelwertbildung kann man den Erwartungswert  $E\{I^{(m)}\}$  der Beobachtungsvariablen bezüglich verschiedener, sich durch den schnellen Schwund unterscheidender Kanalzustände bilden. Es wird also eine Mittelung über die sich bei verschiedenen Kanalimpulsantworten ergebenden Beobachtungsvariablen  $I^{(m)}$  durchgeführt, wobei eine einzige Situation bezüglich des langsamen Schwundes, der Menge der aktiven Mobilstationen  $\mathbb{M}$ , der Sendeleistungen  $T^{(m)}$  und der Zuordnung der Mobilstationen zu den Basisstationen betrachtet wird. Der Erwartungswert  $E\{I^{(m)}\}$  der Beobachtungsvariablen gilt also für ein einziges, durch

- Menge der aktiven Mobilstationen  $\mathbb{M}$ ,
- Sendeleistungen  $T^{(m)}$ ,
- Zuordnung der Mobilstationen zu den Basisstationen und
- mittlere Funkfeldgewinne  $g^{(m)}$

charakterisiertes Interferenzszenario.

In einem weiteren Schritt kann man Mittelwerte  $\overline{E\{I^{(m)}\}}$  der Beobachtungsvariablen über mehrere Interferenzszenarien bilden. Es ist nicht sinnvoll, über beliebige verschiedene Interferenzszenarien, mit zum Beispiel verschiedenen Clustergrößen  $r$ , zu mitteln. Im folgenden werden nur Mittelwerte über solche Interferenzszenarien betrachtet, die sich in einem einzigen Mobilfunksystem zu verschiedenen Zeitpunkten ergeben können. Es handelt sich also um verschiedene Interferenzszenarien in einem einzigen Mobilfunkszenario. Der Mittelwert  $\overline{E\{I^{(m)}\}}$  gilt folglich für ein einziges, durch

- Clustergröße  $r$ ,
- mittlere Teilnehmeranzahl  $\overline{K}$  je Zelle,
- Dämpfungsexponenten  $\alpha$  und
- Standardabweichung des langsamen Schwundes  $\sigma_G$

charakterisiertes Mobilfunkszenario. Aufgrund der langsam zeitvarianten Menge der aktiven Mobilstationen  $\mathbb{M}$ , der Bewegung der Mobilstationen und des langsamen Schwundes ergeben sich in einem Mobilfunkszenario zu verschiedenen Zeitpunkten verschiedene Interferenzszenarien. In einem Interferenzszenario fluktuieren die Empfangsleistungen nur noch aufgrund des schnellen Schwundes. Die verschiedenen Hierarchien der Mittelwertbildung werden in Bild 2.2 nochmals verdeutlicht.

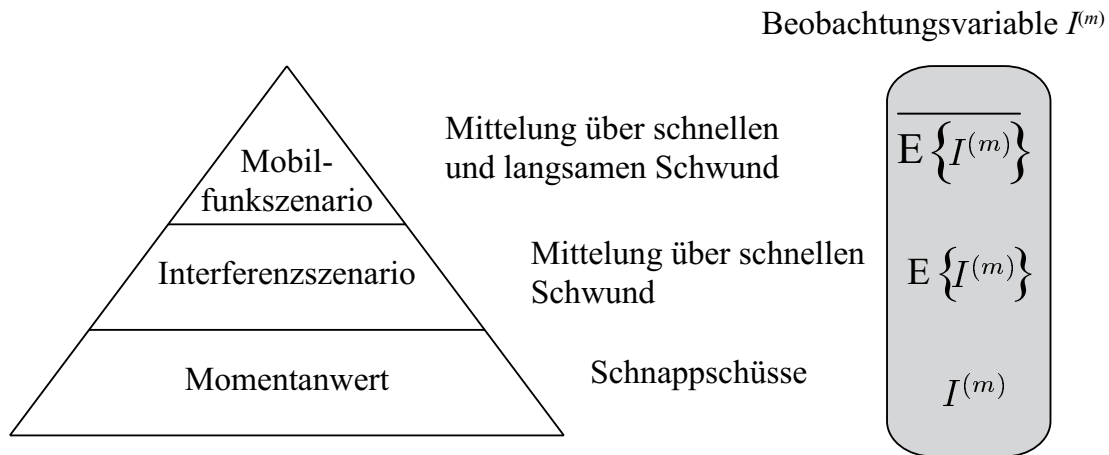


Bild 2.2. Hierarchie der Mittelwertbildung

Im Rahmen der in [Ste96] beschriebenen Arbeiten wurden als Interferenzstatistiken bezeichnete Tabellen angelegt, in denen die auf  $C$  nach (2.20) normierten Erwartungswerte der Interferenzleistungen  $E\{I^{(m)}\}$  der 48 stärksten Interzellinterferenzquellen für 15.000 verschiedene Interferenzszenarien abgelegt sind. Für die im Rahmen dieser Dissertation durchgeführten Simulationen konnten diese Ergebnisse verwendet werden, da die 48 stärksten Interzellinterferenzquellen praktisch die gesamte empfangene Interzellinterferenzleistung  $I$  verursachen.

Charakteristisch für die Interferenzstatistiken ist, daß eine geringe Teilmenge der Interzellinterferenzquellen einen großen Anteil der gesamten empfangenen Interzellinterferenzleistung  $I$  nach (2.13) verursacht. Bild 2.3 verdeutlicht dies für ein durch Clustergröße  $r$ , mittlere Teilnehmeranzahl  $\bar{K}$  je Zelle, Dämpfungsexponenten  $\alpha$  und Standardabweichung  $\sigma_G$  des langsamen Schwundes charakterisiertes Mobilfunkszenario. Bild 2.3 basiert auf in [Ste96] wiedergegebenen Simulationsergebnissen. In jedem Mobilfunkszenario können sich zu verschiedenen Zeitpunkten aufgrund der langsam zeitvarianten Menge  $\mathbb{M}$  der aktiven Mobilstationen, des langsamen Schwundes der Funkfeldgewinne  $g^{(m)}$  und der sich daraus ergebenden Sendeleistungen  $T^{(m)}$  und Zuordnungen der Mobilstationen zu den Basisstationen verschiedene Interferenzszenarien ergeben. In Bild 2.3 ist dargestellt, welchen Anteil an der gesamten Interzellinterferenzleistung  $I$

die  $\nu$ -stärkste Interzellinterferenzquelle im Mittel über die zu einem Mobilfunkszenario gehörenden Interferenzszenarien verursacht. Neben der Erwartungswertbildung für ein Interferenzszenario erfolgt hier eine weitere Mittelung über verschiedene zu einem Mobilfunkszenario gehörende Interferenzszenarien. Erst diese weitere Mittelung über Interferenzszenarien erlaubt allgemeingültige Aussagen, da ein einzelnes Interferenzszenario prinzipiell noch untypische Eigenschaften haben kann. Der Mittelwert über verschiedene Interferenzszenarien eines Mobilfunkszenarios wird durch Überstreichen gekennzeichnet. Die mittlere Interferenzleistung der  $\nu$ -stärksten Interzellinterferenzquelle in einem bestimmten Mobilfunkszenario ist mit der Funktion  $\xi$

$$m = \xi(\nu) , \quad (2.27)$$

die die Mobilstationsnummer  $m$  der  $\nu$ -stärksten Interzellinterferenzquelle liefert,  $\overline{E \{I^{(\xi(\nu))}\}}$ . Die Simulationsergebnisse rechtfertigen im nachhinein die im vorhergehenden Abschnitt 2.1 eingeführte Beschränkung auf wenige berücksichtigte Interzellinterferenzquellen in der Menge  $\mathbb{M}_B$  bei der Empfangssignalverarbeitung der Basisstation. Schon bei Berücksichtigung von weniger als zehn Interzellinterferenzquellen erfaßt man weit über 50% der gesamten Interzellinterferenzleistung  $I$ .

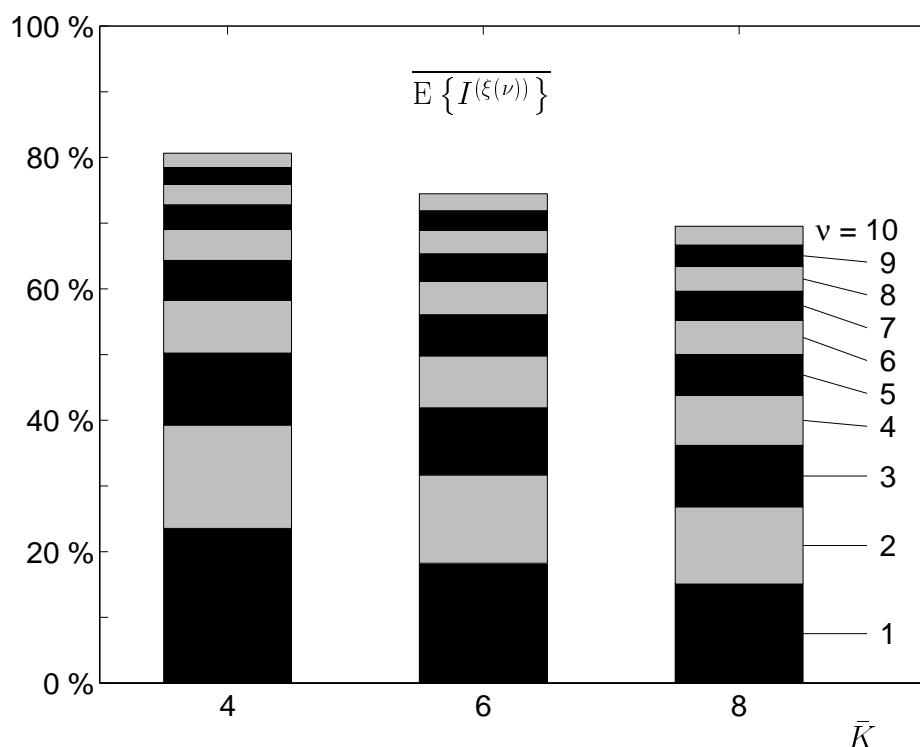


Bild 2.3. Durch Simulation gewonnener mittlerer Beitrag  $\overline{E \{I^{(\xi(\nu))}\}}$  des  $\nu$ -stärksten relativen Beitrags  $I^{(\xi(\nu))}$  zur Interzellinterferenz  $I$  nach [Ste96] für  $r = 1$ ,  $\alpha = 3, 6$  und  $\sigma_G = 8\text{dB}$

Neben der Aufteilung der Interzellinterferenzleistung  $I$  auf die einzelnen Interzellinterferenzquellen interessiert auch das Verhältnis der gesamten Interzellinterferenzleistung zur mittleren Empfangsleistung  $C$  einer Mobilstation der Referenzzelle. In Tabelle 2.1 sind die relativen mittleren Interzellinterferenzleistungen  $\overline{E}\{I\}$  für verschiedene Mobilfunkszenarien aufgelistet. Man erkennt, daß die mittlere Interzellinterferenzleistung

Tabelle 2.1. Gesamte mittlere Interzellinterferenzleistung  $\overline{E}\{I\}$  für  $\alpha = 3,6$ ;  $\sigma_G = 8\text{dB}$ ; Aufwärtsstrecke und  $C = \text{konst.}$

$\overline{K}$	$r = 1$	$r = 3$	$r = 4$	$r = 7$
1	0,6778	0,1194	0,0718	0,0252
2	1,3663	0,2418	0,1434	0,0510
3	2,0452	0,3662	0,2156	0,0772
4	2,6898	0,4840	0,2858	0,1016
5	3,3075	0,6047	0,3551	0,1244
6	3,9291	0,7111	0,4220	0,1479
7	4,4970	0,8250	0,4858	0,1701
8	5,0769	0,9335	0,5584	0,1926

$\overline{E}\{I\}$  proportional zur mittleren Mobilstationsanzahl  $\overline{K}$  je Zelle ist. Es ist also sinnvoll, eine zellulare Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  zu definieren, die die von einer Mobilstation je Zelle verursachte, auf die mittlere Empfangsleistung  $C$  einer Mobilstation der Referenzzelle bezogene Interzellinterferenzleistung liefert [BWW99b]. Der Wert der zellularen Interferenzfunktion hängt u. a. ab von

- der Clustergröße  $r$ ,
- dem Dämpfungsexponenten  $\alpha$  und
- der Standardabweichung  $\sigma_G$  des langsamen Schwundes.

Tabelle 2.2 enthält typische Werte für die zellulare Interferenzfunktion. Die Werte basieren auf früheren Simulationen [Ste96]. Die mittlere Interzellinterferenzleistung ergibt sich zu

$$\overline{E}\{I\} = \overline{K} \cdot C \cdot f(r, \alpha, \sigma_G) . \quad (2.28)$$



Tabelle 2.2. Zellulare Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  für  $\alpha = 4$ ;  $\sigma_G = 8$  dB; Aufwärtsstrecke;  $C = \text{konst.}$  [Ste96]

$r$	1	3	4	7
$f(r, \alpha, \sigma_G)$	0,57	0,09	0,05	0,016

## 2.3 C/I–Statistiken

Bei Untersuchungen der Empfangssignalverarbeitung der Basisstation ist neben der von einer Interzellinterferenzquelle herrührenden Empfangsleistung  $I^{(m)}$  auch von Interesse, zu welcher Zelle die Interzellinterferenzquelle gehört, da Mittambelcodes und CDMA–Codes in der Regel zellspezifisch sind. Für die folgenden Betrachtungen seien die Interzellinterferenzquellen nach abfallender Stärke, das heißt, absteigend bezüglich  $E \{I^{(m)}\}$  sortiert. Die Menge der  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen wird im folgenden mit  $\mathbb{M}_\nu$  bezeichnet. Eine einfache, realitätsnahe Vorgehensweise zum Zuordnen von Interzellinterferenzquellen zu Zellen besteht darin, alle Interzellinterferenzquellen auf die sechs Nachbarzellen  $z = 1 \dots 6$  gleichmäßig zu verteilen. Die Zellnummer  $z$  der  $\nu$ –stärksten Interzellinterferenzquelle sei

$$z = (\nu - 1) \bmod 6 + 1, \quad (2.29)$$

das heißt, die stärkste Interzellinterferenzquelle wird Zelle 1 zugeordnet, die zweitstärkste Interzellinterferenzquelle wird Zelle 2 zugeordnet und so weiter. Es gibt also keine Zelle, deren Mobilstationen einen besonders hohen Beitrag zur gesamten Interzellinterferenzleistung liefern, indem sich dort Interzellinterferenzquellen ähnlicher Stärke konzentrieren.

Wenn die geographische Position jeder einzelnen Mobilstation im Zellnetz unabhängig von den Positionen der anderen Mobilstationen ist und sich folglich auch für jedes Interferenzszenario eine zufällige Anzahl von Mobilstationen in jeder Zelle ergibt, so ist der Erwartungswert der von einer bestimmten Interzellinterferenzquelle  $m \in \mathbb{M}_I$  erzeugten Interferenzleistung  $E \{I^{(m)}\}$  statistisch unabhängig von den Erwartungswerten der von anderen Interzellinterferenzquellen  $m' \in \mathbb{M}_I, m' \neq m$ , erzeugten Interferenzleistungen  $E \{I^{(m')}\}$ . Der Erwartungswert der Interferenzleistung  $E \{I^{(m)}\}$  einer Interzellinterferenzquelle ist die Interferenzleistung, die diese Interzellinterferenzquelle in einem bestimmten Interferenzszenario im Mittel erzeugt, das heißt, es erfolgt eine Mittelung über den schnellen Schwund. In verschiedenen Interferenzszenarien, das heißt,

bei verschiedenen geographischen Positionen der Interzellinterferenzquelle, verschiedenen Sendeleistungen  $T^{(m)}$  der Interzellinterferenzquelle und verschiedenen Situationen bezüglich des langsamen Schwundes ergeben sich unterschiedliche Erwartungswerte der Interferenzleistung  $E \{I^{(m)}\}$ . Der Erwartungswert der von einer bestimmten Interzellinterferenzquelle erzeugten Interferenzleistung  $E \{I^{(m)}\}$  ist also eine zufällige Größe, deren Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion man prinzipiell angeben kann. Für alle Interzellinterferenzquellen gilt, falls man die geographische Position der Interzellinterferenzquelle im Zellnetz als rein zufällig ansieht, die gleiche Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Erwartungswert der erzeugten Interferenzleistung  $E \{I^{(m)}\}$ .

Eine Vorgehensweise zum simulativen Erzeugen eines Interferenzszenarios besteht folglich darin, die Erwartungswerte der von den einzelnen Interzellinterferenzquellen verursachten Interferenzleistungen  $E \{I^{(m)}\}$  gemäß einer für das Mobilfunkszenario charakteristischen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion auszuwürfeln. Ein Problem bei diesem Ansatz besteht darin, daß es in einem realen Zellnetz theoretisch unendlich viele Interzellinterferenzquellen gibt, die aber fast alle nur eine minimale Interferenzleistung verursachen. Deshalb werden im folgenden zum simulativen Erzeugen eines Interferenzszenarios wieder nur die 48 stärksten Interzellinterferenzquellen entsprechend dem Szenario aus Abschnitt 2.1 betrachtet. Man benötigt dann die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Erwartungswert der verursachten Interferenzleistung  $E \{I^{(m)}\}$  unter der Bedingung, daß die Interzellinterferenzquelle  $m \in \mathbb{M}_I$  eine der  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen ist. Die Menge der  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen wird im folgenden mit  $\mathbb{M}_\nu$  bezeichnet. Ein realistisches Interferenzszenario erhielte man dann, wenn man die Erwartungswerte der Interferenzleistungen  $E \{I^{(m)}\}$  von  $\nu$  Interzellinterferenzquellen gemäß dieser bedingten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion auswürfelt. Die Bilder 2.4 bis 2.6 zeigen bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für den Erwartungswert  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistung  $I^{(m)}$  einer der  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen. Die Bilder 2.4 bis 2.6 basieren auf in früheren Simulationen erstellten Tabellen [Ste96]. Jedes Bild repräsentiert ein anderes Mobilfunkszenario. Man erkennt, daß der Erwartungswert  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistung  $I^{(m)}$  einer Interzellinterferenzquelle nie größer als der Erwartungswert  $C$  der Empfangsleistung einer Mobilstation der Referenzzelle werden kann. Dies liegt daran, daß die Mobilstationen immer derjenigen Basisstation zugeordnet werden, zu der der mittlere Funkfeldgewinn  $g^{(m)}$  am größten ist. Der Erwartungswert  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistung  $I^{(m)}$  einer Interzellinterferenzquelle kann also nie größer als der Erwartungswert  $C$  der Empfangsleistung einer Mobilstation der Referenzzelle werden, da die Interzellinterferenzquelle sonst der Basisstation der Referenzzelle zugeordnet werden müßte. Weiterhin erkennt man, daß die Kurven zu kleineren Erwartungswerten  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistungen  $I^{(m)}$  hin zunächst ansteigen. Dies verdeutlicht nochmals, daß es wenige starke,

aber sehr viele schwache Interzellinterferenzquellen gibt. Die Kurven beginnen jedoch erst bei einem bestimmten minimalen Erwartungswert  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistung  $I^{(m)}$  und steigen zu größeren Erwartungswerten  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistungen  $I^{(m)}$  hin zunächst sehr stark an. Dies liegt daran, daß Interzellinterferenzquellen, deren Erwartungswerte  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistung  $I^{(m)}$  unter einer bestimmten Schwelle liegen, nur sehr selten unter den  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen sind. Wenn man mehr Interzellinterferenzquellen berücksichtigt, das heißt ein größeres  $\nu$  wählt, so beginnen die Kurven schon bei geringeren Erwartungswerten  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistung  $I^{(m)}$ . Bei großen Erwartungswerten  $E \{I^{(m)}\}$  der Interferenzleistung  $I^{(m)}$  ändert sich der Verlauf der Kurven, abgesehen von einem aus der Normierung der Fläche unter der Kurve auf eins resultierenden Skalierungsfaktor, bei Berücksichtigen von mehr Interzellinterferenzquellen nur unwesentlich, da die besonders starken Interzellinterferenzquellen auch bei einer kleineren Anzahl  $\nu$  betrachteter Interzellinterferenzquellen erfaßt werden. Beim Vergleich der zu verschiedenen Mobilfunkszenarien gehörenden Bilder 2.4 bis 2.6 erkennt man folgendes:

- Bei zunehmender mittlerer Mobilstationsanzahl  $\bar{K}$  je Zelle verursachen die  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen mehr Interferenzleistung. Dies liegt daran, daß die  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen bei größerer mittlerer Mobilstationsanzahl  $\bar{K}$  je Zelle und damit höherer Mobilstationsdichte in der Regel näher bei der Referenzzelle sind.
- Bei zunehmender Clustergröße  $r$  nimmt die von den  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen verursachte Interferenzleistung ab. Dies liegt daran, daß die Interzellinterferenzquellen bei größerer Clustergröße  $r$  weiter von der Referenzzelle entfernt sind.
- Besonders starke Interzellinterferenzquellen treten bei kleineren Clustergrößen  $r$  häufiger auf.

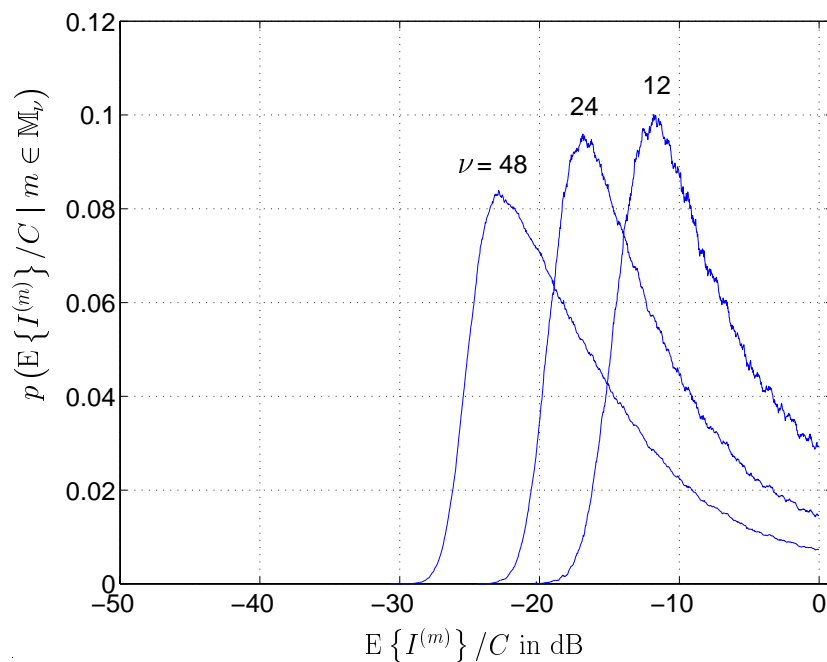


Bild 2.4. Durch Simulation gewonnene bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $p(\mathbb{E}\{I^{(m)}\} \mid m \in \mathbb{M}_\nu)$  des Erwartungswerts der Interferenzleistung  $\mathbb{E}\{I^{(m)}\}$  einer der  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen für  $r = 1$ ,  $\alpha = 3, 6$ ,  $\sigma_G = 8\text{dB}$ ,  $\overline{K} = 4$ ; Parameter:  $\nu$

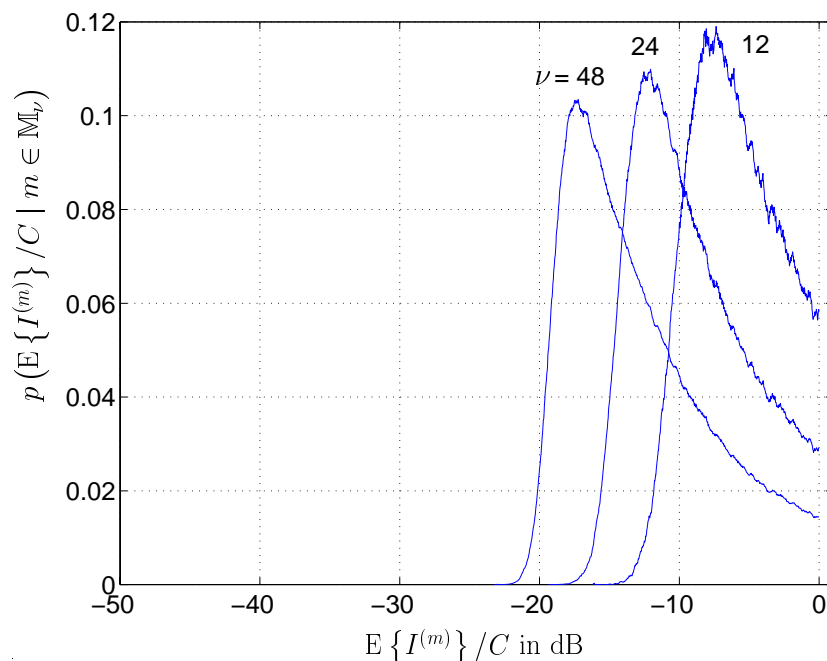


Bild 2.5. Durch Simulation gewonnene bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $p(\mathbb{E}\{I^{(m)}\} \mid m \in \mathbb{M}_\nu)$  des Erwartungswerts der Interferenzleistung  $\mathbb{E}\{I^{(m)}\}$  einer der  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen für  $r = 1$ ,  $\alpha = 3, 6$ ,  $\sigma_G = 8\text{dB}$ ,  $\overline{K} = 8$ ; Parameter:  $\nu$

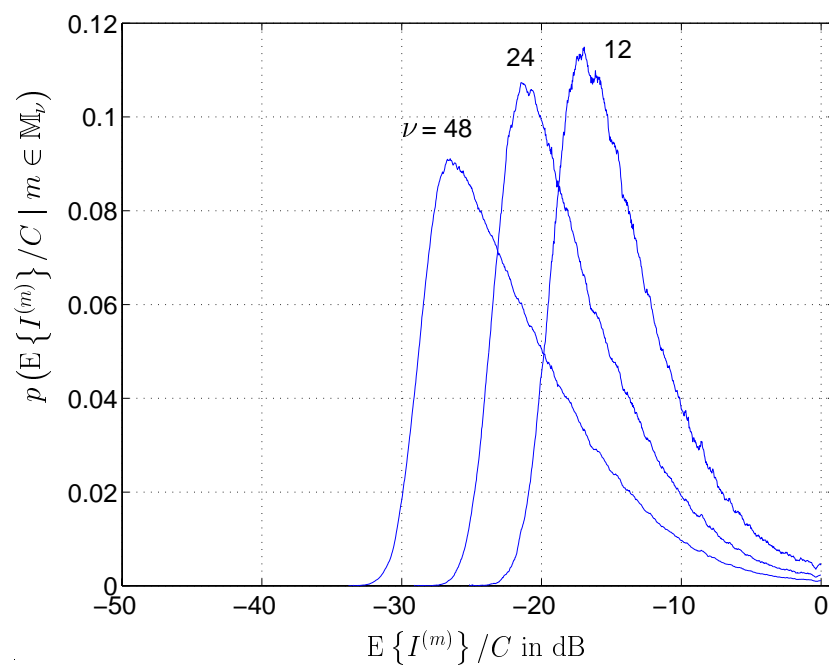


Bild 2.6. Durch Simulation gewonnene bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $p(E\{I^{(m)}\} | m \in \mathbb{M}_\nu)$  des Erwartungswerts der Interferenzleistung  $E\{I^{(m)}\}$  einer der  $\nu$  stärksten Interzellinterferenzquellen für  $r = 3$ ,  $\alpha = 3, 6$ ,  $\sigma_G = 8\text{dB}$ ,  $\bar{K} = 8$ ; Parameter:  $\nu$

## Kapitel 3

# Grundprobleme bei der Interzellinterferenzreduktion

### 3.1 Vorbemerkung

Die Grundaufgabe eines Mobilfunksystems ist das Übertragen von Information. Diese liegt in Form von Daten vor, die über den Mobilfunkkanal übertragen werden. Ziel der Maßnahmen zur Interzellinterferenzreduktion ist daher eine zuverlässigere Übertragung der Teilnehmerdaten als bei einem System ohne Berücksichtigung der Interzellinterferenz. Qualitätsmerkmale der Übertragung sind dabei die Bitfehlerrate  $P_b$  und das Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$ . Beide Werte beziehen sich dabei ausschließlich auf das Datenschnitzchen. Bei genauerem Betrachten des Systems erkennt man jedoch, daß beim Datenschnitzchen nicht ohne die gleichzeitige Modifikation beziehungsweise Erweiterung der restlichen Systemkomponenten Interzellinterferenz berücksichtigt werden kann.

Wie schon in Kapitel 2 diskutiert, setzt sich die Interzellinterferenzleistung theoretisch aus sehr vielen Teilnehmersignalen zusammen. Es ist aber einleuchtend, daß man in einem realen System nur einige wenige Teilnehmersignale in den Detektionsprozeß miteinbeziehen kann. Daraus ergibt sich zwangsläufig die Notwendigkeit einer Selektionsinstanz, die die Identifikation der relevanten Interzellinterferenzquellen vornimmt.

Um eine gemeinsame Datendetektion für mehrere Teilnehmer vornehmen zu können, ist das Wissen über die verwendeten CDMA-Codes und über die aktuellen Mobilfunkkanalimpulsantworten, die zwischen den Teilnehmern und der Basisstation der Referenzzelle gelten, unerlässlich. Wenn Interzellinterferenzreduktion erfolgen soll, müssen deshalb auch Kanalschätzungen für alle beteiligten Interzellinterferenzquellen bestimmt werden.

### 3.2 Identifikation der relevanten Interzellinterferenzquellen

Die Interzellinterferenz setzt sich aus den Signalen von sehr vielen Teilnehmern zusammen, den Interzellinterferenzquellen. Die Empfangsleistungen dieser Signale sind aber,

wie bereits in Kapitel 2 beschrieben, in der Regel sehr unterschiedlich, und es tragen nur wenige Quellen zu einem großen Teil der Interzellinterferenzleistung bei. Ziel der Identifikation von Interzellinterferenzquellen ist es daher, aus der großen Zahl an möglichen Interzellinterferenzquellen diejenigen auszuwählen, die zusammen einen möglichst großen Prozentsatz der insgesamt wirksamen Interzellinterferenzleistung ausmachen. Es stellt sich als sinnvoll heraus, von der Balkendarstellung der Interzellinterferenz nach Bild 2.3 zu einer neuen Darstellungsform überzugehen, die in Bild 3.1 gezeigt ist. In Bild 3.1 ist über der Anzahl  $K_B$  der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen aufgetragen, welcher Prozentsatz  $r_{\text{inter}}$  der gesamten wirksamen Interzellinterferenzleistung auf diese Anzahl an Interzellinterferenzquellen zurückgeht. Der Prozentsatz  $r_{\text{inter}}$  wird als idealer Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor bezeichnet und in Kapitel 4 näher erläutert.

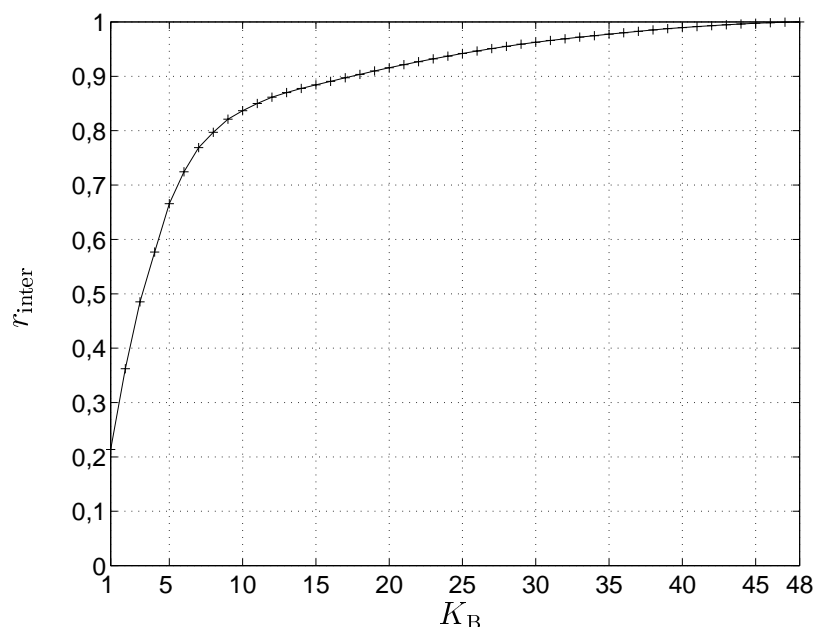


Bild 3.1. Idealer Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  nach (4.66) abhängig von  $K_B$  für  $r = 1$ ;  $\bar{K} = 8$  und  $\alpha = 3,6$

### 3.3 Schätzen der für die Interzellinterferenzquellen wirksamen Kanalimpulsantworten

Bei dem Kanalschätzen in einem Mobilfunksystem mit Interzellinterferenzreduktion entsteht das Problem, daß die Mittambelsignale ursprünglich so dimensioniert und

dafür optimiert wurden, Mobilfunkkanalimpulsantworten für die Teilnehmer einer einzigen Zelle zu schätzen. Zum Schätzen von Mobilfunkkanalimpulsantworten für Interzellinterferenzquellen ist es notwendig, mehr als einen Mittambelgrundcode im Empfänger zu berücksichtigen, da in der Regel benachbarte Zellen nach einem bestimmten Reuseschema Mittambeln verwenden, die auf unterschiedlichen Mittambelgrundcodes basieren [HKK<sup>+</sup>00]. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß mit dem eingeführten Systemkonzept und der Parametrisierung nach Tabelle 1.1 nur eine begrenzte Anzahl an Kanalkoeffizienten geschätzt werden kann, die ohne Modifikationen nur für das Schätzen der Mobilfunkkanalimpulsantworten der Teilnehmer der Referenzzelle ausreicht. Insbesondere bei dem Einsatz in kleinen Zellen und damit für den Fall kurzer Mobilfunkkanalimpulsantworten ist es nicht notwendig, trotzdem lange Mobilfunkkanalimpulsantworten mit großer Anzahl an Kanaltaps zu schätzen. Mit diesem Vorwissen gelingt es, die Kanalschätzung auf Teilnehmer auszuweiten, die verschiedenen Basisstationen zugeordnet sind.

### 3.4 Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen bei der Datendetektion

Die Datendetektion wurde bisher mit einem einzigen gemeinsamen Datendetektor, zum Beispiel einem Zero-Forcing-Datenschätzer, durchgeführt. Es ist aus bisherigen Untersuchungen [Kle96] bekannt, daß die Schätzungen der Datensymbole einer sogenannten SNR-Degradation unterworfen sind, die mit wachsender Anzahl der bei der Datendetektion gleichzeitig berücksichtigten Teilnehmer fast exponentiell ansteigt. Systembedingt ist es mit einem herkömmlichen linearen gemeinsamen Datenschätzer ebenso nicht möglich, eine größere Anzahl an Teilnehmern als durch den verwendeten Spreizfaktor zugelassen zu schätzen, da die zu lösenden Gleichungssysteme ansonsten mathematisch unterbestimmt sind. Dies sind zwei Einschränkungen, die beide eine Interzellinterferenzreduktion erschweren, da man es mit größeren Teilnehmerzahlen bei der Datendetektion als bisher zu tun hat. In dieser Arbeit wird daher vom Autor das neuartige Verfahren Multi-Step Joint Detektion eingeführt, das obige Einschränkungen umgeht, indem es die zu schätzenden Teilnehmersignale kleineren Gruppen zuordnet und erst in diesen kleineren Gruppen eine gemeinsame Detektion durchführt. Multi-Step Joint Detektion ermöglicht weiterhin das Ausnutzen von Zusatzinformation, wie zum Beispiel dem verwendeten Fehlerschutzcode oder der Wertediskretheit der gesendeten Daten nach jedem einzelnen Detektionsschritt. Durch seinen iterativen Ansatz werden die Teilnehmerdaten mehrfach geschätzt und die erzielbare Schätzgüte kann durch die Anzahl der durchgeführten Iterationen beeinflusst werden.



## Kapitel 4

# Verfahren zur Identifikation der relevanten Interzellinterferenzquellen

### 4.1 Problematik der Identifikation

Um die Interzellinterferenz in TD-CDMA-Mobilfunksystemen reduzieren zu können, ist es nach Kapitel 3 erforderlich, möglichst viele und genaue Informationen über die aktiven Teilnehmer in den Nachbarzellen, also die Interzellinterferenzquellen, zu gewinnen. In diesem Kapitel werden Verfahren vorgestellt, die es ermöglichen, vor dem eigentlichen Kanalschätzen für die Interzellinterferenzquellen eine Vorselektion der Interzellinterferenzquellen mit hoher Empfangsleistung an der Basisstation der Referenzzelle durchzuführen. Ziel dieser Vorselektion ist es, wie bereits in den Kapiteln 2 und 3 besprochen, die 6 bis 10 stärksten Interzellinterferenzquellen zu identifizieren. Ein Kanalschätzen ist dann nur noch für die Signale der Teilnehmer der Referenzzelle und die wenigen relevanten Interzellinterferenzquellen erforderlich.

### 4.2 Identifikation anhand von Signatursignalen

#### 4.2.1 Konzept

Das diesem Abschnitt zugrundeliegende Verfahren zum Identifizieren der stärksten Interzellinterferenzquellen basiert darauf, daß jeder Teilnehmer in der Aufwärtsstrecke zusätzlich zu dem CDMA-Signal während seines Bursts der Dauer  $T_{\text{bu}}$ , siehe auch Bilder 1.3 und 1.4, ein überlagertes Signatursignal geringer Leistung aussendet. Jedem aktiven Teilnehmer  $m$  wird als Signatursignal ein Sinussignal

$$p^{(m)}(t) = \text{Re} \left\{ A \cdot e^{j2\pi f^{(m)}t} \cdot \text{rect} \left( \frac{t}{T_{\text{bu}}} \right) \right\} \quad (4.1)$$

mit einer teilnehmerspezifischen Frequenz  $f^{(m)}$  und der Amplitude  $A$  zugeordnet, anhand dessen er eindeutig identifizierbar ist. Es gibt zwei die Anzahl der sicher unterscheidbaren Signaturfrequenzen  $f^{(m)}$  beschränkende Faktoren:

- Da das Sinussignal nur für die endliche Dauer eines Bursts gesendet wird, hat das resultierende Signatursignal ein unendlich breites Spektrum. Die Frequenzen  $f^{(m)}$  verschiedener Signatursignale sollten so gewählt werden, daß die Signatursignale dennoch orthogonal sind.
- Infolge der Zeitvarianz des Mobilfunkkanals entsteht eine Dopplerspreizung [Hoe92, Lor85, Par92], die das gesendete Signatursignal im Frequenzbereich sowohl aufweiten als auch verschieben kann. Die Spektren verschiedener Signatursignale sollten sich trotz der Dopplerspreizung möglichst wenig überlappen.

Diese beiden die Anzahl unterscheidbarer Signaturfrequenzen beschränkenden Effekte beeinflussen sich genau genommen gegenseitig. Dennoch sollen beide Effekte im folgenden vereinfachend getrennt analysiert werden, um die Anzahl unterscheidbarer Frequenzen  $f^{(m)}$  zumindest grob abschätzen zu können.

Zwei auf die Burstdauer  $T_{\text{bu}}$  begrenzte Sinussignale sind dann orthogonal, wenn die Differenz der Anzahl der Schwingungen der beiden Sinussignale innerhalb der Burstdauer  $T_{\text{bu}}$  ganzzahlig und ungleich Null ist. Wegen des erstgenannten Effektes muß man die Frequenzen  $f^{(m)}$  der Signatursignale also so wählen, daß für die Differenz zweier Signaturfrequenzen  $f^{(m)}$  und  $f^{(m')}$  die Bedingung

$$|f^{(m)} - f^{(m')}| \cdot T_{\text{bu}} \in \mathbb{N}, \forall m, m' \in \mathbb{M} \quad (4.2)$$

erfüllt ist. Die minimale Differenz  $\Delta f$  zweier benachbarter Signaturfrequenzen ist folglich

$$\Delta f = \frac{1}{T_{\text{bu}}} . \quad (4.3)$$

Daraus folgt, daß insgesamt

$$n_1 = \frac{B_{\text{u}}}{\Delta f} = B_{\text{u}} \cdot T_{\text{bu}} \quad (4.4)$$

verschiedene Signaturfrequenzen zur Verfügung stehen.

Bei einer Kanalbandbreite von

$$B_{\text{u}} = 5 \text{ MHz} \quad (4.5)$$

und einer Burstdauer

$$T_{\text{bu}} = 1 \text{ ms} \quad (4.6)$$

nach Tabelle 1.1 folgt

$$n_1 = 5000 . \quad (4.7)$$

Die Frequenzen  $f^{(m)}$  der Signatursignale verschiedener Teilnehmer müssen wegen des zweitgenannten Effektes soweit auseinanderliegen, daß diese Signale trotz einer möglichen Dopplerverschiebung noch unterschieden werden können. Bei einer maximalen Geschwindigkeit von

$$v = 300 \text{ km/h} \quad (4.8)$$

der Teilnehmer und einer Trägerfrequenz

$$f_0 = 2 \text{ GHz} \quad (4.9)$$

nach Tabelle 1.1 beträgt die maximale Dopplerfrequenz

$$f_{D,\max} = \frac{v \cdot f_0}{c} = 556 \text{ Hz} . \quad (4.10)$$

Bei einer Kanalbandbreite  $B_u$  nach (4.5) stehen somit

$$n_2 = \frac{B_u}{2f_{D,\max}} = 4496 \quad (4.11)$$

unterscheidbare Frequenzen  $f^{(m)}$  für die Signatursignale zur Verfügung.

Man sieht, daß keiner der beiden die Anzahl zur Verfügung stehender Signaturfrequenzen beschränkenden Effekte vernachlässigbar ist. Jedoch erkennt man auch, daß selbst bei Berücksichtigen gegenseitiger Wechselwirkungen zwischen beiden Effekten immer noch so viele Signaturfrequenzen zur Verfügung stehen, daß einer großen Anzahl von potentiellen Interzellinterferenzquellen jeweils eindeutige Signatursignale zugeordnet werden können.

Durch eine hier angenommene Regelung der Sendeleistungen der Teilnehmer auf eine konstante Empfangsleistung  $C$  an der Basisstation, der die Teilnehmer zugeordnet sind, wird erreicht, daß die CDMA-Signale aller Teilnehmer der Referenzzelle an der Basisstation der Referenzzelle von den Fluktuationen aufgrund des langsamen Schwundes befreit sind. Deshalb verbleiben dort nur noch die Fluktuationen aufgrund des schnellen Schwundes.

Die Sendeleistungen der Signatursignale werden in einem festen Verhältnis  $p$  zu den Sendeleistungen  $T^{(m)}$  der CDMA-Signale gewählt. Aufgrund des schnellen Schwundes

des Mobilfunkkanals werden die Signatursignale verschiedener Teilnehmer der Referenzzelle im allgemeinen mit unterschiedlicher Leistung an der Basisstation der Referenzzelle empfangen. Im Mittel ist die Empfangsleistung  $P_R$  der Signatursignale der Teilnehmer der Referenzzelle an der Basisstation der Referenzzelle jedoch

$$P_R = p \cdot C . \quad (4.12)$$

Da die Teilnehmer immer derjenigen Basisstation zugeordnet werden, zu der der mittlere Funkfeldgewinn  $g^{(m)}$  am höchsten ist, kann davon ausgegangen werden, daß die Signatursignale der stärksten Interzellinterferenzquellen im Mittel maximal mit der gleichen Leistung wie die Signatursignale der Teilnehmer der Referenzzelle an der Basisstation der Referenzzelle empfangen werden. In der Regel kann diese maximale Interferenzleistung nur in einem System mit einer Clustergröße  $r$  gleich eins von Interzellinterferenzquellen an der Grenze zur Referenzzelle erreicht werden. Aber auch in Systemen mit größerer Clustergröße  $r$  ist es für die folgenden Betrachtungen sinnvoll, von einer maximalen Interferenzleistung auszugehen, die gleich der Leistung der Signale aus der eigenen Zelle ist, da für die Interferenzelimination nur Interzellinterferenzquellen mit einer Empfangsleistung in der Größenordnung der Empfangsleistung der Nutzsignale interessieren.

Mit der mittleren Anzahl  $\bar{K}$  an Teilnehmern in jeder Zelle und der zellularen Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  nach Tabelle 2.2 [Ste96] ergibt sich mit (4.12) ein maximales mittleres Signal–Stör–Verhältnis

$$\gamma_P = \frac{P_R}{\bar{K} \cdot C \cdot (1 + f(r, \alpha, \sigma_G))} = \frac{p}{\bar{K} \cdot (1 + f(r, \alpha, \sigma_G))} \quad (4.13)$$

zwischen dem Signatursignal einer Interzellinterferenzquelle und den CDMA–Signalen an der Basisstation der Referenzzelle. Das Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma_P$  nach (4.13) ist so einzustellen, daß die Signatursignale, die von starken Teilnehmern der Nachbarzellen stammen, noch sicher detektiert werden können.

Die Signatursignale aller Teilnehmer erzeugen an der Basisstation der Referenzzelle für die eigentlichen Nutzsignale eine zusätzliche Interferenz. Mit der mittleren Empfangsleistung  $C$  des CDMA–Signals eines Teilnehmers ergibt sich analog zu (4.13) ein mittleres Signal–Stör–Verhältnis

$$\gamma_C = \frac{C}{\bar{K} \cdot P_R \cdot (1 + f(r, \alpha, \sigma_G))} = \frac{1}{\bar{K} \cdot p \cdot (1 + f(r, \alpha, \sigma_G))} , \quad (4.14)$$

das die aufgrund des Sendens der Signatursignale im Empfänger zusätzlich zu erwartende Interferenz charakterisiert und möglichst groß gehalten werden soll.

Die Signal–Stör–Verhältnisse  $\gamma_P$  und  $\gamma_C$  können nicht unabhängig voneinander gewählt werden. Will man zum Beispiel in einem System mit den gegebenen Größen  $\bar{K} = 4$ ,  $r = 1$ ,  $\alpha = 4$  und  $C = \text{konst.}$  ein  $\gamma_P$  von 0,001, entsprechend  $-30$  dB, einstellen, so benötigt man nach (4.13) ein Verhältnis  $p$  nach (4.12) von

$$p = \bar{K}(1 + f(r, \alpha, \sigma_G))\gamma_P = 6,36 \cdot 10^{-3} . \quad (4.15)$$

Nach (4.14) ergibt sich damit

$$\gamma_C = 24,72 \quad (4.16)$$

bzw.

$$10 \log_{10}(\gamma_C) = 13,93 \text{ dB}. \quad (4.17)$$

Mit (4.13) und (4.14) läßt sich der Zusammenhang zwischen  $\gamma_P$  und  $\gamma_C$  auch folgendermaßen darstellen:

$$\gamma_C = \frac{1}{\bar{K}^2(1 + f(r, \alpha, \sigma_G))^2} \cdot \frac{1}{\gamma_P}. \quad (4.18)$$

Dieser Zusammenhang zwischen  $\gamma_P$  und  $\gamma_C$  ist in den folgenden Bildern 4.1 und 4.2 für verschiedene Parameterwerte  $r$  und  $\bar{K}$  dargestellt. Bild 4.1 zeigt die Beziehung zwischen  $\gamma_P$  und  $\gamma_C$  für eine konstante Teilnehmerzahl  $\bar{K} = 8$  pro Zelle und verschiedene Clustergrößen  $r$ . In Bild 4.2 ist dieser Zusammenhang beispielhaft für eine feste Clustergröße  $r = 1$  und variable Teilnehmerzahl  $\bar{K}$  aufgetragen. Wählt man das Verhältnis  $p$  als Parameter, so erhält man durch Umformen aus (4.13) und (4.14) den Zusammenhang

$$\gamma_C = \frac{1}{p^2} \cdot \gamma_P, \quad (4.19)$$

der in Bild 4.3 dargestellt ist. Man kann  $p$  jedoch nur scheinbar so wählen, daß sich jedes gewünschte Verhältnis von  $\gamma_C$  zu  $\gamma_P$  realisieren läßt, da implizit auch die mittlere Teilnehmerzahl je Zelle  $\bar{K}$  und die Clustergröße  $r$  nach (4.18) geeignet gewählt werden müssen. Allen Bildern liegt die oben schon erwähnte Leistungsregelung auf eine konstante mittlere Empfangsleistung  $C$  der CDMA–Signale zugrunde.

Im weiteren ist zu klären, welche Signal–Stör–Verhältnisse  $\gamma_P$  eine sichere Detektion des entsprechenden Signatursignals ermöglichen, deshalb wird im nächsten Abschnitt eine mögliche Realisierung eines Interzellinterfererdetektors auf der Basis von Sinussignalen vorgestellt.

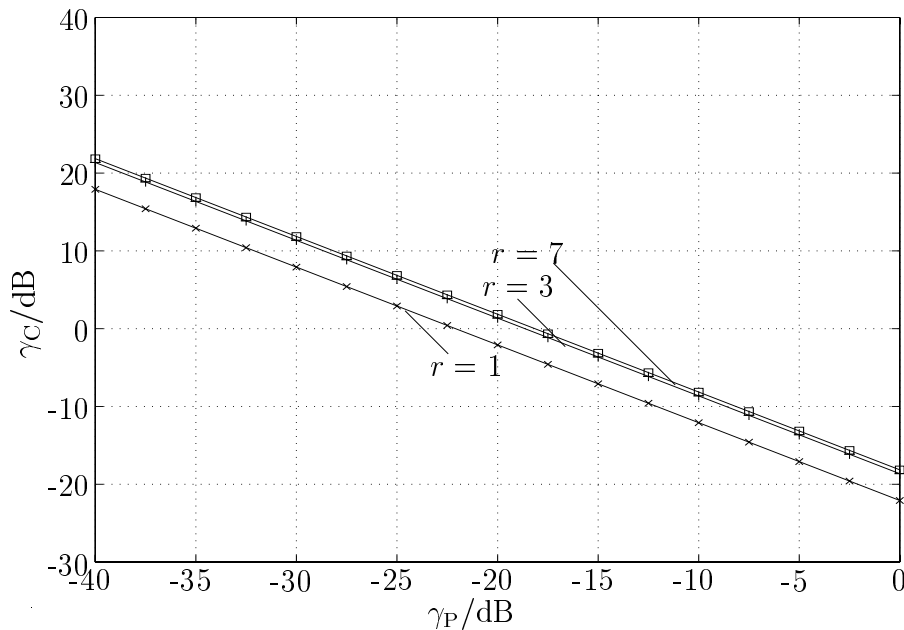


Bild 4.1.  $\gamma_C$  abhängig von  $\gamma_P$  für  $\bar{K} = 8$ ;  $C = \text{konst.}$ ;  $\alpha = 4$ ; Parameter:  $r$

## 4.2.2 Detektor

Im vorigen Abschnitt wird ein Konzept zum Senden von sinusförmigen Signatursignalen parallel zu den CDMA-Signalen vorgestellt. In diesem Abschnitt werden ein entsprechender Detektor eingeführt und die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Ausgangssignals dieses Detektors bestimmt. Es wird von folgenden Voraussetzungen ausgegangen:

- Die Leistung des von einem Teilnehmer gesendeten Signatursignals ist das  $p$ -fache der Leistung des von diesem Teilnehmer gesendeten CDMA-Signals, wobei der Wert von  $p$  eine im System bekannte Größe ist, vgl. (4.12).
- Die Leistungsregelung erfolgt nach dem Kriterium der konstanten Empfangsleistung  $C$  [Ste96].
- Der Dämpfungsexponent ist  $\alpha = 4$ .
- Als Signatursignale werden die in Abschnitt 4.2.1 eingeführten Sinussignale  $p^{(m)}(t)$  verwendet. Die Signatursignale verschiedener Teilnehmer stören sich gegenseitig praktisch nicht, da sie näherungsweise orthogonal zueinander sind, vgl. Abschnitt 4.2.1.

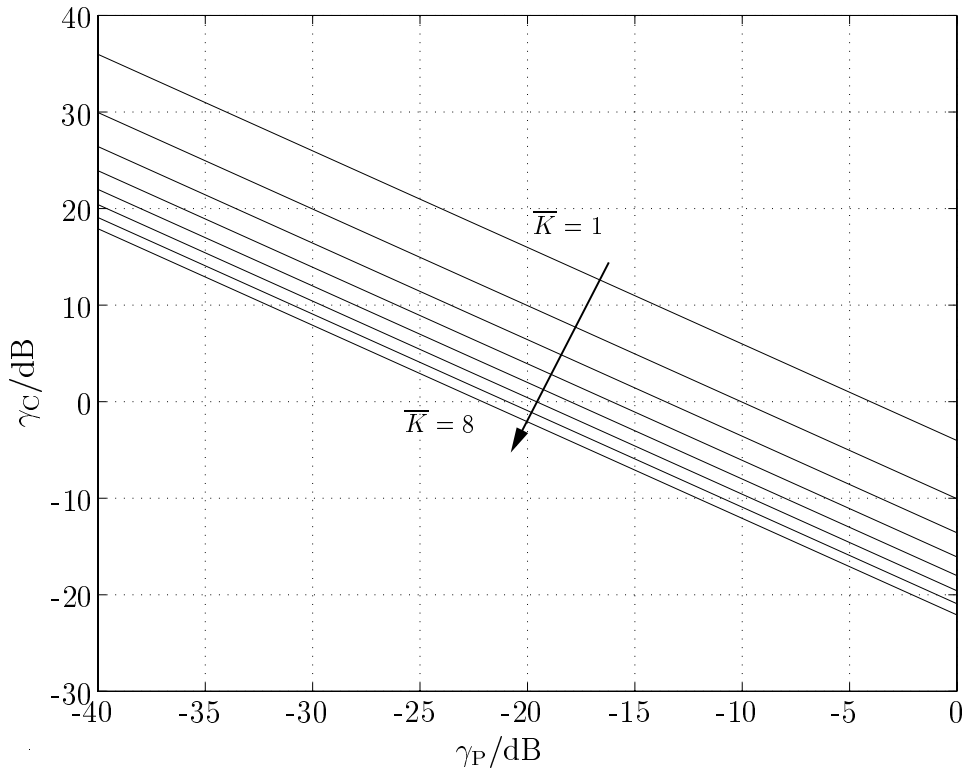


Bild 4.2.  $\gamma_C$  abhängig von  $\gamma_P$  für  $r = 1$ ;  $\alpha = 4$ ;  $C = \text{konst.}$ ; Parameter:  $\bar{K}$

- Für die Leistung eines an der Basisstation der Referenzzelle empfangenen Signatursignals eines Teilnehmers einer Nachbarzelle wird

$$P_I^{(m)} = \kappa^{(m)} pC \quad (4.20)$$

angesetzt.  $\kappa^{(m)}$  ist also der Faktor, um den die Leistung des empfangenen Interferenzsignals größer ist als die Leistung  $C$  der erwünschten Signale und wird als Interzellinterferenz-Relevanzindikator bezeichnet.  $\kappa^{(m)}$  ist im Basisstationsempfänger der Referenzzelle zunächst unbekannt und soll mit dem im folgenden beschriebenen Detektor ermittelt werden. In der Regel ist  $\kappa^{(m)} < 1$ .

Der Verfasser geht in dieser Dissertation von einem synchronisierten Mobilfunksystem aus, d.h. die Signale aller Teilnehmer erreichen die ihnen zugeordnete Basisstation etwa zeitgleich. Trotzdem ist es aufgrund der nicht exakt bekannten Laufzeiten der Teilnehmersignale, insbesondere der Signale der Interzellinterferenzquellen, nicht möglich, eine exakte Nullphase  $\varphi_0^{(m)}$  zu bestimmen. Deshalb kommt nur ein inkohärenter Detektor in Frage.

Im folgenden wird der Detektor für eines der Sinussignale mit der Frequenz  $f^{(m)}$  betrachtet. Bild 4.4 zeigt den Aufbau des Detektors. Am Eingang des Detektors liegt

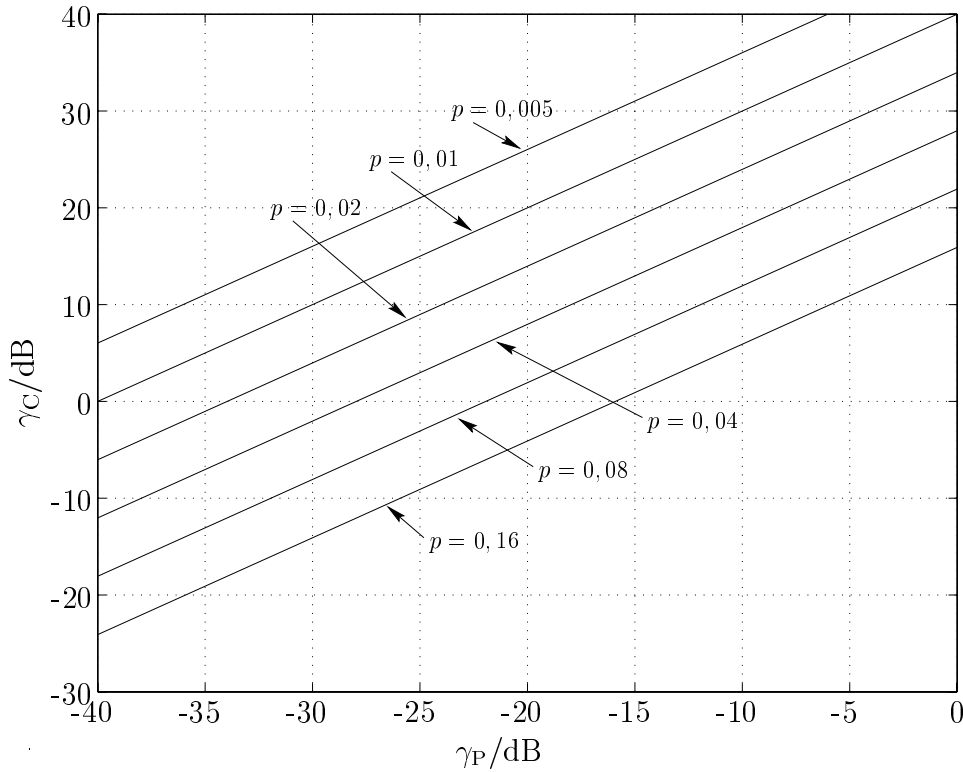


Bild 4.3.  $\gamma_C$  nach (4.14) abhängig von  $\gamma_P$  nach (4.13); Parameter:  $p$

die Summe aus dem zu detektierenden zeitbegrenzten Sinussignal der Amplitude  $A^{(m)}$  und einem Störsignal  $n(t)$ , das sich aus der Überlagerung aller anderen empfangenen Signale, also auch der CDMA-Signale, zusammensetzt:

$$a^{(m)}(t) = A^{(m)} \cdot \cos(2\pi f^{(m)}t + \varphi_0^{(m)}) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_{\text{bu}}}\right) + n(t) . \quad (4.21)$$

Mit der Leistung  $P_I^{(m)}$ , siehe (4.20), des empfangenen Sinussignals ergibt sich dessen Amplitude zu

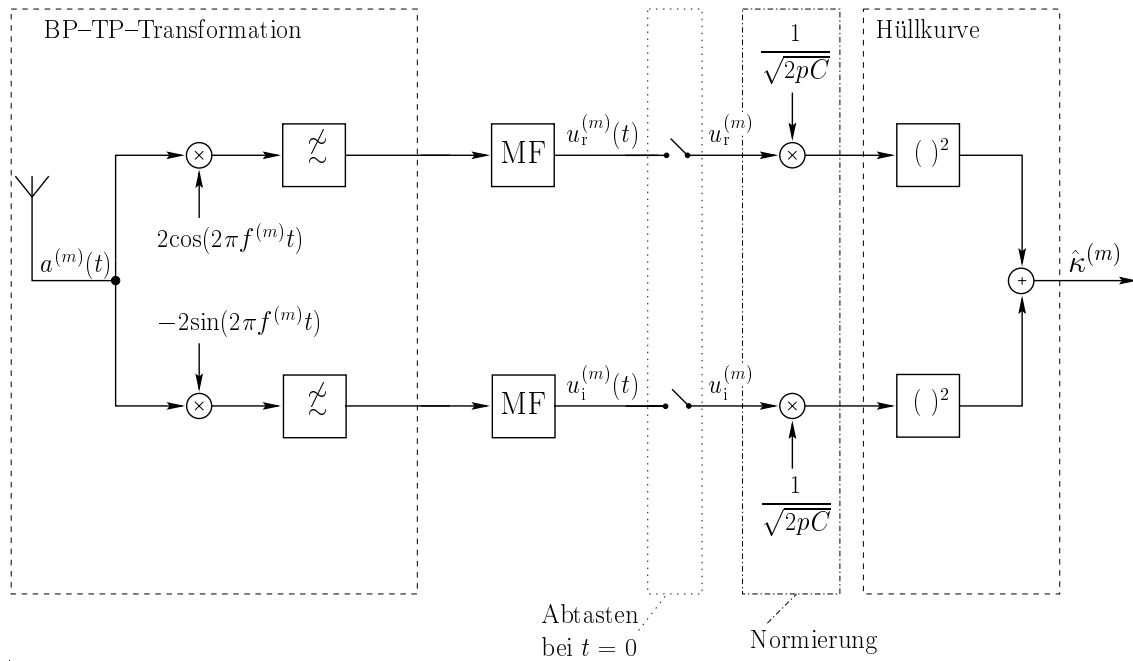
$$A^{(m)} = \sqrt{2P_I^{(m)}} = \sqrt{2\kappa^{(m)}pC} . \quad (4.22)$$

Die Leistung des für das Sinussignal wirksamen Störsignals  $n(t)$  am Detektoreingang ergibt sich mit der zellularen Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  [Ste96], siehe Tabelle 2.2, und der mittleren Teilnehmeranzahl pro Zelle  $\bar{K}$  zu

$$\sigma_n^2 = \bar{K}C[1 + f(r, \alpha, \sigma_G)] . \quad (4.23)$$

Bei diesem Ausdruck für die Leistung des wirksamen Störsignals wurden die gegenseitigen Störungen der Sinussignale unterschiedlicher Teilnehmer vernachlässigt. Im folgenden wird angenommen, daß das Störsignal  $n(t)$  weiß innerhalb der Kanalbandbreite  $B_u$  ist. Das heißt, die zweiseitige spektrale Leistungsdichte des Störsignals ergibt



Bild 4.4. Detektor zum Bestimmen der Testvariablen  $\hat{\kappa}^{(m)}$ 

sich zu

$$\frac{N_0}{2} = \frac{\sigma_n^2}{2B_u} = \frac{\overline{KC}[1 + f(r, \alpha, \sigma_G)]}{2B_u}. \quad (4.24)$$

Weiterhin soll vereinfachend angenommen werden, daß das Störsignal gaußverteilt ist.

Das zum Eingangssignal  $a^{(m)}(t)$  des Detektors nach Bild 4.4 äquivalente komplexe Tiefpaßsignal

$$\underline{u}^{(m)}(t) = u_r^{(m)}(t) + j \cdot u_i^{(m)}(t) \quad (4.25)$$

ergibt sich hinter den idealen Tiefpässen mit der Grenzfrequenz  $1/T_{bu}$  und den als Integratoren wirkenden Matched-Filtern (MF) mit der Übertragungsfunktion

$$h_{MF}(\tau) = \frac{1}{T_{bu}} \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_{bu}}\right) \quad (4.26)$$

mit dem komplexwertigen, zu  $n(t)$  äquivalenten Rauschsignal

$$\underline{n}_u(t) = n_{u_r}(t) + j \cdot n_{u_i}(t) \quad (4.27)$$

zu

$$\underline{u}^{(m)}(t) = A^{(m)} \cdot \cos\left(\varphi_0^{(m)}\right) + j A^{(m)} \cdot \sin\left(\varphi_0^{(m)}\right) + n_{u_r}(t) + j \cdot n_{u_i}(t). \quad (4.28)$$

Realteil  $n_{u_r}(t)$  und Imaginärteil  $n_{u_i}(t)$  des Rauschsignals haben jeweils die Varianz  $\sigma_n^2$ , siehe (4.23).

Durch Abtasten des Ausgangssignals der Filter zum Zeitpunkt  $t = 0$ , d.h. zum Zeitpunkt des Korrelationsmaximums, und anschließendem Skalieren mit dem Faktor  $1/\sqrt{2pC}$  erhält man einen komplexwertigen Abtastwert

$$\begin{aligned} \underline{u}^{(m)} &= u_r^{(m)} + ju_i^{(m)} \\ &= \underbrace{\sqrt{\kappa^{(m)}} \cos(\varphi_0^{(m)}) + j\sqrt{\kappa^{(m)}} \sin(\varphi_0^{(m)})}_{\text{Nutzanteil}} + \underbrace{n_{u_r} + jn_{u_i}}_{\text{Störanteil}} \end{aligned} \quad (4.29)$$

mit komplexwertigem Störanteil  $\underline{n}_u = n_{u_r} + jn_{u_i}$ . Real- und Imaginärteil des Störanteils haben jeweils die Varianz

$$\sigma_u^2 = \frac{N_0}{2pCT_{bu}} = \frac{\sigma_n^2}{B_u 2pCT_{bu}}. \quad (4.30)$$

Durch Betragsquadratbilden des komplexwertigen Abtastwertes  $\underline{u}^{(m)}$  ergibt sich am Ausgang des Detektors die reelle Testvariable

$$\hat{\kappa}^{(m)} = \left( \sqrt{\kappa^{(m)}} \cos(\varphi_0^{(m)}) + n_{u_r} \right)^2 + \left( \sqrt{\kappa^{(m)}} \sin(\varphi_0^{(m)}) + n_{u_i} \right)^2. \quad (4.31)$$

Im störungsfreien Fall, also für  $n_{u_r} = 0$  und  $n_{u_i} = 0$ , würde sich also

$$\hat{\kappa}^{(m)} = \kappa^{(m)} \quad (4.32)$$

ergeben. Die Testvariable  $\hat{\kappa}^{(m)}$  ist somit ein direktes Maß für den Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\kappa^{(m)}$  nach (4.20) des Interferenzsignals. Die Varianzen der normierten Real- und Imaginärteile des komplexen Abtastwertes  $\underline{u}^{(m)}$  ergeben sich zu

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2pCT_{bu}} = \frac{\sigma_n^2}{2B_u pCT_{bu}} = \frac{\overline{K}[1 + f(r, \alpha, \sigma_G)]}{2B_u pT_{bu}}. \quad (4.33)$$

Mit dem Prozeßgewinn

$$p_{g,SI} = T_{bu} B_u \quad (4.34)$$

des Detektors kann (4.33) auch in der Form

$$\sigma^2 = \frac{\overline{K}[1 + f(r, \alpha, \sigma_G)]}{2p_{g,SI} p} \quad (4.35)$$

geschrieben werden.

Da das Rauschen am Eingang des Detektors als gaußverteilt angenommen wird, ist auch die Störung des komplexen Abtastwertes  $\underline{u}^{(m)}$  gaußverteilt. Die Testvariable  $\hat{\kappa}^{(m)}$

genügt dann einer nichtzentralen  $\chi^2$ -Verteilung mit zwei Freiheitsgraden [Wha71]. Für den Nichtzentralitätsparameter dieser Verteilung gilt [Wha71]

$$\lambda' = \kappa^{(m)} \cos^2(\varphi_0^{(m)}) + \kappa^{(m)} \sin^2(\varphi_0^{(m)}) = \kappa^{(m)} . \quad (4.36)$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Testvariable  $\hat{\kappa}$  ist [Wha71]

$$p_{\hat{\kappa}^{(m)}}(\hat{\kappa}^{(m)}) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma_2} I_0 \left[ \frac{\sqrt{\kappa^{(m)} \hat{\kappa}^{(m)}}}{\sigma^2} \right] e^{-\frac{\hat{\kappa}^{(m)} + \kappa^{(m)}}{2\sigma^2}} , & \text{für } \hat{\kappa}^{(m)} \geq 0 , \\ 0 & \text{sonst} . \end{cases} \quad (4.37)$$

In den Bildern 4.5 und 4.6 sind beispielhafte Verläufe der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $p_{\hat{\kappa}^{(m)}}(\hat{\kappa}^{(m)})$  nach (4.37) dargestellt.  $\hat{\kappa}^{(m)}$  hat den Erwartungswert [Wha71]

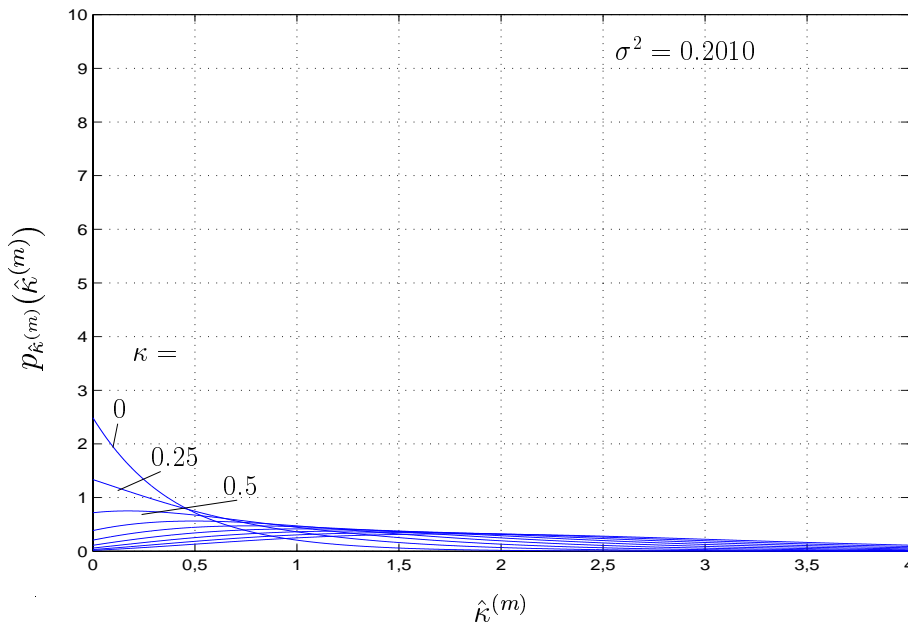


Bild 4.5. Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen  $p_{\hat{\kappa}^{(m)}}(\hat{\kappa}^{(m)})$  nach (4.37) für  $p = 0,01$ ;  $\bar{K} = 8$  und  $r = 1$ ; Parameter:  $\kappa$

$$E\{\hat{\kappa}^{(m)}\} = \kappa^{(m)} + 2\sigma^2 \quad (4.38)$$

und die Varianz [Wha71]

$$\text{Var}\{\hat{\kappa}^{(m)}\} = \sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}}^2 = 4\kappa^{(m)}\sigma^2 + 4\sigma^4. \quad (4.39)$$

Man erkennt aus (4.38), daß  $E\{\hat{\kappa}^{(m)}\}$  linear mit dem zu ermittelnden Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\kappa^{(m)}$  ansteigt. Gemäß (4.38) und (4.39) muß

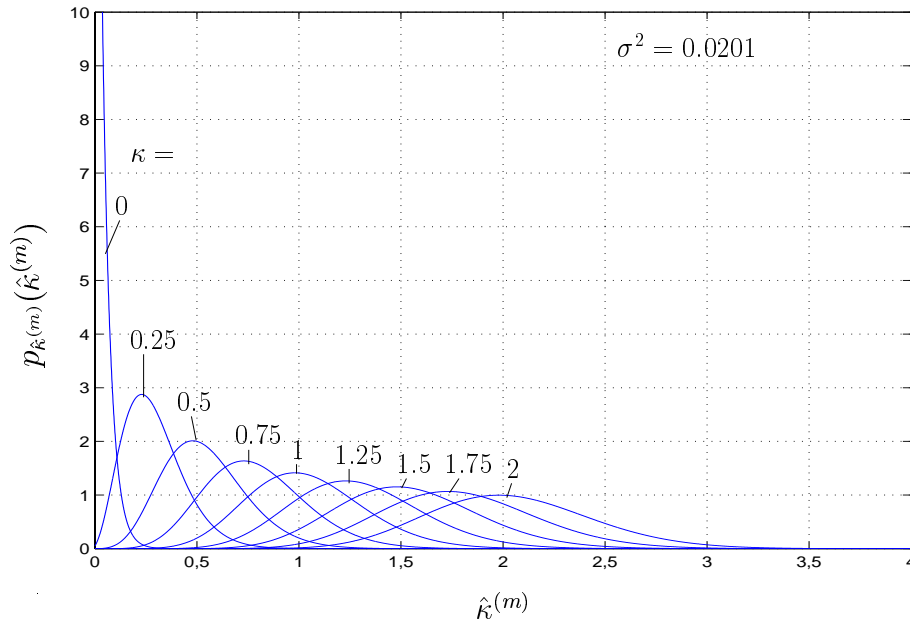


Bild 4.6. Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen  $p_{\hat{\kappa}^{(m)}}(\hat{\kappa}^{(m)})$  nach (4.37) für  $p = 0, 1$ ;  $\bar{K} = 8$  und  $r = 1$ ; Parameter:  $\kappa$

$\sigma^2$  möglichst klein sein, damit  $\hat{\kappa}^{(m)}$  ein möglichst gutes Maß für  $\kappa^{(m)}$  ist. Aus dieser Sicht sollte  $p$ , siehe (4.35), möglichst groß sein.

Die von der Basisstation der Referenzzelle empfangene Interzellinterferenzleistung, die aus den CDMA-Signalen der Interzellinterferenzquellen resultiert, ist

$$I_1 = C\bar{K}f(r, \alpha, \sigma_G). \quad (4.40)$$

Als weitere Störleistung an der Basisstation der Referenzzelle hat man die Leistung

$$I_S = pC\bar{K}[1 + f(r, \alpha, \sigma_G)] \quad (4.41)$$

der aus der Referenzzelle und den anderen Zellen empfangenen Signatursignale. Während im Interesse einer möglichst guten Funktion des hier beschriebenen Detektors der Wert von  $p$  möglichst groß sein sollte, siehe oben, sollte  $p$  im Interesse eines möglichst kleinen  $I_S$ , siehe (4.41), möglichst klein sein.

Damit die Störleistung  $I_S$  nach (4.41) gegenüber der Interzellinterferenzleistung  $I_1$  nach (4.40) nicht ins Gewicht fällt, muß  $I_S$  wesentlich kleiner als  $I_1$  sein. Im folgenden werde

$$I_S = 0,1 \cdot I_1 \quad (4.42)$$

verlangt. Aus (4.42) folgt mit (4.40) und (4.41)

$$pC\bar{K}[1 + f(r, \alpha, \sigma_G)] = 0,1 \cdot C\bar{K}f(r, \alpha, \sigma_G) \quad (4.43)$$

und somit im Sinne einer durch die Forderung (4.42) bestimmten Obergrenze

$$p = 0,1 \frac{f(r, \alpha, \sigma_G)}{1 + f(r, \alpha, \sigma_G)}. \quad (4.44)$$

In Bild 4.7 ist das nach (4.44) zu wählende  $p$  abhängig von  $r$  dargestellt, wobei die Werte für  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  aus Tabelle 2.2 stammen. Der Kurvenverlauf in Bild 4.7 zeigt, daß die für  $p$  zulässigen Werte je nach Clustergröße  $r$  im Promille- bis Prozentbereich liegen. Mit wachsendem  $r$  nimmt  $p$  ab. Dies ist damit zu erklären, daß mit wachsendem  $r$  die Leistung der aus der Referenzzelle einfallenden Signatursignale im Vergleich zur Interzellinterferenzleistung immer bedeutender wird, siehe den Term in der eckigen Klammer von (4.41). Mit  $p$  nach (4.44) folgt aus (4.35)

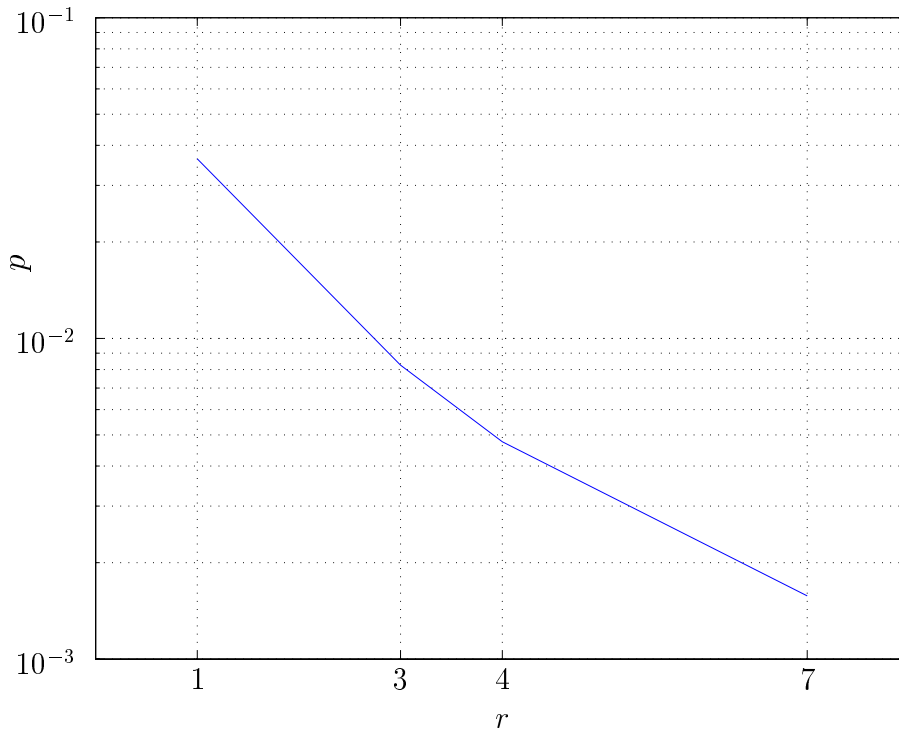


Bild 4.7.  $p$  abhängig von  $r$  bei Begrenzung der Störleistung  $I_S$  gemäß (4.44) für  $\alpha = 4$

$$\sigma^2 = \frac{\overline{K} [1 + f(r, \alpha, \sigma_G)]^2}{2p_{g,SI} 0,1 f(r, \alpha, \sigma_G)} = 5 \frac{\overline{K} [1 + f(r, \alpha, \sigma_G)]^2}{p_{g,SI} f(r, \alpha, \sigma_G)}. \quad (4.45)$$

Bild 4.8 zeigt  $\sigma^2$  nach (4.45) abhängig von  $r$  mit  $\overline{K}$  als Parameter. Für  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  werden hierbei wieder die Werte nach Tabelle 2.2 verwendet, und es gelte

$$p_{g,SI} = T_{bu} B_u = 625 \mu s \cdot 5 \text{ MHz} = 3125. \quad (4.46)$$

Aus Bild 4.8 kann man für jede Kombination  $(r, \overline{K})$  im Bereich  $r \leq 7, \overline{K} \leq 8$  das sich einstellende  $\sigma^2$  entnehmen.

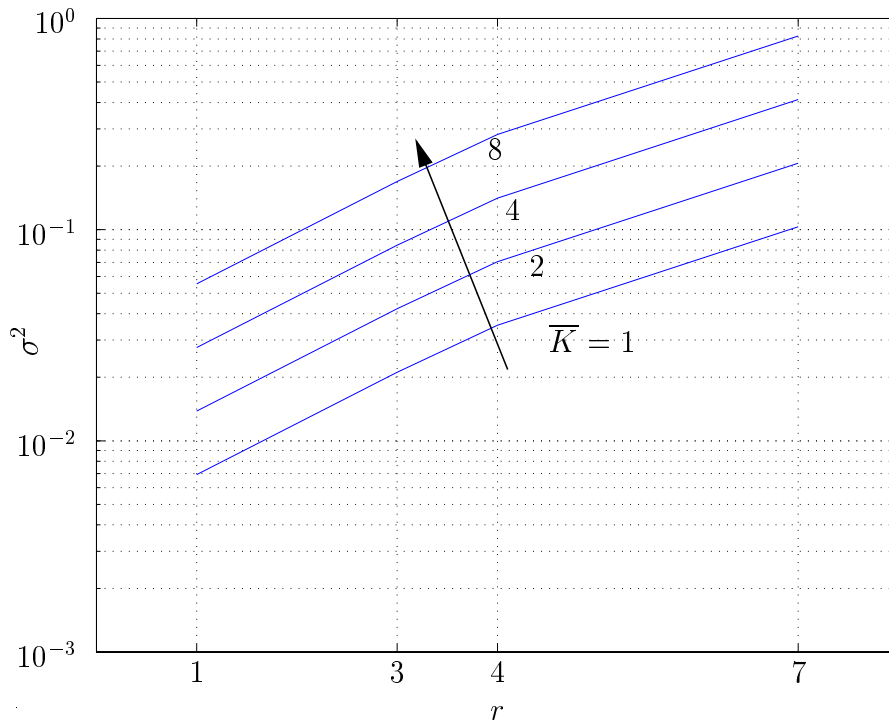


Bild 4.8.  $\sigma^2$  nach (4.45) abhängig von  $r$  für  $\alpha = 4$  und  $p_{g,SI} = T_{bu}B_u = 3125$ ; Parameter:  $\bar{K}$

Wünschenswert ist, daß  $E\{\hat{\kappa}^{(m)}\}$  nach (4.38) möglichst gut mit  $\kappa^{(m)}$  übereinstimmt, und daß  $\sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}}^2$  nach (4.39) möglichst klein ist. Da  $\sigma^2$  für alle Detektoren und für alle potentiellen Interzellinterferenzquellen gleich ist, sind die Erwartungswerte aller gewonnenen Testvariablen in gleicher Weise zu groß. Die Abweichung des Erwartungswertes  $E\{\hat{\kappa}^{(m)}\}$  von  $\kappa^{(m)}$  ist für das Finden der stärksten Interzellinterferenzquellen somit irrelevant. Als qualitätsbestimmende Größe des Interzellinterfererdetektors verbleiben dann nur noch die Varianz  $\sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}}^2$  nach (4.39) bzw. die Standardabweichung  $\sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}}$ . Im folgenden wird  $\sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}}$  abhängig von den relevanten Systemparametern berechnet und dargestellt. Setzt man  $\sigma^2$  nach (4.45) in (4.39) ein, so entsteht

$$\sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}} = \sqrt{20 \frac{\bar{K} [1 + f(r, \alpha, \sigma_G)]^2}{p_{g,SI} f(r, \alpha, \sigma_G)} \left[ \kappa^{(m)} + 5 \frac{\bar{K} [1 + f(r, \alpha, \sigma_G)]^2}{p_{g,SI} f(r, \alpha, \sigma_G)} \right]}. \quad (4.47)$$

In Bild 4.9 ist  $\sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}}$  nach (4.47) abhängig von  $\kappa^{(m)}$  mit  $\bar{K}$  als Parameter dargestellt. Beim quantitativen Auswerten von (4.47) wird  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  aus Tabelle 2.2 entnommen.

$\kappa^{(m)}$ , vgl. (4.20), fluktuiert aufgrund des langsamen und schnellen Schwundes von Burst zu Burst. Durch Mitteln über mehrere Rahmen gelingt es, aus  $\hat{\kappa}^{(m)}$  einen gemittelten Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\bar{\kappa}^{(m)}$  zu gewinnen, bei dem die Fluktuation aufgrund des schnellen Schwundes geringer ist als bei  $\hat{\kappa}^{(m)}$ . Der betrachtete

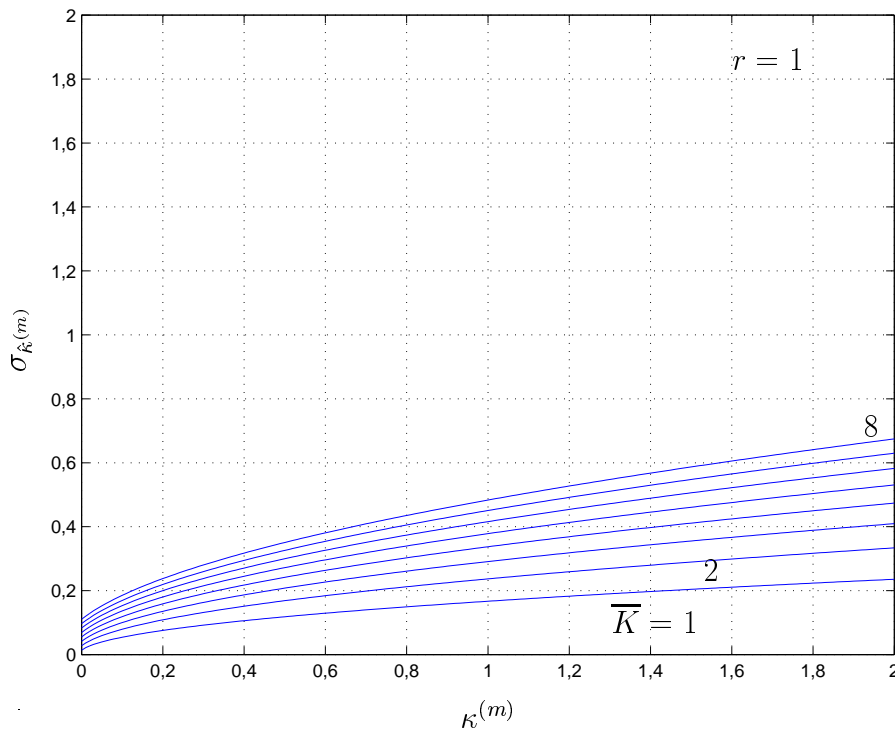


Bild 4.9.  $\sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}}$  abhängig von  $\kappa^{(m)}$  gemäß (4.47) für  $r = 1$ ;  $\alpha = 4$  und  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  nach Tabelle 2.2; Parameter:  $\bar{K}$

Interzellinterfererdetektor nach Bild 4.4 liefert an seinem Ausgang eine Größe mit dem Erwartungswert  $E\{\hat{\kappa}^{(m)}\}$  nach (4.38) und der Varianz  $\sigma_{\hat{\kappa}^{(m)}}^2$  nach (4.39). Ein idealer Interzellinterfererdetektor sei dadurch charakterisiert, siehe Bild 4.10, daß er an seinem Ausgang für jeden Burst den Wert  $\hat{\kappa}^{(m)} = \kappa^{(m)}$  ausgibt und somit erwartungstreu und ungestört ist. Wie aus den vorangegangenen Betrachtungen hervorgeht, ist ein solcher idealer Interzellinterfererdetektor mit den betrachteten Mitteln nicht realisierbar.

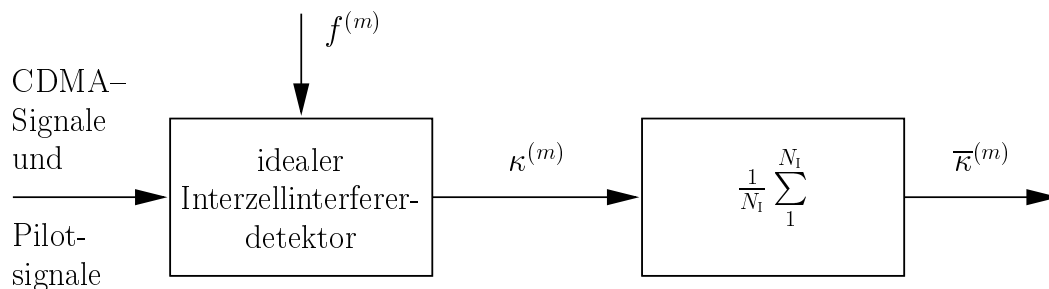


Bild 4.10. Idealer Interzellinterfererdetektor mit Mittelwertbildner

Ein realer Interzellinterfererdetektor nach Abschnitt 4.2.2 kann durch die Anordnung nach Bild 4.11 erwartungstreu, aber nicht störungsfrei gemacht werden. Die Indices  $m$  jener  $K_B$  Interzellinterferenzquellen, für die sich die  $K_B$  größten mittleren

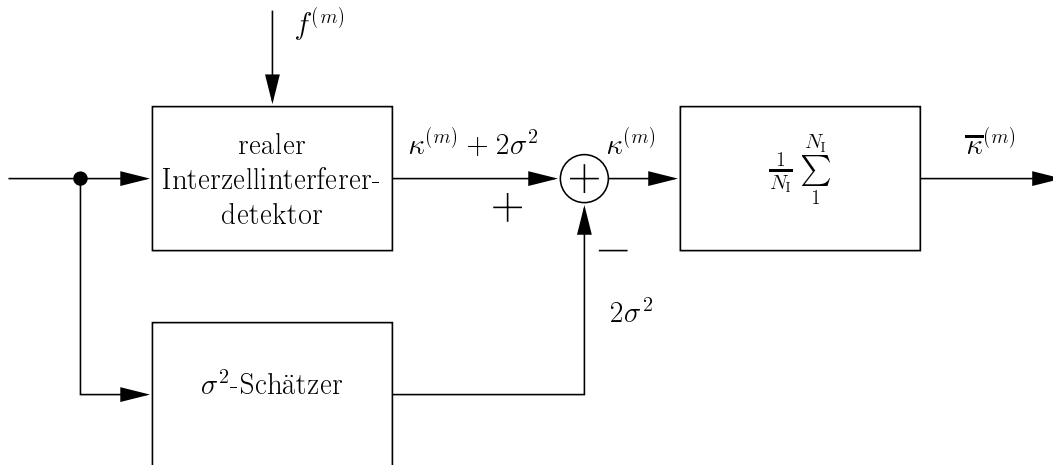


Bild 4.11. Realer Interzellinterferer-detektor mit Mittelwertbildner

Interzellinterferenz-Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}^{(m)}$  ergeben, werden zur Menge  $\mathbb{K}_B$  zusammengefaßt. Im folgenden wird angenommen, daß der Amplitudenwert  $A^{(m)}$  des aufgrund eines Signatursignals  $p^{(m)}(t)$ ,  $m \in \mathbb{K}_B$  empfangenen Signals der berücksichtigten  $K_B$  Interzellinterferenzquellen während eines jeden Bursts konstant ist, also kein schneller Schwund auftritt, aber von Burst zu Burst unabhängig gemäß einer Rayleighverteilung fluktuiert. Innerhalb eines Bursts wird vereinfachend angenommen, daß kein schneller Schwund auftritt. Die Annahme bzgl. der Fluktuationen von Burst zu Burst ist erfüllt, wenn mindestens eine der beiden folgenden Bedingungen erfüllt ist:

- Der Betrag der Übertragungsfunktion des Mobilfunkkanals fluktuiert bei der Frequenz  $f^{(m)}$  des Signatursignals  $p^{(m)}(t)$  von Burst zu Burst gemäß einer Rayleighverteilung.
- Der Betrag der Übertragungsfunktion des Mobilfunkkanals fluktuiert längs der Frequenzachse gemäß einer Rayleighverteilung, und die Frequenz  $f^{(m)}$  des Signatursignals  $p^{(m)}(t)$  springt innerhalb des Übertragungsfrequenzbands der Breite  $B_u$  von Burst zu Burst nach einem pseudozufälligen Muster.

Eine zusätzliche Fluktuation von  $\kappa^{(m)}$  und damit auch  $\hat{\kappa}^{(m)}$  aufgrund des für Interferenzquellen aus Nachbarzellen nicht ausgeregelten langsamen Schwundes ist in dem hier interessierenden Zusammenhang nicht zu berücksichtigen, da die Mittelung nur über hinreichend kurze Zeiträume erfolgen kann, in denen sich die Übertragungsfunktion infolge des langsamen Schwundes nur unwesentlich ändert. Die Mittelung dient nur dem Unterdrücken des schnellen Schwundes, wohingegen sich infolge des langsamen Schwundes die Menge der relevanten Interzellinterferenzquellen mit der Zeit ändert.



Da der Amplitudenwert  $A^{(m)}$  rayleighverteilt ist, ist der Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\kappa^{(m)}$  des Signatursignals  $\chi^2$ -verteilt mit zwei Freiheitsgraden. Geht man von den beiden obigen Annahmen aus, so ergibt sich mit dem Erwartungswert  $E\{\kappa^{(m)}\}$  für  $\kappa^{(m)}$  die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion [Wha71]

$$p_{\kappa}(\kappa^{(m)}) = \frac{1}{E\{\kappa^{(m)}\}} e^{-\frac{\kappa^{(m)}}{E\{\kappa^{(m)}\}}} \quad (4.48)$$

mit der Standardabweichung

$$\sigma_{\kappa} = E\{\kappa^{(m)}\}. \quad (4.49)$$

Um aus dem fluktuierenden Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\kappa^{(m)}$  des idealen Interzellinterfererdetektors einen weniger stark fluktuierenden resultierenden Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\bar{\kappa}$  zu erhalten, wird, wie in der Anordnung nach Bild 4.10 dargestellt, eine Mittelung über  $N_I$  Bursts vorgenommen. Der resultierende Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\bar{\kappa}$  ist dann  $\chi^2$ -verteilt mit  $2N_I$  Freiheitsgraden. Für  $\bar{\kappa}$  ergibt sich mit (4.48) die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion [Wha71]

$$p_{\bar{\kappa}}(\bar{\kappa}) = \frac{N_I^{N_I} \bar{\kappa}^{N_I-1}}{E\{\kappa\}^{N_I} (N_I - 1)!} e^{-N_I \frac{\bar{\kappa}}{E\{\kappa\}}}. \quad (4.50)$$

$\bar{\kappa}$  hat den Erwartungswert

$$E\{\bar{\kappa}\} = E\{\kappa\} \quad (4.51)$$

und die Standardabweichung

$$\sigma_{\bar{\kappa}} = \sqrt{\frac{1}{N_I} E\{\kappa\}^2} = \frac{1}{\sqrt{N_I}} E\{\kappa\}. \quad (4.52)$$

In Bild 4.12 sind die Werte der Standardabweichung  $\sigma_{\bar{\kappa}}$  von  $\bar{\kappa}$  für verschiedene Werte  $N_I$  über dem wahren Wert  $\kappa$  aufgetragen.

Die Genauigkeit der Schätzung des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\bar{\kappa}$  wird durch seine Standardabweichung  $\sigma_{\bar{\kappa}}$  nach (4.52), die aufgrund des schnellen Schwundes entsteht, und durch die Standardabweichung  $\sigma_u$  nach (4.30), die von den CDMA-Signalen des Systems herrührt, beeinflusst. Deshalb ist es wünschenswert,  $\sigma_{\bar{\kappa}}$  möglichst gering zu halten. Dies erreicht man durch die Wahl eines möglichst großen  $N_I$ .  $N_I$  sollte andererseits nicht so groß gewählt werden, daß der Einfluß des langsamen Schwundes auf  $\bar{\kappa}$  verschwindet, da dieser Einfluß die Relevanz einer Interzellinterferenzquelle für die Interzellinterferenzelimination mitbestimmt.

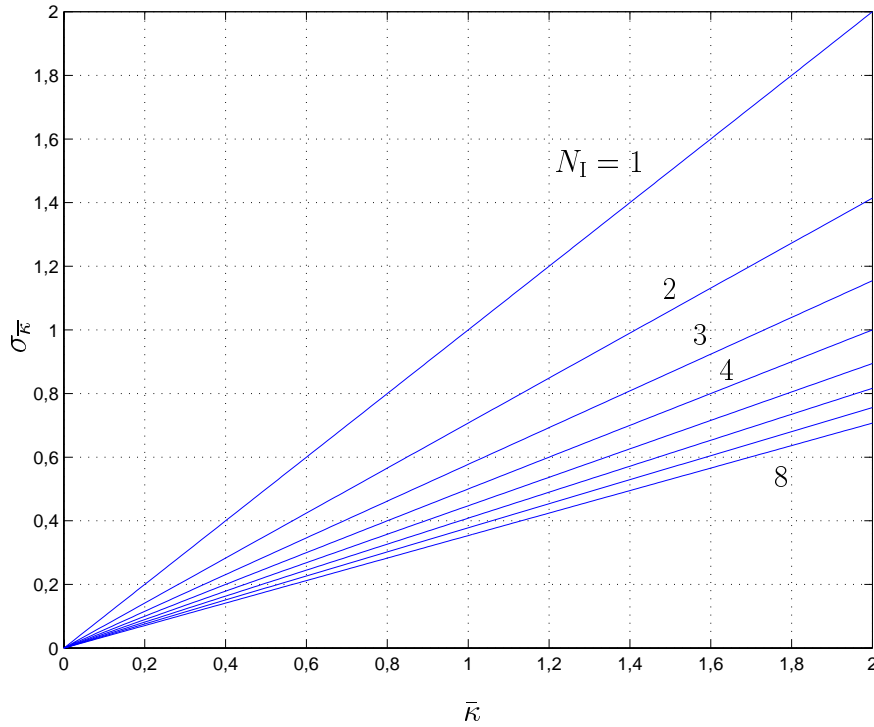


Bild 4.12. Standardabweichung  $\sigma_{\bar{\kappa}}$  nach (4.47) abhängig von  $\bar{\kappa}$  nach (4.49); Parameter:  $N_I$

### 4.2.3 Realer Interzellinterfererdetektor

In diesem Abschnitt wird von insgesamt  $K_I$  Interzellinterferenzquellen ausgegangen. Durch die Fluktuationen des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\kappa^{(m)}$  einer Interzellinterferenzquelle ergeben sich in aufeinanderfolgenden, von einem Teilnehmer beanspruchten Bursts  $i = (i_0 - N_I) \dots i_0$  unterschiedliche Realisierungen der Zufallsvariablen  $\hat{\kappa}^{(m)}$ , die mit  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  bezeichnet werden. Für  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  gilt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion [Wha71], siehe (4.48),

$$p_{\hat{\kappa}_i^{(m)}}(\hat{\kappa}_i^{(m)}) = \frac{1}{\hat{\kappa}^{(m)}} e^{-\frac{\hat{\kappa}_i^{(m)}}{\hat{\kappa}^{(m)}}} \quad (4.53)$$

mit dem Erwartungswert, siehe (4.49),

$$\mathbb{E} \left\{ \hat{\kappa}_i^{(m)} \right\} = \hat{\kappa}^{(m)}. \quad (4.54)$$

Im folgenden wird ein realer Interzellinterfererdetektor gemäß Abschnitt 4.2.2 mit anschließender Mittelung über  $N_I$  Bursts gemäß 4.2.2 verwendet, siehe Bild 4.10 und 4.13.

Der in Abschnitt 4.2.2 eingeführte  $\sigma^2$ -Schätzer entfällt, da ein annähernd konstanter Offset aller Schätzungen für das Bestimmen der Relevanz einer Interzellinterferenzquelle nicht von Bedeutung ist.

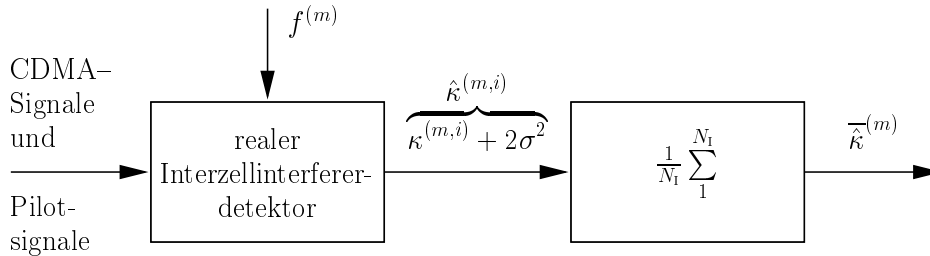


Bild 4.13. Interzellinterferer-detektor mit Mittelwertbildner

Am Ausgang eines solchen Detektors erhält man mit der Störleistung  $\sigma^2$ , vgl. (4.35), für jeden Burst  $i$  den aktuellen Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$ .  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  hat den Erwartungswert [Wha71]

$$E\{\hat{\kappa}_i^{(m)}\} = \kappa_i^{(m)} + 2\sigma^2, \quad (4.55)$$

siehe (4.38), und die Varianz [Wha71]

$$\text{Var}\{\hat{\kappa}_i^{(m)}\} = \sigma_u^2 = 4\kappa_i^{(m)}\sigma^2 + 4\sigma^4, \quad (4.56)$$

siehe (4.39). Nach der Mittelung über  $N_I$  Bursts erhält man den mittleren Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\bar{\kappa}^{(m)}$ .  $\bar{\kappa}^{(m)}$  hat den Erwartungswert

$$E\{\bar{\kappa}^{(m)}\} = \kappa^{(m)} + 2\sigma^2 \quad (4.57)$$

und die Varianz

$$\text{Var}\{\bar{\kappa}^{(m)}\} = \frac{1}{N_I} (4\sigma^2 \kappa^{(m)} + 4\sigma^4), \quad (4.58)$$

siehe [Wha71]. Man erkennt, daß der Erwartungswert und insbesondere der Offset des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\bar{\kappa}^{(m)}$  unabhängig von der Nachintegrationsdauer  $N_I$  ist. Die Varianz des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\bar{\kappa}^{(m)}$  ist jedoch umgekehrt proportional zu Nachintegrationsdauer  $N_I$ , kann also durch Nachintegration vermindert werden.

Im Falle zellularer Mobilfunksysteme läßt sich die mittlere Störung der Interzellinterferer-detektion durch die überlagerten TD-CDMA-Signale mit der zellularen Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$ , siehe [BWW99b], berechnen. Die mittlere Leistung der Störung ist, falls in jeder Zelle  $K$  Mobilstationen sind,

$$N_0 T_{\text{bu}} = K C (1 + f(r, \alpha, \sigma_G)) . \quad (4.59)$$

Mit (4.33) folgt

$$\gamma_{\text{SI}} = \frac{2pB_u T_{\text{bu}} \hat{\kappa}^{(m)}}{K(1 + f(r, \alpha, \sigma_G))}. \quad (4.60)$$

Mit der in Abschnitt 4.2.2 gestellten Forderung, daß die Störleistung der Pilotsignale  $I_S$  lediglich ein Zehntel der Interzellinterferenzleistung  $I_I$  betragen soll, ergibt sich für eine Clustergröße  $r = 1$  und einen Dämpfungsexponenten  $\alpha = 4$  nach (4.44) ein Wert von

$$p = 0,036 \quad (4.61)$$

und damit eine Störleistung  $\sigma^2$  nach (4.35) von

$$\sigma^2 = \bar{K} \cdot 0,0069. \quad (4.62)$$

Die Werte von  $\sigma^2$  und  $\sigma$  sind in Tabelle 4.1 noch einmal für verschiedene mittlere Teilnehmeranzahlen  $\bar{K}$  pro Zelle wiedergegeben.

Tabelle 4.1. Störleistung  $\sigma^2$  und Standardabweichung der Störung  $\sigma$  für  $I_S/I_I = 1/10$ ;  $r = 1$  und  $\alpha = 4$

$\bar{K} =$	4	6	8
$\sigma^2 =$	0,028	0,042	0,055
$\sigma =$	0,166	0,204	0,235

Unter der Bedingung, daß die Störleistung der Pilotsignale  $I_S$  lediglich ein Hundertstel der Interzellinterferenzleistung  $I_I$  betragen soll, ergeben sich größere Werte  $\sigma$ , die in Tabelle 4.2 wiedergegeben sind.

Tabelle 4.2. Störleistung  $\sigma^2$  und Standardabweichung der Störung  $\sigma$  für  $I_S/I_I = 1/100$ ;  $r = 1$  und  $\alpha = 4$

$\bar{K} =$	4	6	8
$\sigma^2 =$	0,277	0,415	0,554
$\sigma =$	0,526	0,644	0,744

Zur Interzellinterferenzreduktion in einem realen Mobilfunksystem werden nicht alle  $K_I$  möglichen Interzellinterferenzquellen, sondern nur eine bestimmte Untermenge von

$K_B$  Interzellinterferenzquellen berücksichtigt. Im Idealfall sind dies die Interzellinterferenzquellen mit den größten mittleren Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\bar{\kappa}^{(m)}$ . In einem solchen Szenario ist die gesamte Interzellinterferenzleistung

$$I = \sum_{m=1}^{K_I} \bar{\kappa}^{(m)} C . \quad (4.63)$$

Diese läßt sich mit der zellularen Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  [Ste96], siehe Tabelle 2.2, und der mittleren Teilnehmeranzahl  $\bar{K}$  pro Zelle auch in der Form

$$I = \bar{K} f(r, \alpha, \sigma_G) C \quad (4.64)$$

darstellen. Der zu den  $K_B$  stärksten Interzellinterferenzquellen gehörende Teil der Interzellinterferenzleistung ergibt sich mit der Auswahlfunktion  $\xi(\nu)$  nach (2.27) zu

$$I_{K_B} = \sum_{\nu=1}^{K_B} \bar{\kappa}^{(\xi(\nu))} C . \quad (4.65)$$

Bei idealer Interzellinterferenzreduktion kann dieser Anteil  $I_{K_B}$  der gesamten Interzellinterferenzleistung  $I$  eliminiert werden. Mit (4.64) und (4.65) ergibt sich ein idealer Interzellinterferenz–Reduktionsfaktor

$$r_{\text{inter}}^{(K_B)} = \frac{\sum_{\nu=1}^{K_B} \bar{\kappa}^{(\xi(\nu))} C}{\bar{K} f(r, \alpha, \sigma_G) C} = \frac{\sum_{\nu=1}^{K_B} \bar{\kappa}^{(\xi(\nu))}}{\bar{K} f(r, \alpha, \sigma_G)} . \quad (4.66)$$

$r_{\text{inter}}^{(K_B)}$  gibt an, welcher Anteil der gesamten Interzellinterferenzleistung  $I$  beseitigt wird, wenn man die  $K_B$  stärksten Interzellinterferenzquellen eliminiert.

Der Basisstation der Referenzzelle ist a priori nicht bekannt, welche Reihenfolge die Interzellinterferenzquellen hinsichtlich ihrer Stärke haben, und deshalb ist auch nicht bekannt, welche Auswahl von  $K_B$  Interzellinterferenzquellen zu treffen ist, um tatsächlich die  $K_B$  stärksten zu erhalten. Deshalb muß mit einem Detektor, wie z.B. dem in Abschnitt 4.2.2 beschriebenen, eine der Leistung der Interzellinterferenzquellen gemäße Reihung der Interzellinterferenzquellen durch Schätzen ermittelt werden. Eine solche Reihung erfolgt anhand der von dem genannten Detektor generierten Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}^{(m)}$ , die dann auch zur Auswahl der  $K_B$  mutmaßlich stärksten Interzellinterferenzquellen verwendet werden.

Die Menge  $\mathbb{K}_B$  beschreibt die  $K_B$  Interzellinterferenzquellen, für die sich die  $K_B$  größten mittleren Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}^{(m)}$  ergeben. Berücksichtigt man

genau diese Interzellinterferenzquellen bei der Interzellinterferenzelimination, so wird ein Anteil

$$I'_{K_B} = \sum_{\forall m \in \mathbb{K}_B} \bar{\kappa}^{(m)} C \quad (4.67)$$

der Interzellinterferenzleistung eliminiert, der im allgemeinen kleiner als  $I^{(K_B)}$  nach (4.65) ist. Analog zu (4.66) ergibt sich ein Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor von

$$r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)} = \frac{\sum_{\forall m \in \mathbb{K}_B} \bar{\kappa}^{(m)} C}{\bar{K} f(r, \alpha, \sigma_G) C} = \frac{\sum_{\forall m \in \mathbb{K}_B} \bar{\kappa}^{(m)}}{\bar{K} f(r, \alpha, \sigma_G)}. \quad (4.68)$$

In den Bildern 4.14 bis 4.16 sind die durch Simulation gewonnenen idealen und realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktoren  $r_{\text{inter}}^{(K_B)}$  bzw.  $r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}$  für verschiedene Kombinationen von  $\bar{K}$ ,  $\sigma$  und  $N_I$  abhängig von der Anzahl  $K_B$  der im Detektionsprozeß mitberücksichtigten Interzellinterferenzquellen dargestellt. Die jeweiligen Parameterwerte sind den Bildunterschriften zu entnehmen. In den Bildern 4.17 bis 4.19 sind die Standardabweichungen  $\sigma_{r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}}$  des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}$  mit den Bildern 4.14 bis 4.16 entsprechenden Parametern dargestellt.

Anhand von Bild 4.14, für das  $I_S/I_I = 1/10$  gilt, läßt sich erkennen, daß der Unterschied zwischen realem und idealem Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}^{(K_B)}$  bzw.  $r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}$  für diesen Fall sehr gering ist. Das bedeutet, daß praktisch das komplette Potential der Interzellinterferenzreduktion ausgenutzt werden kann. Im Falle  $I_S/I_I = 1/100$  zeigt sich, daß der reale Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}$  deutlich geringer ist als der ideale Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}^{(K_B)}$ . Aus Bild 4.15 folgt z.B. für  $\bar{K} = 8$ ,  $K_B = 10$  und  $N_I = 10$ , daß nur 40% der idealerweise eliminierbaren 70% der Interzellinterferenzleistung in den Eliminationsprozeß einbezogen werden können. Durch Erhöhen von  $N_I$  auf 100, d.h. eine längere Mittelungsdauer, läßt sich, wie z.B. aus Bild 4.16 hervorgeht, der reale Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor wieder deutlich verbessern. Im betrachteten Punkt bei  $K_B = 10$  erreicht  $r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}$  z.B. einen Wert von 60%.

Auch ein Vergleich der Standardabweichungen  $\sigma_{r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}}$  von  $r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}$  in den entsprechenden Bildern 4.17 bis 4.19 zeigt, daß für die Fälle  $I_S/I_I = 1/10$  und  $N_I = 10$  bzw.  $I_S/I_I = 1/100$  und  $N_I = 100$  die Standardabweichungen mit einem Maximalwert zwischen etwa 4% und 5% ähnlich niedrig liegen. Für den Fall  $I_S/I_I = 1/100$  und  $N_I = 10$  liegt die Standardabweichung  $\sigma_{r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}}$  mit einem Maximalwert von über 10% deutlich höher.

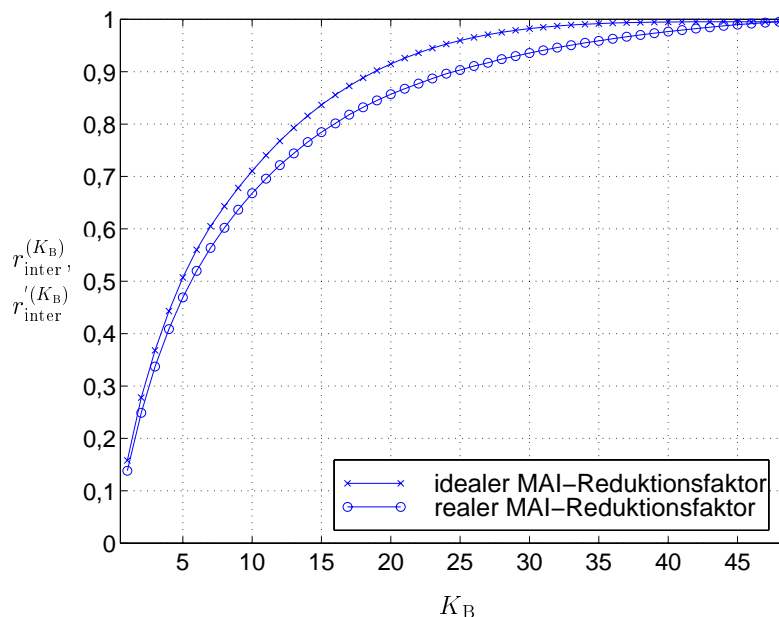


Bild 4.14. Idealer und realer Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}^{(K_B)}$  bzw.  $r'_{\text{inter}}(K_B)$  nach (4.66) bzw. (4.68) abhängig von  $K_B$  für  $\overline{K} = 8$ ;  $\sigma = 0,235$ ;  $I_S/I_I = 1/10$ ;  $N_I = 10$ ;  $r = 1$  und  $\alpha = 4$

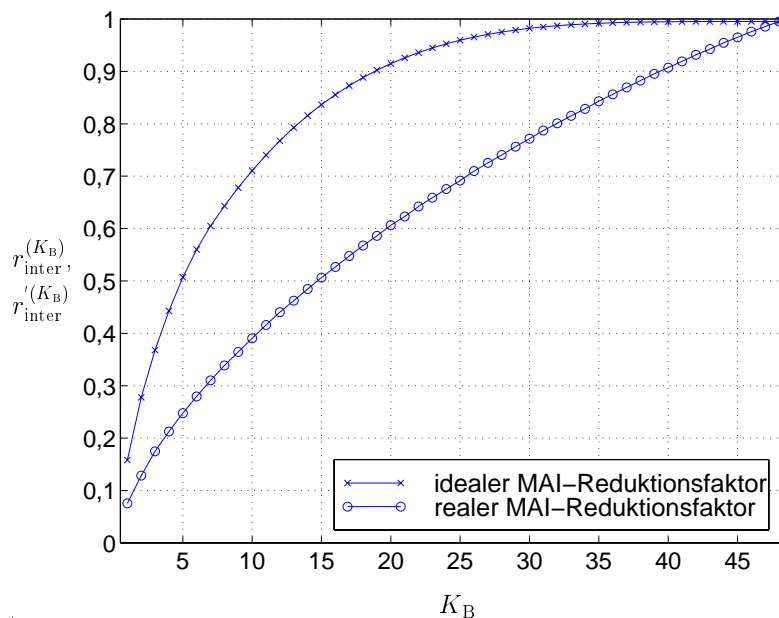


Bild 4.15. Idealer und realer Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}^{(K_B)}$  bzw.  $r'_{\text{inter}}(K_B)$  nach (4.66) bzw. (4.68) abhängig von  $K_B$  für  $\overline{K} = 8$ ;  $\sigma = 0,744$ ;  $I_S/I_I = 1/100$ ;  $N_I = 10$ ;  $r = 1$  und  $\alpha = 4$

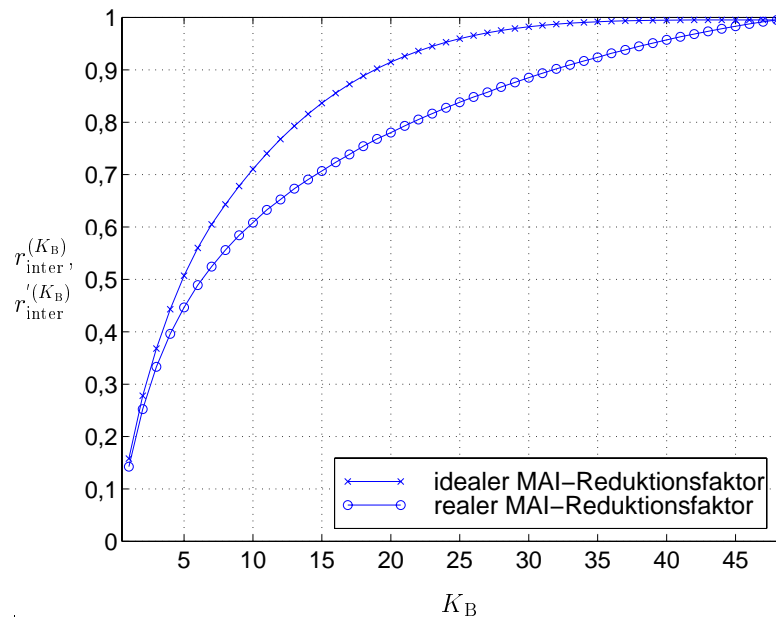


Bild 4.16. Idealer und realer Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}^{(K_B)}$  bzw.  $r'_{\text{inter}}(K_B)$  nach (4.66) bzw. (4.68) abhängig von  $K_B$  für  $\bar{K} = 8$ ;  $\sigma = 0,744$ ;  $I_S/I_I = 1/100$ ;  $N_I = 100$ ;  $r = 1$  und  $\alpha = 4$

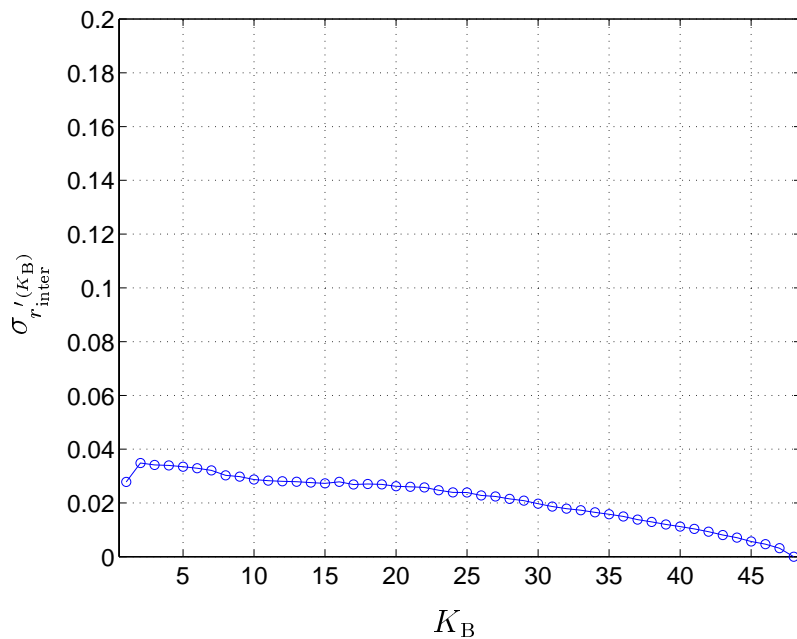


Bild 4.17. Standardabweichung  $\sigma'_{r_{\text{inter}}(K_B)}$  des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r'_{\text{inter}}(K_B)$  nach (4.68) abhängig von  $K_B$  für  $\bar{K} = 8$ ;  $\sigma = 0,235$ ;  $I_S/I_I = 1/10$ ;  $N_I = 10$ ;  $r = 1$  und  $\alpha = 4$



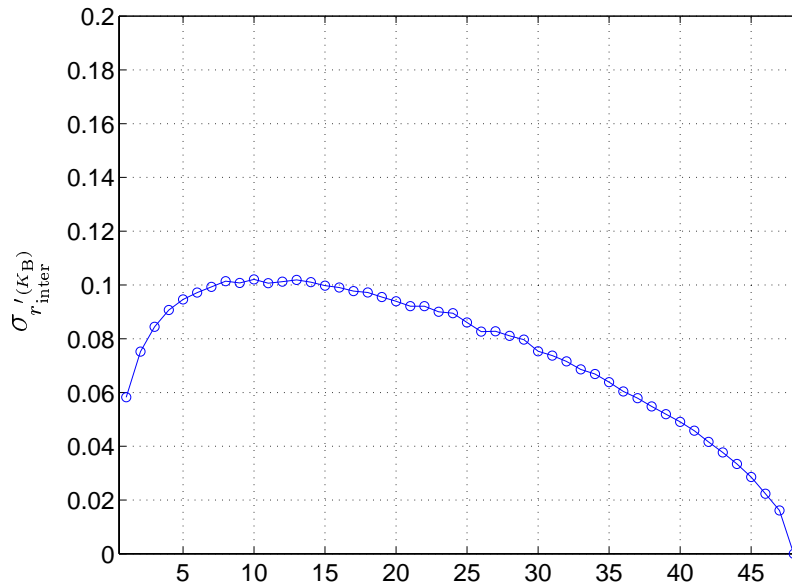


Bild 4.18. Standardabweichung  $\sigma'_{r_{\text{inter}}}^{(K_B)}$  des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r'_{\text{inter}}^{(K_B)}$  nach (4.68) abhängig von  $K_B$  für  $\bar{K} = 8$ ;  $\sigma = 0,744$ ;  $I_S/I_I = 1/100$ ;  $N_I = 10$ ;  $r = 1$  und  $\alpha = 4$

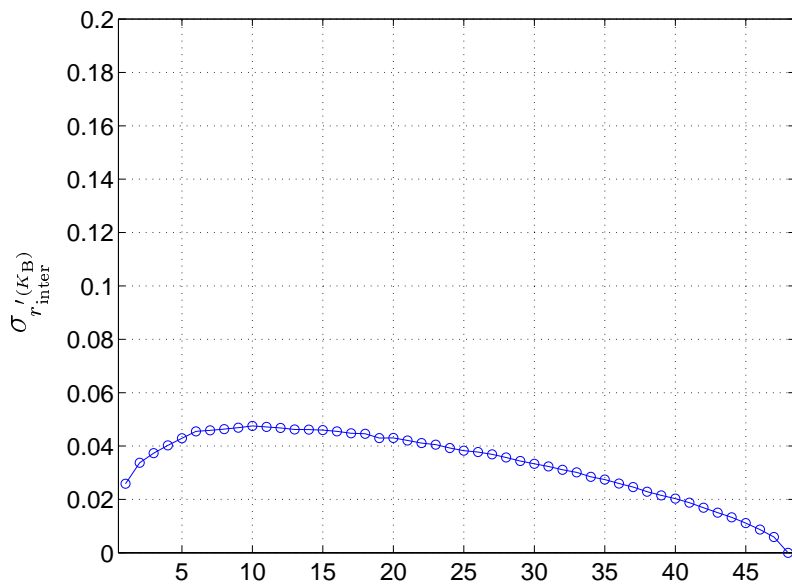


Bild 4.19. Standardabweichung  $\sigma'_{r_{\text{inter}}}^{(K_B)}$  des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r'_{\text{inter}}^{(K_B)}$  nach (4.68) abhängig von  $K_B$  für  $\bar{K} = 8$ ;  $\sigma = 0,744$ ;  $I_S/I_I = 1/100$ ;  $N_I = 100$ ;  $r = 1$  und  $\alpha = 4$

## 4.3 Mittambelbasierte Identifikation

### 4.3.1 Detektor

Eine Alternative zur in Abschnitt 4.2 diskutierten Interzellinterfererdetektion mit speziellen Signatursignalen sind die mittambelbasierten Interzellinterfererdetektionsverfahren. Bei diesen Verfahren werden die von den Interzellinterferenzquellen gesendeten Mittambeln als Testsignale für die Interzellinterfererdetektion verwendet, daher ist es nicht erforderlich zusätzliche Signale zu senden. Bild 4.20 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines mittambelbasierten Interzellinterfererdetektors. Es wird das vereinfachte Szenario mit einer Referenzzelle  $z = 0$  und sechs Nachbarzellen  $z = 1 \dots 6$  aus Kapitel 2 verwendet, siehe Bild 2.1. Für das Mittambelempfangssignal gilt:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{e}}_m &= \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{e}}_m^{(k,0)} + \sum_{z=1}^6 \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{e}}_m^{(k,z)} + \underline{\mathbf{n}} & (4.69) \\
 &= \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{G}}^{(k,0)} \underline{\mathbf{h}}^{(k,0)} + \sum_{z=1}^6 \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{G}}^{(k,z)} \underline{\mathbf{h}}^{(k,z)} + \underline{\mathbf{n}} \\
 &= \underline{\mathbf{G}} \underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{n}} .
 \end{aligned}$$

Zunächst werden die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  zwischen der Mobilstation  $k$  der Zelle  $z$ , deren Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\hat{\kappa}^{(m)}$  ermittelt werden soll, und der Basisstation der Referenzzelle geschätzt. Über die Funktion  $\mu(k, z)$  ist jedem Tupel  $(k, z)$  die entsprechende Interzellinterferenzquellennummer

$$m = \mu(k, z) \quad (4.70)$$

eindeutig zugeordnet. Bei dieser Kanalschätzung wirken die von anderen Interzellin-

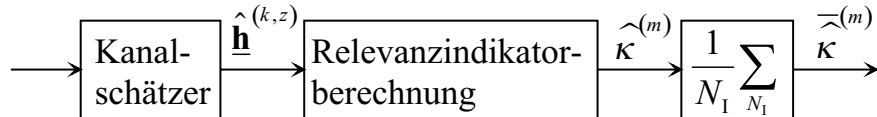


Bild 4.20. Einrichtung zum Schätzen der Empfangsleistung eines Mittambelsignals

terferenzquellen und den Mobilstationen der Referenzzelle gesendeten Mittambeln im allgemeinen als Störsignale. Im folgenden wird vereinfachend davon ausgegangen, daß jede Mobilstation im Zellnetz einen individuellen Mittambelcode sendet. Die Mittambelcodes der Mobilstationen einer Zelle werden von einem gemeinsamen Mittambelgrundcode abgeleitet, bilden also eine Mittambelcodefamilie. Dies erlaubt eine auf-

wandsgünstige Kanalschätzung [SB93, Ste95]. Jede Zelle verwendet einen eigenen Mittambelgrundcode. Die Mittambelgrundcodes aller Zellen bilden eine Mittambelgrundcodefamilie. In einem unendlich ausgedehnten Zellnetz wäre also eine Mittambelgrundcodefamilie mit unendlich vielen verschiedenen Mittambelgrundcodes, aus denen sich auch noch unterschiedliche Mittambelcodes ableiten, erforderlich, was praktisch nicht realisierbar ist. In der Realität muß man Mittambelgrundcodes mit einer relativ großen Clustergröße in geographisch weit auseinanderliegenden Zellen wiederverwenden. Im folgenden wird vereinfachend entsprechend Bild 2.1 ein endlicher Ausschnitt des Zellnetzes mit sieben Zellen und entsprechend sieben Mittambelgrundcodes betrachtet. Das Problem der Kanalschätzung mit dem Ziel der Interzellinterferererkennung, im Gegensatz zur konventionellen Kanalschätzung für die Mobilstationen der Referenzzelle, besteht darin, daß eine starke, nicht vollständig eliminierbare Störung durch die Mittambelempfangssignale anderer Mobilstationen existiert. Die Kanalimpulsantwortschätzung für eine betrachtete Interzellinterferenzquelle kann beispielsweise

- mit einem auf die gesendete Mittambel signalangepaßten Filter,
- mit einem Maximum-Likelihood-Kanalschätzer, der bei geeigneter Wahl der Mittambeln einem aufwandsgünstigen Steiner-Schätzer [SB93, Ste95] entspricht, oder
- mit einem auf dem Bilden der Pseudoinversen [BIG74, Sto76, Mar87] der totalen Mittambelmatrix basierenden Schätzverfahren

erfolgen. Im ersten Fall werden alle Mittambelempfangssignale anderer Mobilstationen als Störung betrachtet. Im zweiten Fall wird der Einfluß der Mittambelempfangssignale von Mobilstationen aus der gleichen Zelle wie der betrachtete Interzellinterferenzquellen um den Preis einer im Vergleich zum ersten Fall leichten Verstärkung des verbleibenden Störsignals vollständig eliminiert. Im dritten Fall wird zwar kein Anteil des Mittambelempfangssignals als Störung betrachtet; dennoch gelingt es nicht, eine fehlerfreie Schätzung der Kanalimpulsantwort zu gewinnen, da es unendlich viele Mengen von Kanalimpulsantworten im Zellnetz gibt, die zu dem gleichen Empfangssignal führen. Es wird vielmehr eine Menge von Kanalimpulsantworten für alle Mobilstationen des Zellnetzes bestimmt, die eine kleinstmögliche Energie hat und zu dem tatsächlichen Empfangssignal führt. Allen Verfahren gemeinsam ist, daß die geschätzten Kanalimpulsantworten der Interzellinterferenzquellen einen relativ hohen Rauschsockel haben. Eine gewisse Verbesserung der Schätzqualität der Kanalimpulsantworten ist mit einer Rake-Schwelle möglich [Ste95].

Natürlich besteht bei Verwenden breitbandiger Testsignale, wie zum Beispiel Mittambeln, das Problem, aus dem Ausgangssignal des signalangepaßten Filters oder allgemeiner des Kanalschätzers einen geeigneten Interzellinterferenz–Relevanzindikator  $\hat{\kappa}^{(m)}$  zu gewinnen. Dies ist die Aufgabe des zweiten in Bild 4.20 gezeigten Signalverarbeitungsschrittes, nämlich der Relevanzindikatorberechnung. Die folgenden Verfahren werden hierzu vom Verfasser vorgeschlagen:

- Berechnen der gesamten Energie der geschätzten Kanalimpulsantwort,
- Verwenden der Energie des stärksten Koeffizienten der geschätzten Kanalimpulsantwort und
- Berechnen der Energie eines gewichteten Kanalimpulsantwortausschnitts.

Optional können die auf diese Art in  $N_1$  aufeinanderfolgenden Rahmen gewonnenen Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}^{(m)}$  noch nachintegriert werden. Detaillierte Betrachtungen dazu folgen in Abschnitt 4.4.

An dieser Stelle sollen nun noch einige theoretische Betrachtungen erfolgen, um mittambelbasierte und signatursignalbasierte Verfahren zur Interzellinterfererdetektion vergleichen zu können. Im folgenden werde die Störung am Eingang des Kanalschätzers vereinfachend als weißes Gaußrauschen mit der zweiseitigen spektralen Leistungsdichte  $N_0/2$  modelliert. Im Gegensatz zur signatursignalbasierten Interzellinterfererdetektion gehen in diese Störung nicht die Mittambelsignale aller Mobilstationen, sondern

- im Falle des Verwendens eines signalangepaßten Filters zur Kanalschätzung die Mittambelsignale aller anderen aktiven Mobilstationen und
- im Falle des Verwendens eines Maximum–Likelihood–Schätzers die Mittambelsignale der aktiven Mobilstationen aller anderen Zellen

ein. Die Leistung und auch die spektrale Leistungsdichte der Störung unterscheiden sich jedoch im Falle signatursignalbasierter und mittambelbasierter Interzellinterfererdetektion nur geringfügig. Kanalschätzer werden üblicherweise zeitdiskret realisiert. Das Nutzsignal habe die Bandbreite  $B_u$ , so daß im Empfänger nach einer Umsetzung in den äquivalenten Tiefpaßbereich und idealer Tiefpaßfilterung mit der Grenzfrequenz

$$f_g = \frac{B_u}{2} \quad (4.71)$$

mit der Abtastrate

$$2f_g = B_u = \frac{1}{T_c} \quad (4.72)$$

abgetastet werden darf. Realteil und Imaginärteil der Abtastwerte der Störung haben dann jeweils die Varianz

$$\sigma_m^2 = N_0 B_u . \quad (4.73)$$

Die Kanalimpulsantwort  $\underline{h}^{(k,z)}(\tau)$  des Mobilfunkkanals wird durch den Tiefpaß am Empfängereingang ebenfalls bandbegrenzt. Durch Skalieren mit dem Faktor  $T_c$  und Abtasten dieser bandbegrenzten skalierten Kanalimpulsantwort  $\underline{h}_g^{(k,z)}(\tau)$  erhält man die  $W$  Koeffizienten

$$\underline{h}_w^{(k,z)} = \underline{h}_g^{(k,z)}((w-1)T_c), w = 1 \dots W . \quad (4.74)$$

Die Mittambelmatrix  $\underline{\mathbf{G}}^{(k,z)}$  der Mobilstation  $m$  ergibt sich aus den Abtastwerten der gesendeten Mittambel [SJ94, Ste95]. Die Abtastwerte der Mittambeln und folglich auch die Elemente der Mittambelmatrizen  $\underline{\mathbf{G}}^{(k,z)}$  haben den Betrag eins. Die totale Mittambelmatrix  $\underline{\mathbf{G}}^{(z)}$  der Zelle  $z$  ergibt sich aus den Mittambelmatrizen  $\underline{\mathbf{G}}^{(k,z)}$  aller Mobilstationen dieser Zelle [SJ94, Ste95]. Das Mittambelemfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}_m$  ergibt sich im Fall der Kanalschätzung für Mobilstation  $m$  mit einem signalangepaßten Filter mit der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  und der Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  zu [SJ94, Ste95]

$$\underline{\mathbf{e}}_m = \underline{\mathbf{G}}^{(k,z)} \underline{\mathbf{h}}^{(k,z)} + \underline{\mathbf{n}}. \quad (4.75)$$

Im Falle der Kanalschätzung mit einem Maximum-Likelihood-Schätzer werden alle Mittambelemfangssignale aus der Zelle  $z$  der betrachteten Mobilstation  $m$  als Nutzsignal betrachtet, so daß sich mit der totalen Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(z)}$  und der Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  das Mittambelemfangssignal [SJ94]

$$\underline{\mathbf{e}}_m = \sum_k \underline{\mathbf{G}}^{(k,z)} \underline{\mathbf{h}}^{(k,z)} + \underline{\mathbf{n}} = \underline{\mathbf{G}}^{(z)} \underline{\mathbf{h}}^{(z)} + \underline{\mathbf{n}} \quad (4.76)$$

ergibt.

Die Funktion

$$u = v(w, m) \quad (4.77)$$

liefert die Nummer  $u$  eines bestimmten Kanalkoeffizienten in der totalen Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(z)}$  abhängig von der Nummer  $w$  dieses Kanalkoeffizienten in der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  der zugehörigen Mobilstation  $m$ . Mit der Funktion  $\zeta(m)$ , siehe

(2.12), gilt folgende Beziehung zwischen der totalen Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(z)}$  und der Kanalimpulsantwort der Mobilstation  $m$ :

$$[\underline{\mathbf{h}}^{(z=\zeta(m))}]_{v(w,m)} = [\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}]_w . \quad (4.78)$$

Die Dauer der gesendeten Mittambel wird im folgenden mit

$$T_m = L_m T_c \quad (4.79)$$

und die Dauer der Kanalimpulsantworten mit

$$T_h = W T_c \quad (4.80)$$

bezeichnet. Die Anzahl der für die Kanalschätzung verwendbaren Abtastwerte des Mittambelemfangssignals ist [SJ94, Ste95]

$$L = L_m - W + 1 . \quad (4.81)$$

Die Dauer des zur Kanalschätzung verwendbaren, von Datenblockinterferenzen [SJ94, Ste95] freien Mittambelemfangssignals ist dann

$$L T_c = T_m - T_h . \quad (4.82)$$

Nun kann man die Signal–Stör–Verhältnisse der Schätzungen  $\hat{h}_u^{(z)}$  der einzelnen Koeffizienten der Kanalimpulsantwort  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(z)}$  berechnen. Für eine Kanalschätzung mit einem signalangepaßten Filter ergibt sich unter Vernachlässigung der Nebenzipfel der Autokorrelationsfunktion der Mittambel für den  $u$ -ten Koeffizienten der geschätzten totalen Kanalimpulsantwort  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(z)}$  das Signal–Stör–Verhältnis [SJ94]

$$\gamma_{\text{MF}}^{(u,z)} = \frac{|[\underline{\mathbf{h}}^{(z)}]_u|^2 \cdot \sum_{i=1}^L |[\underline{\mathbf{G}}^{(z)}]_{i,u}|^2}{2\sigma_m^2} = \frac{|[\underline{\mathbf{h}}^{(z)}]_u|^2 L}{2N_0 B_u} . \quad (4.83)$$

Dies entspricht einem Prozeßgewinn von

$$p_{g,\text{MF}} = L = \frac{T_m - T_h}{T_c} = B_u (T_m - T_h) . \quad (4.84)$$

Für eine Kanalschätzung mit einem Maximum–Likelihood–Schätzer ergibt sich das Signal–Stör–Verhältnis [SJ94]

$$\gamma_{\text{ML}}^{(u,z)} = \frac{|[\underline{\mathbf{h}}^{(z)}]_u|^2}{2\sigma_m^2 \left[ \left( \underline{\mathbf{G}}^{(z)*\text{T}} \underline{\mathbf{G}}^{(z)} \right)^{-1} \right]_{u,u}} , \quad (4.85)$$

das sich mit der SNR–Degradation

$$d^{(u,z)} = \left[ \left( \underline{\mathbf{G}}^{(z)*\text{T}} \underline{\mathbf{G}}^{(z)} \right)^{-1} \right]_{u,u} \cdot \sum_{i=1}^L \left| [\underline{\mathbf{G}}^{(z)}]_{i,u} \right|^2 \quad (4.86)$$

auch in der Form

$$\gamma_{\text{ML}}^{(u,z)} = \frac{\gamma_{\text{MF}}^{(u,z)}}{d^{(u,z)}} \quad (4.87)$$

schreiben läßt. Typische Werte für die SNR–Degradation sind, je nach verwendetem Mittambelgrundcode [SJ94]

$$d^{(u,z)} = 1, 15 \dots 1, 17 . \quad (4.88)$$

Sofern also, wie im Fall des Schätzens von Kanälen für Interzellinterferenzquellen mit dem Ziel der Interzellinterfererdetektion, die Störung durch Mittambelemfangssignale von Mobilstationen der Nachbarzellen wesentlich stärker als die Störung durch Mittambelemfangssignale anderer Mobilstationen der Referenzzelle ist, ist die Kanalschätzung mit einem Maximum–Likelihood–Schätzer aufgrund der SNR–Degradation geringfügig schlechter als die Kanalschätzung mit einem signalangepaßten Filter. Der erste Schritt bei der Relevanzindikatorberechnung ist immer das Bilden des Betragsquadrates  $\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2$  der geschätzten Kanalimpulsantwortabstastwerte  $\hat{h}_w^{(k,z)}$ , da das Argument der geschätzten Kanalimpulsantwortabstastwerte  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  aufgrund der nicht exakt bekannten Signallaufzeiten rein zufällig ist. Analog zu den in Abschnitt 4.2 angestellten Überlegungen läßt sich nun die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Betragsquadrate  $\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  angeben. Es handelt sich um eine nichtzentrale  $\chi^2$ –Verteilung

$$p_{\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2} \left( \left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2 \right) = \frac{\gamma^{(v(w,m),\zeta(m))}}{\left| \underline{h}_w^{(k,z)} \right|^2} I_0 \left( 2\gamma^{(v(w,m),\zeta(m))} \sqrt{\frac{\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2}{\left| \underline{h}_w^{(k,z)} \right|^2}} \right) \cdot \exp \left( -\gamma^{(v(w,m),\zeta(m))} \left( \frac{\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2}{\left| \underline{h}_w^{(k,z)} \right|^2} + 1 \right) \right) \quad (4.89)$$

mit zwei Freiheitsgraden und dem Nichtzentralitätsparameter  $\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2$  [Wha71], wobei als Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma^{(u,z)}$  je nach verwendetem Schätzer  $\gamma_{\text{MF}}^{(u,z)}$  nach (4.83) oder  $\gamma_{\text{ML}}^{(u,z)}$  nach (4.85) einzusetzen ist. Der Erwartungswert ist

$$\text{E} \left\{ \left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2 \right\} = \left| \underline{h}_w^{(k,z)} \right|^2 \left( 1 + \frac{1}{\gamma^{(v(w,m),\zeta(m))}} \right) \quad (4.90)$$

und die Varianz ist

$$\text{var} \left\{ \left| \hat{\underline{h}}_w^{(k,z)} \right|^2 \right\} = \left| \underline{h}_w^{(k,z)} \right|^4 \left( \frac{2}{\gamma^{(v(w,m),\zeta(m))}} + \frac{1}{\gamma^{(v(w,m),\zeta(m))^2}} \right). \quad (4.91)$$

Die von einer Mobilstation  $m$  verursachte Empfangsleistung  $R^{(m)}$  ist, falls das Sendesignal innerhalb der Systembandbreite spektral weiß ist

$$R^{(m)} = \left| \underline{\mathbf{h}}^{(k,z)} \right|^2 C. \quad (4.92)$$

Der Interzellinterferenz–Relevanzindikator  $\kappa^{(m)}$  nach (4.20) ist also

$$\kappa^{(m)} = \frac{R^{(m)}}{C} = \left| \underline{\mathbf{h}}^{(k,z)} \right|^2. \quad (4.93)$$

Ein erster naheliegender Ansatz zum Gewinnen eines geschätzten Interzellinterferenz–Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  bestünde also darin, die Energie der geschätzten Kanalimpulsantwort  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,z)}$  zu verwenden:

$$\hat{\kappa}^{(m)} = \left| \hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,z)} \right|^2. \quad (4.94)$$

Das Problem hierbei besteht darin, daß typische Kanalimpulsantworten in Mobilfunksystemen wenige Koeffizienten mit hoher Energie und viele Koeffizienten mit kleiner Energie haben [ETS97, COS89]. Die Betragsquadrate der Schätzungen der Koeffizienten kleiner Energie tragen nur unwesentlich zum Nutzanteil des Interzellinterferenz–Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  bei, erhöhen also im wesentlichen die Varianz. Eine im Hinblick auf die Varianz des Interzellinterferenz–Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  günstigere Vorgehensweise bestünde darin, die Betragsquadrate  $\left| \hat{\underline{h}}_w^{(k,z)} \right|^2$  der Schätzungen der einzelnen Kanalimpulsantwortabtastwerte  $\hat{\underline{h}}_w^{(k,z)}$  entsprechend dem Maximal–Ratio–Prinzip zu kombinieren [Bre59]. Dazu müßte man die Betragsquadrate  $\left| \hat{\underline{h}}_w^{(k,z)} \right|^2$  der Schätzungen der Koeffizienten  $\hat{\underline{h}}_w^{(k,z)}$  mit dem Verhältnis

$$\frac{\text{E} \left\{ \left| \hat{\underline{h}}_w^{(k,z)} \right|^2 \right\}}{\text{var} \left\{ \left| \hat{\underline{h}}_w^{(k,z)} \right|^2 \right\}} = \frac{\gamma^{(v(w,m),\zeta(m))^2} + \gamma^{(v(w,m),\zeta(m))}}{\left| \underline{h}_w^{(k,z)} \right|^2 (1 + 2\gamma^{(v(w,m),\zeta(m))})}, \quad (4.95)$$

siehe (4.90) und (4.91), gewichten und dann aufsummieren. Da die Betragsquadrate  $\left| \hat{\underline{h}}_w^{(k,z)} \right|^2$  der Schätzungen der Kanalkoeffizienten  $\hat{\underline{h}}_w^{(k,z)}$  nicht erwartungstreu sind, sondern einen Offset enthalten, gehen jedoch auch bei dieser Vorgehensweise Schätzungen  $\hat{\underline{h}}_w^{(k,z)}$  von Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$ , die in Wahrheit Null sind und daher nur Störungen enthalten, mit einem von Null verschiedenen Gewicht in den Interzellinterferenz–Relevanzindikator  $\hat{\kappa}^{(m)}$  ein.



Im folgenden sollen solche Mobilfunkkanäle betrachtet werden, bei denen der erste Koeffizient  $\underline{h}_1^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  wesentlich größer als die übrigen Koeffizienten ist. Der Anteil der im ersten Koeffizienten enthaltenen Energie der Kanalimpulsantwort ist

$$\eta_1 = \frac{|\underline{h}_1^{(k,z)}|^2}{\sum_{w=1}^W |\underline{h}_w^{(k,z)}|^2} = \frac{|\underline{h}_1^{(k,z)}|^2}{|\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}|^2}. \quad (4.96)$$

Aus (4.93) und (4.96) folgt

$$\kappa^{(m)} = \frac{|\underline{h}_1^{(k,z)}|^2}{\eta_1}. \quad (4.97)$$

Vom Verfasser durch Simulationen ermittelte typische mittlere Werte von  $\eta_1$  für die ITU-Kanalmodelle [ETS97] kann man aus Tabelle 4.3 entnehmen. Bei jeder beobachteten oder ausgewürfelten Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  ergibt sich ein anderer Wert für  $\eta_1$ . Bild 4.21 zeigt beispielhaft die simulierte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion von  $\eta_1$  für das ITU-Kanalmodell Outdoor to Indoor and Pedestrian B.

Tabelle 4.3. Mittlerer Energieanteil  $E\{\eta_1\}$  des ersten Koeffizienten der Kanalimpulsantwort

Kanalmodell	Indoor Office		Outdoor to Indoor and Pedestrian		Vehicular High Antenna	
	A	B	A	B	A	B
$E\{\eta_1\}$	0,851	0,643	0,863	0,382	0,455	0,396

Falls  $\eta_1$  sehr groß, das heißt nahezu eins ist, besteht eine sinnvolle Vorgehensweise zum Ermitteln eines Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  darin, das Betragsquadrat  $|\hat{\underline{h}}_1^{(k,z)}|^2$  der Schätzung  $\hat{\underline{h}}_w^{(k,z)}$  dieses ersten starken Koeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  zu verwenden:

$$\hat{\kappa}^{(m)} = \frac{|\hat{\underline{h}}_1^{(k,z)}|^2}{\eta_1}. \quad (4.98)$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion dieses Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  folgt mit (4.98) aus (4.89) zu

$$p_{\hat{\kappa}^{(m)}}(\hat{\kappa}^{(m)}) = \frac{\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))}}{\kappa^{(m)}} I_0 \left( 2\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))} \sqrt{\frac{\hat{\kappa}^{(m)}}{\kappa^{(m)}}} \right) \exp \left( -\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))} \left( \frac{\hat{\kappa}^{(m)}}{\kappa^{(m)}} + 1 \right) \right). \quad (4.99)$$

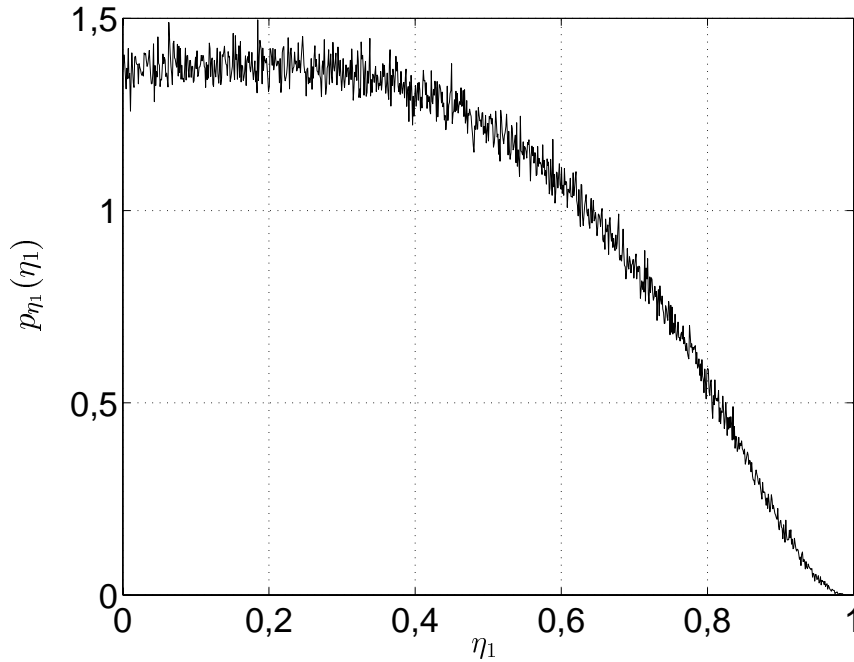


Bild 4.21. Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $p_{\eta_1}(\eta_1)$  des Energieanteils des ersten Koeffizienten  $\hat{h}_1^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  beim Kanalmodell Outdoor to Indoor and Pedestrian B

Für den Erwartungswert des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  ergibt sich aus (4.90) mit (4.72), (4.82) und (4.97) im Falle des Verwendens eines signalangepaßten Filters zur Kanalschätzung mit  $\gamma^{(u,z)}$  nach (4.83)

$$\mathbb{E} \{ \hat{\kappa}^{(m)} \} = \kappa^{(m)} \left( 1 + \frac{1}{\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))}} \right) = \kappa^{(m)} + \frac{N_0}{\eta_1 C(T_m - T_h)}. \quad (4.100)$$

Im folgenden soll davon ausgegangen werden, daß  $\eta_1$  für die Mobilfunkkanäle aller Interzellinterferenzquellen gleich ist. Dann ist der Offset  $N_0/(\eta_1 C(T_m - T_h))$  für alle Interzellinterferenzquellen näherungsweise gleich, da die einseitige spektrale Leistungsdichte der Störung  $N_0$  für alle Interzellinterferenzquellen im wesentlichen aus den Empfangssignalen der Mobilstationen der Referenzzelle resultiert und daher näherungsweise gleich ist. Der Offset stört folglich bei der Interzellinterferererkennung nicht. Für die Varianz des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  ergibt sich aus (4.91) mit (4.72), (4.82), (4.97) und  $\gamma^{(u,z)}$  nach (4.83)

$$\text{var} \{ \hat{\kappa}^{(m)} \} = \kappa^{(m)2} \left( \frac{2}{\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))}} + \frac{1}{\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))2}} \right) = \frac{2N_0\kappa^{(m)}}{\eta_1 C(T_m - T_h)} + \frac{N_0^2}{\eta_1^2 C^2(T_m - T_h)^2}. \quad (4.101)$$

Mit kleiner werdendem  $\eta_1$  wird die Varianz des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  größer, das heißt, der Interzellinterferenz-Relevanzindikator  $\hat{\kappa}^{(m)}$  wird unzuverlässiger.

### 4.3.2 Nachintegration

Als ein weiterer optionaler Verarbeitungsschritt besteht auch bei der mittambelbasierten Interzellinterfererdedektion die Möglichkeit einer Nachintegration. In völliger Analogie zum Fall signatursignalbasierter Interzellinterfererdedektion ergibt sich für den nachintegrierten Interzellinterferenz-Relevanzindikator

$$\overline{\hat{\kappa}}^{(m)} = \frac{1}{N_I} \sum_{N_I} \hat{\kappa}^{(m)} \quad (4.102)$$

die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$\begin{aligned} p_{\overline{\hat{\kappa}}^{(m)}} \left( \overline{\hat{\kappa}}^{(m)} \right) &= \frac{\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))} N_I}{\kappa^{(m)}} \left( \frac{\overline{\hat{\kappa}}^{(m)}}{\hat{\kappa}^{(m)}} \right)^{\frac{N_I-1}{2}} I_{N_I-1} \left( 2\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))} N_I \sqrt{\frac{\overline{\hat{\kappa}}^{(m)}}{\hat{\kappa}^{(m)}}} \right) \\ &\cdot \exp \left( -\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))} N_I \left( \frac{\overline{\hat{\kappa}}^{(m)}}{\hat{\kappa}^{(m)}} + 1 \right) \right) \end{aligned} \quad (4.103)$$

mit dem Erwartungswert

$$E \left\{ \overline{\hat{\kappa}}^{(m)} \right\} = \kappa^{(m)} \left( 1 + \frac{1}{\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))}} \right) \quad (4.104)$$

und der Varianz

$$\text{var} \left\{ \overline{\hat{\kappa}}^{(m)} \right\} = \frac{\kappa^{(m)2}}{N_I} \left( \frac{2}{\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))}} + \frac{1}{\gamma^{(v(1,m),\zeta(m))2}} \right) . \quad (4.105)$$

Im Falle zellularer Mobilfunksysteme läßt sich die Störung der Interzellinterfererdedektion durch die Mittambelempfangssignale der anderen Mobilstationen im Zellnetz näherungsweise mit der zellularen Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  berechnen. Der Einfachheit halber vernachlässigt man hierbei, daß sich die Interzellinterferenzquelle selbst nicht stört. Die mittlere Leistung der Störung ist, falls in jeder Zelle  $K$  Mobilstationen sind,

$$N_0 B_u = K C (1 + f(r, \alpha, \sigma_G)) . \quad (4.106)$$

Mit (4.72), (4.82), (4.83) und (4.97) folgt

$$\gamma_{\text{MF}}^{(v(1,m),\zeta(m))} = \frac{(T_m - T_h) B_u \eta_1 \kappa^{(m)}}{\overline{K} (f(r, \alpha, \sigma_G) + 1)} . \quad (4.107)$$

## 4.4 Mittelung über mehrere Rahmen

In den vorherigen Abschnitten 4.2.2 und 4.3.2 wurden bereits Verfahren zur Nachintegration der in aufeinanderfolgenden Rahmen  $i$  gewonnenen Interzellinterferenz-Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  vorgestellt. Leider ist die erhoffte Verbesserung der Interzellinterfererdetektion in der Regel nicht erreichbar, da der Mobilfunkkanal zeitvariant ist. In diesem Abschnitt werden weiterentwickelte Verfahren zum Verbessern der Interzellinterfererdetektion durch Berücksichtigen der Empfangssignale mehrerer aufeinanderfolgender Rahmen entworfen. Der Ausgangspunkt ist eine detaillierte Betrachtung der Zeitvarianz des Betragsquadrates  $\left| \underline{h}_w^{(k,z)} \right|^2$  eines Kanalimpulsantwortabstastwertes  $\underline{h}_w^{(k,z)}$ . Bild 4.22 zeigt das Betragsquadrat  $|\underline{h}(\tau, t)|^2$  einer exemplarischen Kanalimpulsantwort  $\underline{h}(\tau, t)$  und eines daraus extrahierten Kanaltaps  $\underline{h}(\tau_0, t)$  mit der Verzögerung  $\tau_0$  abhängig von der Zeit  $t$ . Die Kanalimpulsantwort  $\underline{h}(\tau, t)$  wurde mit dem ITU Indoor Office B Kanalmodell bestimmt [ETS97] und im Chiptakt alle  $T_c = 0,24414 \mu\text{s}$  einmal pro Rahmen abgetastet. Die Rahmendauer ist  $T_{\text{fr}} = 10 \text{ ms}$ , die Wellenlänge ist  $\lambda = 15 \text{ cm}$ , und die Mobilstation bewegt sich mit einer Geschwindigkeit von  $v = 3 \text{ km/h}$ . Man erkennt, daß bei diesem typischen Mobilfunkkanal die Werte eines bestimmten Kanaltaps in aufeinanderfolgenden Rahmen keinesfalls völlig unabhängig, aber auch nicht näherungsweise gleich sind, wie es zum erfolgreichen Einsatz einer Nachintegration erforderlich wäre. Die Korrelationsdauer  $T_k$  des Mobilfunkkanals ist ein Maß für die Zeitdauer, in der sich der Mobilfunkkanal vollständig ändert. Mit der maximalen Dopplerfrequenz  $f_{\text{D,max}}$  nach (4.10) gilt

$$T_k = \frac{1}{2f_{\text{D,max}}} . \quad (4.108)$$

Im vorliegenden Beispiel ergibt sich  $T_k = 0,09 \text{ s} = 9 T_{\text{fr}}$ , was dem minimal möglichen Abstand zweier Maxima des Betragsquadrates eines Kanaltaps entspricht. Die in aufeinanderfolgenden Rahmen ermittelten Kanaltaps sind unabhängig voneinander, falls die Mobilstationsgeschwindigkeit  $v$  so groß ist, daß

$$T_{\text{fr}} \geq T_k \quad (4.109)$$

gilt. Mit den Parametern des hier betrachteten Mobilfunksystems nach Tabelle 1.1 entspricht dies einer Geschwindigkeit

$$v_{\text{crit}} = \frac{\lambda}{2T_{\text{fr}}} = 27 \text{ km/h} . \quad (4.110)$$

Ein Verbessern der Interzellinterfererdetektion durch Berücksichtigen der Empfangssignale mehrerer aufeinanderfolgender Rahmen ist nur dann erfolgversprechend, wenn die Mobilstationsgeschwindigkeit  $v$  kleiner als diese kritische Geschwindigkeit  $v_{\text{crit}}$  ist.

Der zeitliche Verlauf des Wertes des Betragsquadrates eines Kanaltaps resultiert aus der Überlagerung von sich über verschiedene Pfade mit unterschiedlichen Dopplerfrequenzen ausbreitenden Signalen. Die bandbegrenzte Kanalimpulsantwort läßt sich als Überlagerung aller  $N_P$  Pfade mit dem Gewicht  $a_{n_P}$ , der Nullphase  $\theta_{n_P}$ , der Dopplerfrequenz  $f_{D,n_P}$  und der Verzögerung  $\tau_{n_P}$  darstellen [Hoe92]:

$$\underline{h}(\tau, t) = \sum_{n_P=1}^{N_P} a_{n_P} e^{j\theta_{n_P}} e^{j2\pi f_{D,n_P} t} \operatorname{sinc} \left( \frac{t - \tau_{n_P}}{T_c} \right) . \quad (4.111)$$

Im folgenden wird vereinfachend angenommen, daß die Verzögerungen  $\tau_{n_P}$  ganzzahlige Vielfache der Chipdauer  $T_c$  sind. Es wird der Kanaltap  $\underline{h}(\tau_0, t)$  mit der Verzögerung  $\tau_0$  betrachtet, wobei auch die Verzögerung  $\tau_0$  ein ganzzahliges Vielfaches der Chipdauer  $T_c$  ist. Der Kanaltap  $\underline{h}(\tau_0, t)$  resultiert dann allein aus der Überlagerung der Pfade

$$\mathbb{P} = \{n_P | \tau_{n_P} = \tau_0\} . \quad (4.112)$$

Es gilt

$$\underline{h}(\tau_0, t) = \sum_{\{n_P | n_P \in \mathbb{P}\}} a_{n_P} e^{j\theta_{n_P}} e^{j2\pi f_{D,n_P} t} . \quad (4.113)$$

Nun sollen noch zwei Sonderfälle betrachtet werden:

1. Falls der Kanaltap  $\underline{h}(\tau_0, t)$  aus nur einem einzigen Pfad resultiert, also

$$|\mathbb{P}| = 1 \quad (4.114)$$

gilt, so ist das Betragsquadrat des Kanaltaps konstant. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit gelte

$$\mathbb{P} = \{1\} . \quad (4.115)$$

Daraus folgt

$$|\underline{h}(\tau_0, t)|^2 = a_1^2 . \quad (4.116)$$

2. Falls der Kanaltap  $\underline{h}(\tau_0, t)$  aus der Überlagerung von zwei Pfaden resultiert, also

$$|\mathbb{P}| = 2 \quad (4.117)$$

gilt, so ergibt sich ein sinusförmiger Verlauf für das Betragsquadrat des Kanaltaps. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit gelte

$$\mathbb{P} = \{1, 2\} . \quad (4.118)$$

Daraus folgt

$$|\underline{h}(\tau_0, t)|^2 = a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2 \cos(\theta_1 - \theta_2 + 2\pi(f_{d,1} - f_{d,2})t) . \quad (4.119)$$

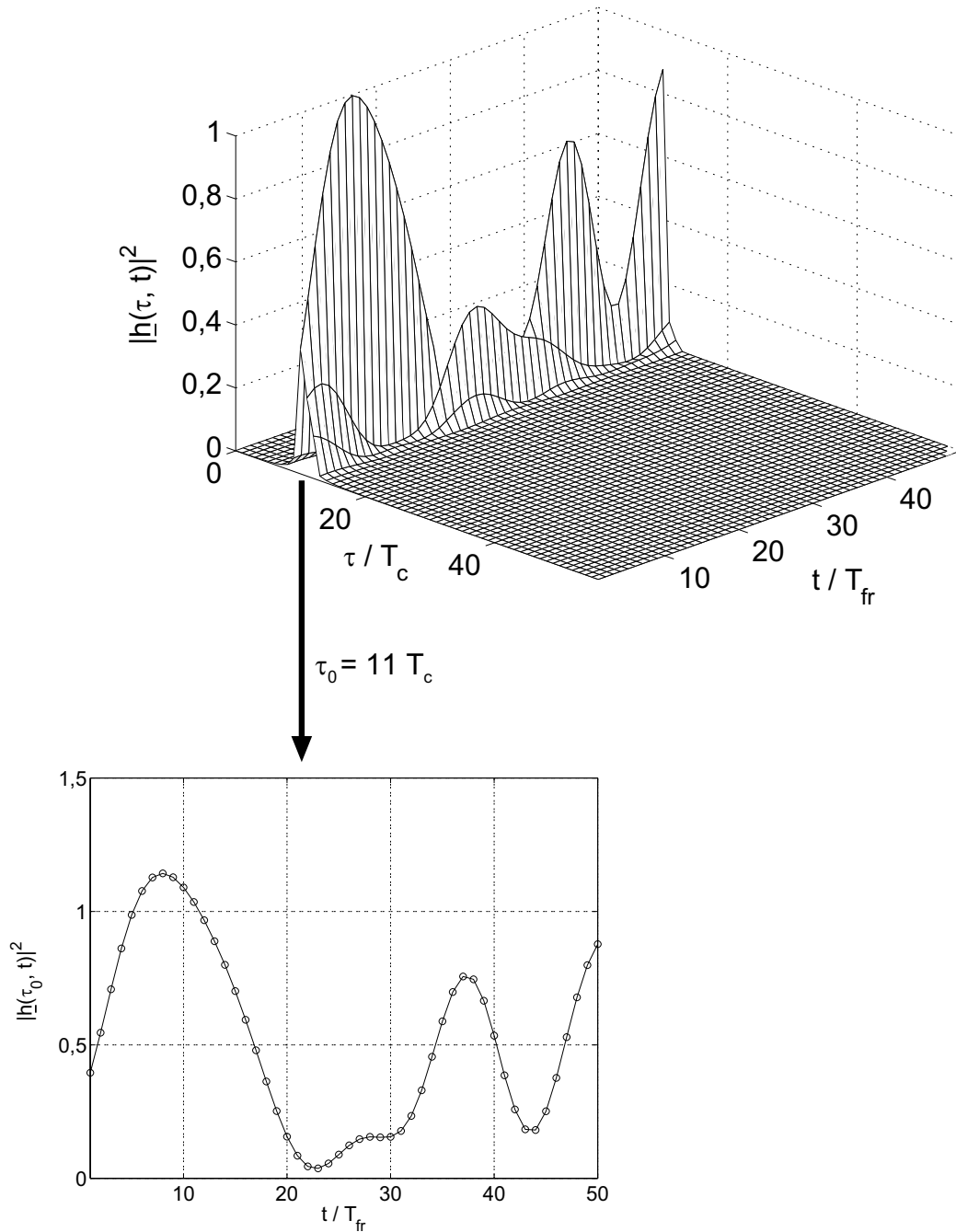


Bild 4.22. Betragsquadrat  $|\underline{h}(\tau, t)|^2$  einer zeitvarianten Kanalimpulsantwort  $\underline{h}(\tau, t)$  für  $v = 3 \text{ km/h}$ ;  $T_c = 0,24414 \mu\text{s}$  und  $T_{fr} = 10 \text{ ms}$  und zeitlicher Verlauf des 11. Kanalkoeffizienten

Der in Bild 4.22 gezeigte zeitliche Verlauf des Betragsquadrates des Kanaltaps  $\underline{h}(\tau_0, t)$  resultiert offensichtlich aus der Überlagerung von mehr als zwei Pfaden. Das Verfahren der Nachintegration entspricht dem Bestimmen eines konstanten Wertes  $\overline{\hat{\kappa}}_{i_0}^{(m)}$  in Rahmen  $i_0$  derart, daß die Summe der quadratischen Abweichungen zu den in den letzten  $N_I$  Rahmen gewonnenen Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  minimal wird. Bild 4.23 verdeutlicht die Vorgehensweise zum Bestimmen des nachintegrierten Interzellinterferenz–Relevanzindikators  $\overline{\hat{\kappa}}_{i_0}^{(m)}$  im  $i_0$ -ten Rahmen. Hierzu wird der Mittelwert

$$\overline{\hat{\kappa}}_{i_0}^{(m)} = \sum_{i=i_0-N_I+1}^{i_0} \frac{1}{N_I} \hat{\kappa}_i^{(m)} \quad (4.120)$$

der Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$ ,  $i = i_0 - N_I + 1 \dots i_0$  gebildet.

Bild 4.23 zeigt einen exemplarischen zeitlichen Verlauf des wahren Interzellinterferenz–Relevanzindikators  $\kappa_i^{(m)}$  und des geschätzten Interzellinterferenz–Relevanzindikators  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  sowie den in Rahmen  $i_0$  ermittelten nachintegrierten Interzellinterferenz–Relevanzindikator  $\overline{\hat{\kappa}}_{i_0}^{(m)}$ , der dem Mittelwert aller geschätzten Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  in dem Fenster der Länge  $N_I$  entspricht. Im Beispiel tritt der typische Fall auf, daß der durch Nachintegration gewonnene Interzellinterferenz–Relevanzindikator  $\overline{\hat{\kappa}}_{i_0}^{(m)}$  schlechter als der Interzellinterferenz–Relevanzindikator  $\hat{\kappa}_{i_0}^{(m)}$  in Rahmen  $i_0$  ist.

Beim Verfahren der Nachintegration geht man von der Hypothese aus, daß der wahre Interzellinterferenz–Relevanzindikator  $\kappa_i^{(m)}$  während der  $N_I$  Rahmen konstant gewesen sei, und versucht, diesen Wert  $\kappa_i^{(m)}$  ausgehend von den  $N_I$  Schätzungen  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  möglichst genau zu bestimmen. Der wahre Interzellinterferenz–Relevanzindikator  $\kappa_i^{(m)}$  ist jedoch keinesfalls konstant, sondern proportional zum zeitvarianten Betragsquadrat des Kanaltaps, siehe (4.97). Im folgenden wird daher der allgemeinere, als Nachinterpolation bezeichnete Ansatz untersucht, bei dem von der Hypothese ausgegangen wird, daß der zeitliche Verlauf des wahren Interzellinterferenz–Relevanzindikators  $\kappa_i^{(m)}$  durch eine mit den Gewichten  $c_n$  versehene Summe

$$\kappa_i^{(m)} = \sum_{n=1}^{N_B} c_n f_n(i) \quad (4.121)$$

von  $N_B$  Basisfunktionen  $f_n(i)$  beschrieben wird, wobei die Basisfunktionen  $f_n(i)$  fest vorgegeben sind. Als Basisfunktionen kommen beispielsweise

- Potenzfunktionen

$$f_n(i) = i^{n-1} \quad (4.122)$$

oder

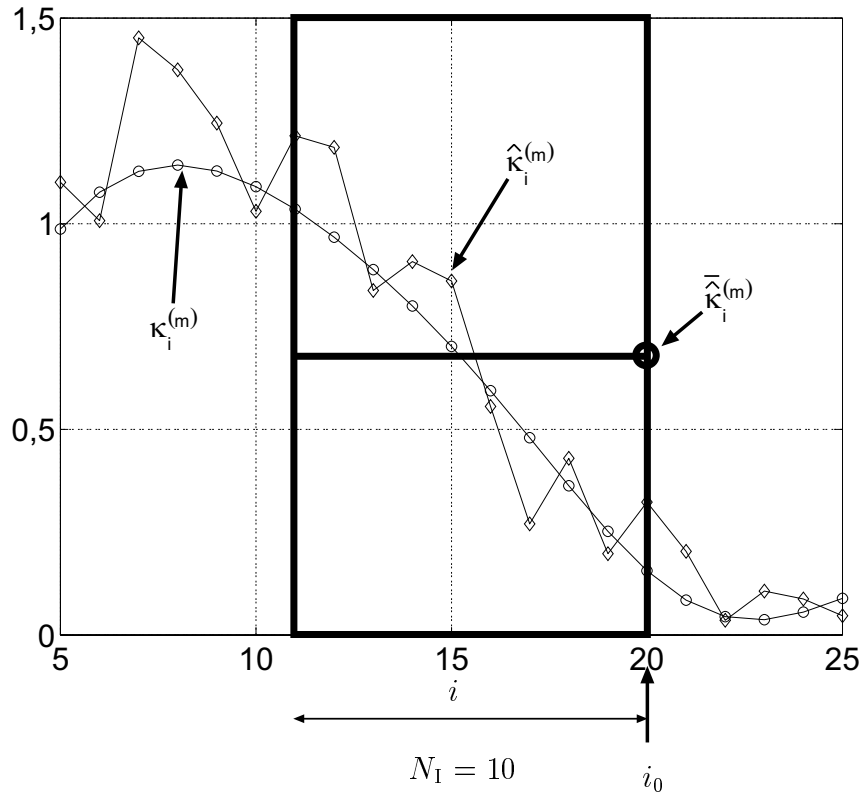


Bild 4.23. Nachintegrieren des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$

- Sinus- und Cosinusfunktionen verschiedener Frequenzen

in Betracht. Die Nachintegration kann man als Sonderfall der Nachinterpolation mit nur einer konstanten Basisfunktion

$$f_1(i) = 1 \quad (4.123)$$

betrachten. Die Gewichte werden so bestimmt, daß die Summe der quadratischen Abweichungen zu den in den letzten  $N_I$  Rahmen gewonnenen Interzellinterferenz-Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  minimal wird:

$$\sum_{i=i_0-N_I+1}^{i_0} \left( \hat{\kappa}_i^{(m)} - \sum_{n=1}^{N_B} c_n f_n(i) \right)^2 \stackrel{!}{=} \min . \quad (4.124)$$

Der gesuchte nachintegrierte Interzellinterferenz-Relevanzindikator ist dann

$$\bar{\kappa}_{i_0}^{(m)} = \sum_{n=1}^{N_B} c_n f_n(i) . \quad (4.125)$$



Mit dem Vektor der Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$

$$\hat{\boldsymbol{\kappa}}^{(m)} = \left( \hat{\kappa}_{i_0 - N_I + 1}^{(m)} \cdots \hat{\kappa}_{i_0}^{(m)} \right)^T, \quad (4.126)$$

dem Vektor der gesuchten Gewichte

$$\mathbf{c} = (c_0 \cdots c_{N_B - 1})^T \quad (4.127)$$

und der Matrix der Funktionswerte

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} f_0(i_0 - N_I + 1) & \cdots & f_{N_B - 1}(i_0 - N_I + 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_0(i_0) & \cdots & f_{N_B - 1}(i_0) \end{pmatrix} \quad (4.128)$$

läßt sich das Optimierungskriterium (4.124) für die Gewichte auch in der Form

$$|\hat{\boldsymbol{\kappa}}^{(m)} - \mathbf{F} \mathbf{c}|^2 \stackrel{!}{=} \min \quad (4.129)$$

schreiben. Die Lösung dieses Optimierungsproblems ist [Wha71]

$$\mathbf{c} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T \hat{\boldsymbol{\kappa}}^{(m)} \quad (4.130)$$

und existiert nur für

$$N_B \leq N_I. \quad (4.131)$$

Der nachintegrierte Interzellinterferenz–Relevanzindikator ergibt sich zu

$$\overline{\hat{\kappa}}_{i_0}^{(m)} = [\mathbf{F} \mathbf{c}]_{N_I} = \left[ \mathbf{F} (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T \hat{\boldsymbol{\kappa}}^{(m)} \right]_{N_I}. \quad (4.132)$$

Im Fall

$$N_B = N_I \quad (4.133)$$

ist  $\mathbf{F}$  eine quadratische Matrix, und aus (4.132) folgt

$$\overline{\hat{\kappa}}_{i_0}^{(m)} = \hat{\kappa}_{i_0}^{(m)}. \quad (4.134)$$

In diesem Fall ist also keine Verbesserung des Interzellinterferenz–Relevanzindikators durch Nachintegration möglich. Der Interzellinterferenz–Relevanzindikator läßt sich nur dann durch Nachintegration möglicherweise verbessern, wenn die durch die Wahl der Basisfunktion  $f_n(i)$  beschriebene Hypothese über die möglichen zeitlichen Verläufe des wahren Interzellinterferenz–Relevanzindikators  $\kappa_i^{(m)}$  eine Einschränkung darstellt, die Anzahl  $N_B$  der Basisfunktionen und damit der Freiheitsgrade also kleiner als die Anzahl  $N_I$  der berücksichtigten Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  ist.

Zum Abschluß dieses Abschnitts soll die nach dem Sonderfall der Nachinterpolation zweiteinfachste Form der Nachinterpolation, nämlich das Bestimmen einer Ausgleichsgeraden, genauer betrachtet werden. Das Bestimmen einer Ausgleichsgeraden entspricht dem Verwenden der beiden Basisfunktionen

$$f_1(i) = 1 \quad (4.135)$$

und

$$f_2(i) = i, \quad (4.136)$$

also aller Potenzfunktionen vom Grad kleiner oder gleich eins. Aus (4.128) folgt

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & i_0 - N_I + 1 \\ 1 & i_0 - N_I \\ \vdots & \vdots \\ 1 & i_0 \end{pmatrix}. \quad (4.137)$$

Es folgen

$$\mathbf{F}^T \mathbf{F} = \begin{pmatrix} N_I & \frac{N_I(2i_0 - N_I + 1)}{2} \\ \frac{N_I(2i_0 - N_I + 1)}{2} & \frac{i_0(i_0 + 1)(2i_0 + 1) - (i_0 + N_I)(i_0 - N_I + 1)(2i_0 - 2N_I + 1)}{6} \end{pmatrix} \quad (4.138)$$

und

$$(\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} = \frac{12}{N_I^4 + N_I^2} \begin{pmatrix} \frac{6N_I i_0^2 - 6N_I^2 i_0 + 6N_I i_0 + 2N_I^3 - 3N_I^2 + N_I}{N_I^2 + N_I} & -\frac{N_I(2i_0 - N_I + 1)}{2} \\ -\frac{N_I(2i_0 - N_I + 1)}{2} & N_I \end{pmatrix}. \quad (4.139)$$

Der nachintegrierte Interzellinterferenz-Relevanzindikator ergibt sich mit (4.125) schließlich zu

$$\widehat{\hat{k}}_{i_0}^{(m)} = \sum_{i=i_0-N_I+1}^{i_0} \frac{6i - 6i_0 + 4N_I - 2}{N_I^2 + N_I} \hat{k}_i^{(m)}. \quad (4.140)$$

Bild 4.24 veranschaulicht nochmals die Vorgehensweise des Nachinterpolierens des Interzellinterferenz-Relevanzindikators mit einer Ausgleichsgeraden. Man erkennt, daß in diesem Beispiel eine Verbesserung des Interzellinterferenz-Relevanzindikators erzielt wird.

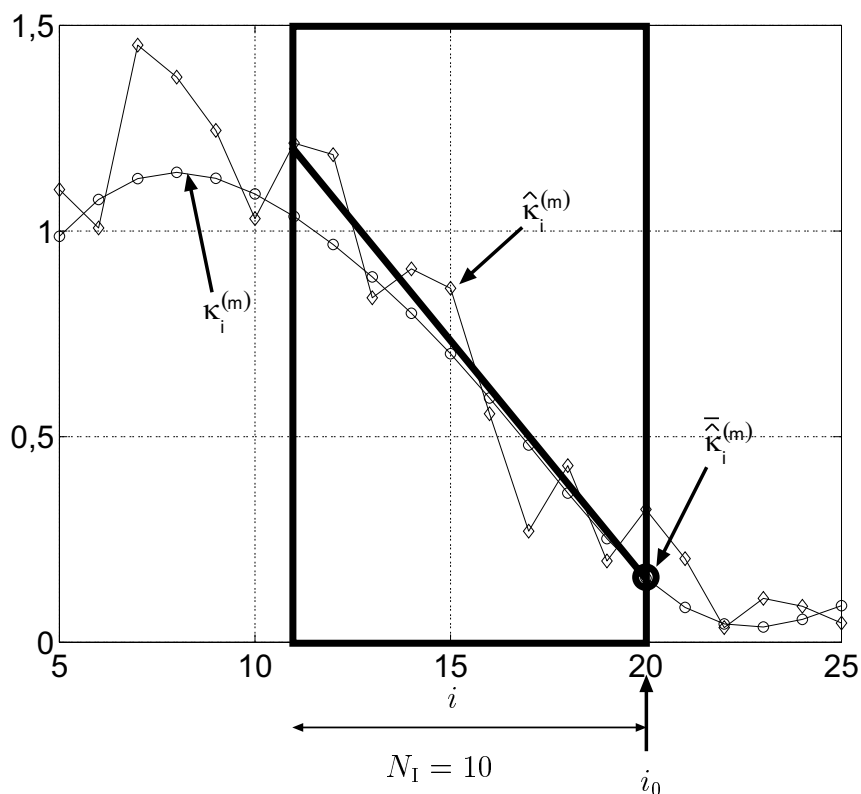


Bild 4.24. Nachinterpolieren des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\hat{\kappa}_i^{(m)}$  mit einer Ausgleichsgeraden

## 4.5 Wertung der Verfahren

### 4.5.1 Vergleich der Verfahren

In diesem Abschnitt sollen

- die in Abschnitt 4.2 beschriebene Interzellinterferererkennung mit Signatursignalen und
- die in Abschnitt 4.3 beschriebene Interzellinterferererkennung mit Mittambelsignalen, wobei hier nur die Variante mit einem signalangepassten Filter zur Kanalschätzung und ausschließlichem Verwenden der Schätzung des ersten Kanalimpulsantwortwertes bei der Relevanzindikatorberechnung betrachtet wird,

miteinander verglichen werden. Die in Abschnitt 4.4 diskutierten Verfahren der Nachintegration oder Nachinterpolation sind aufgrund der geringen kritischen Geschwindigkeit

$v_{\text{crit}}$ , siehe (4.110), nicht universell einsetzbar und werden daher nicht weiter betrachtet. Ziel ist die Auswahl eines günstigsten Interzellinterfererdetektionsverfahrens, das dann in Abschnitt 4.5.2 genauer analysiert und weiterentwickelt wird. Ein wesentliches Ergebnis der vorhergehenden Abschnitte ist, daß die Güte des Interzellinterferenz-Relevanzindikators  $\hat{\kappa}^{(m)}$  und der davon abhängende erzielbare Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  ausschließlich vom Signal-Stör-Verhältnis am Eingang des quadratischen Gleichrichters abhängt. Aus (4.58) und (4.105) folgt

$$\frac{\text{var}\{\hat{\kappa}_{\text{ML}}^{(m)}\}}{\text{var}\{\hat{\kappa}_{\text{SI}}^{(m)}\}} = \frac{\frac{1}{\left(2\gamma_{\text{MF}}^{(v(1,m),\zeta(m))}\right)} + \frac{1}{\left(2\gamma_{\text{MF}}^{(v(1,m),\zeta(m))}\right)^2}}{\frac{1}{\gamma_{\text{SI}}} + \frac{1}{\gamma_{\text{SI}}^2}}. \quad (4.141)$$

Der mittambelbasierte Interzellinterfererdetektor ist also genau dann besser als der signatursignalbasierte Interzellinterfererdetektor, wenn

$$2\gamma_{\text{MF}}^{(v(1,m),\zeta(m))} > \gamma_{\text{SI}} \quad (4.142)$$

gilt. Diese Signal-Stör-Verhältnisse  $\gamma_{\text{MF}}^{(v(1,m),\zeta(m))}$  und  $\gamma_{\text{SI}}$  konnten in Gleichung (4.60) beziehungsweise (4.107) abhängig von

- der Stärke der Interzellinterferenzquelle  $\kappa^{(m)}$ , siehe (4.20),
- der relativen Sendeleistung des Signatursignals  $p$ , siehe (4.12),
- des Energieanteils des ersten Koeffizienten der Kanalimpulsantwort  $\eta_1$ , siehe (4.96),
- der zellularen Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$ , siehe Tabelle 2.2,
- der Anzahl  $K$  gleichzeitig aktiver Mobilstationen je Zelle und
- den Burstparametern Bandbreite  $B_u$ , Burstdauer  $T_{\text{bu}}$ , Mittambeldauer  $T_m$  und Kanalimpulsantwortdauer  $T_h = W T_{\text{bu}}$ , siehe Tabelle 1.1,

berechnet werden. Für einen Vergleich der Verfahren der Interzellinterfererdetektion bildet man den Quotienten

$$\frac{2\gamma_{\text{MF}}^{(v(1,m),\zeta(m))}}{\gamma_{\text{SI}}} = \frac{(T_m - T_h) \eta_1}{p T_{\text{bu}}}. \quad (4.143)$$

Ist dieser Quotient bei einer gewählten Systemparametrisierung und den vorliegenden Eigenschaften des Mobilfunkkanals größer als eins, so liefert die mittambelbasierte Interzellinterfererdetektion bessere Ergebnisse, anderenfalls ist die signatursignalbasierte Interzellinterfererdetektion vorzuziehen. Anschaulich läßt sich (4.143) wie folgt interpretieren:

- Das Verhältnis  $\frac{(T_m - T_h)}{T_{bu}}$  resultiert aus dem Verhältnis der Prozeßgewinne, siehe (4.34) und (4.84). Da die signatursignalbasierte Interzellinterfererdetektion die volle Burstdauer  $T_{bu}$  nutzen kann, die mittambelbasierte Interzellinterfererdetektion aber nur das datenblockinterferenzfreie Mittambelemfangssignal der Dauer  $T_m - T_h$  nutzt, hat die signatursignalbasierte Interzellinterfererdetektion hier einen Vorteil.
- Je kleiner der Kanalimpulsantwortenergieanteil  $\eta_1$  des ersten Koeffizienten ist, desto weniger Empfangsenergie nutzt der mittambelbasierte Interzellinterfererdetektor und desto schlechter wird das Detektionsergebnis.
- Je kleiner die relative Sendeleistung der Signatursignale  $p$ , desto stärker wird der signatursignalbasierte Interzellinterfererdetektor durch TD-CDMA-Signale gestört.

Mit den Parametern  $T_m$  und  $T_{bu}$  für ein TD-CDMA-Mobilfunksystem nach Tabelle 1.1,

- der maximalen Kanalimpulsantwortdauer  $T_h = W T_c = 13,9 \mu s$  und
- einer maximalen akzeptablen relativen Sendeleistung der Signatursignale von  $p = 0,01$

folgt, daß eine mittambelbasierte Interzellinterfererdetektion die besseren Ergebnisse liefert, sofern der erste Koeffizient der Kanalimpulsantwort mindestens 5,6 % der Kanalimpulsantwortenergie enthält. Diese Bedingung ist im Mittel bei allen ITU-Kanalmodellen erfüllt, siehe Tabelle 4.3. Man kann also festhalten, daß eine mittambelbasierte Interzellinterfererdetektion in Szenarien mit kurzen Kanalimpulsantworten zu bevorzugen ist.

Weitere Gründe, die für eine mittambelbasierte Interzellinterfererdetektion sprechen, sind:

- Wie in Abschnitt 4.5.2 noch gezeigt wird, ist es bei der mittambelbasierten Interzellinterfererdetektion nicht unbedingt erforderlich, daß der erste Koeffizient der Kanalimpulsantwort relativ groß ist. Es kommt vielmehr nur darauf an, daß es überhaupt einen relativ großen Kanalimpulsantwortabtastwert gibt, der allerdings nicht der erste Koeffizient sein muß. Diese Bedingung ist bei kurzen Mobilfunkkanälen, das heißt Mobilfunkkanälen mit nur wenigen nichtverschwindenden Koeffizienten der Kanalimpulsantwort, immer erfüllt.

- Aus der Position des Maximums des Ausgangssignals des quadratischen Gleichrichters, die in der Regel, das heißt bei nicht allzu starker Störung, der Position des größten Kanalimpulsantwortabtwertes entspricht, kann man die Position einer kurzen Kanalimpulsantwort in dem relativ langen Schätzfenster für die Kanalimpulsantwort ermitteln. Diese Information wird in der auf die Interzellinterfererdetektion folgenden Kanalschätzung unbedingt benötigt, siehe Kapitel 5. Im Falle signatursignalbasierter Interzellinterfererdetektion steht diese Information nicht zur Verfügung und müßte in einem zusätzlichen Signalverarbeitungsschritt gewonnen werden.

Aus den bisherigen Überlegungen folgt, daß eine mittambelbasierte Interzellinterfererdetektion bei Mobilfunkkanälen mit langen Kanalimpulsantworten nicht gelingt. In diesen Fällen ist jedoch auch eine Schätzung der Kanalimpulsantworten der Interzellinterferenzquellen nicht möglich, da die Anzahl  $W_0$  relevanter Kanaltaps zu groß wird, siehe Kapitel 5. Das heißt, selbst wenn eine Interzellinterfererdetektion zum Beispiel mit signatursignalbasierten Verfahren gelänge, wäre eine Interzellinterferenzreduktion aufgrund der nicht möglichen Kanalschätzung nicht machbar.

### 4.5.2 Theoretische Betrachtung

Bild 4.25 zeigt ein Blockbild des im Rahmen der vorliegenden Dissertation erarbeiteten Konzepts der Interzellinterfererdetektion. Die Interzellinterferenzquelle  $m = \mu(k, z)$ , deren Relevanz vom gezeigten Interzellinterfererdetektor untersucht werden soll, sendet eine interzellinterferenzquellenspezifische Mittambel  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$ . Das Mittambelsendesignal gelangt über den Mobilfunkkanal mit der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  zur Basisstation der Referenzzelle. Das Empfangssignal der Basisstation entsteht aus der Überlagerung des Mittambelemfangssignals der Interzellinterferenzquelle  $m$  mit den von anderen Mobilstationen herrührenden Mittambelemfangssignalen und einer Rauschstörung  $\underline{\mathbf{n}}$ . Der erste Signalverarbeitungsschritt des Interzellinterfererdetektors besteht in einer Kanalschätzung mit einem an die Mittambel  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$  angepaßten Filter. Eine Kanalschätzung mit einem Maximum-Likelihood-Schätzer ergäbe im vorliegenden Fall aufgrund der starken Störung keine bessere Kanalschätzung gegenüber einer Schätzung mit einem signalangepaßten Filter. Man erhält eine Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$ . Im darauffolgenden Signalverarbeitungsschritt wird das Betragsquadrat der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  gebildet, das heißt, es werden die Energien  $|\hat{h}_w^{(k,z)}|^2$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  berechnet. Man eliminiert so die aufgrund des inkohärenten Empfangs ohnehin rein zufällige Phaseninformation. Die weitere Signalverarbeitung erfolgt für jeden Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  getrennt, das heißt,

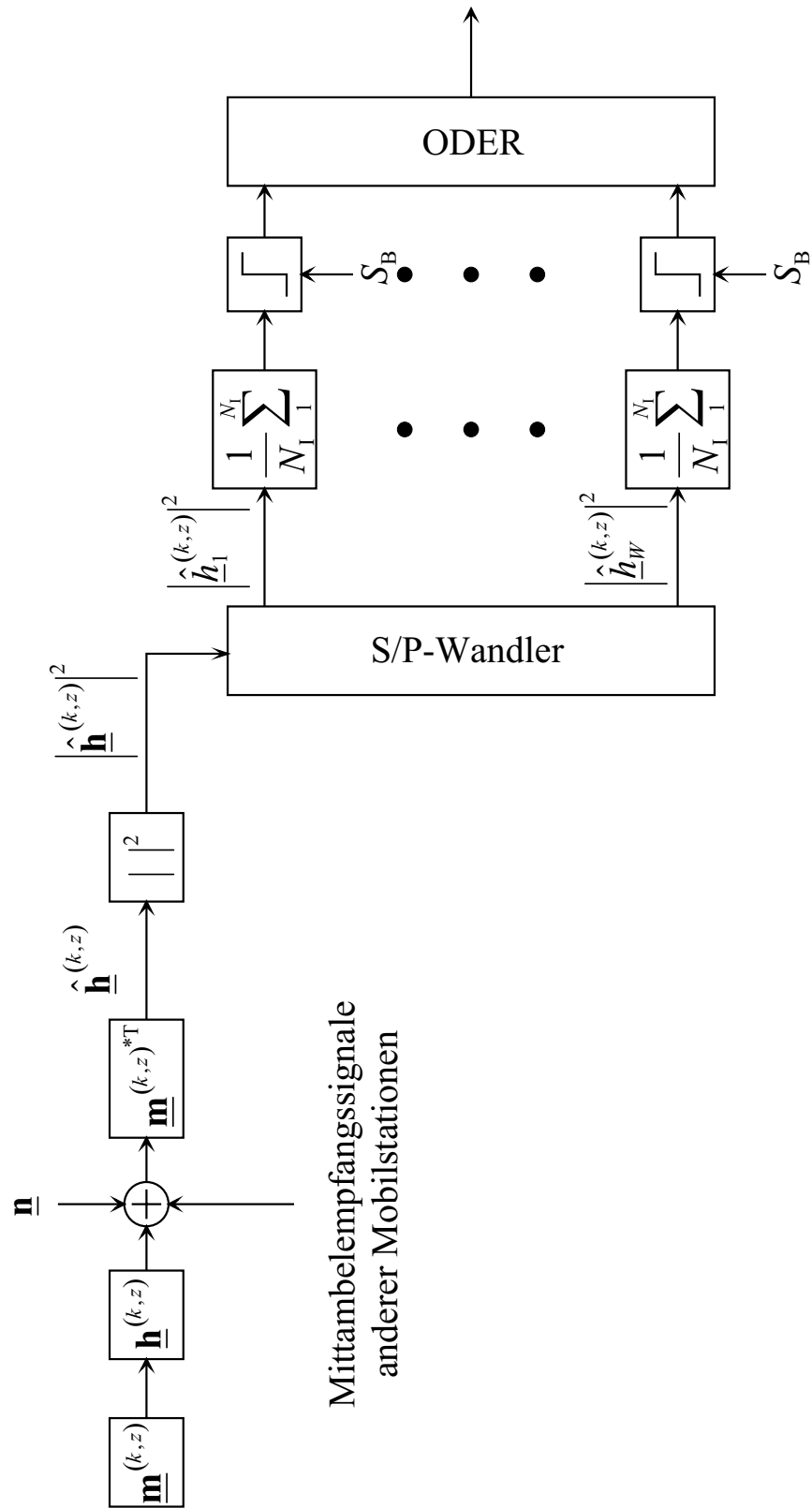


Bild 4.25. Mittabelbasierter Interzellinterfererddetektor

es muß eine Seriell–Parallel–Wandlung durchgeführt werden, bei der die seriell von signalangepaßtem Filter und Betragsquadratbildner ermittelten Energien  $\left|\hat{h}_w^{(k,z)}\right|^2$  der  $W$  Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  auf  $W$  parallele Signalverarbeitungspfade verteilt werden. Eine Nachintegration über in  $N_I$  aufeinanderfolgenden Rahmen geschätzte Energien der Kanalkoeffizienten soll die Schätzfehler reduzieren. Dies gelingt jedoch nur, wenn

- der Mobilfunkkanal sich während dieser  $N_I$  aufeinanderfolgenden Rahmen nur unwesentlich ändert und
- sich die überlagerte Störung von Rahmen zu Rahmen hinreichend ändert.

Wenn sich der Mobilfunkkanal zu schnell ändert, kann der mit dem Interzellinterferer-detektor erzielbare Interzellinterferenz–Reduktionsfaktor  $\hat{\kappa}^{(m)}$  durch Mittelungen zum Beispiel bei einer Nachintegration verschlechtert werden, siehe dazu auch Abschnitt 4.4. Wenn die Störung bei der Interzellinterfererdetektion ausschließlich von Mittam-belempfangssignalen anderer Mobilstationen herrührt und in jedem Rahmen immer dieselben Mobilstationen gleichzeitig senden und sich die Mobilfunkkanäle von Rahmen zu Rahmen nicht ändern, wird der Interzellinterferer-detektor in jedem Rahmen aufgrund der identischen Störung die gleiche Schätzung  $\hat{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort ermitteln. Da folglich die Energien der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  in jedem Rahmen gleich sind, kann die Nachintegration den Schätzfehler nicht reduzieren. Um mit der Nachintegration eine Verbesserung der Schätzungen  $\left|\hat{h}_w^{(k,z)}\right|^2$  der Energien der Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  zu erzielen, muß man besondere Vorkehrungen treffen. Folgende Verfahren bieten sich hierzu an:

- Mit Zeitschlitzhüpfen kann man erzielen, daß sich in aufeinanderfolgenden Rahmen immer die Mittambelempfangssignale anderer Gruppen von Mobilstationen überlagern und somit die der Kanalschätzung überlagerte Störung von Rahmen zu Rahmen verschieden ist.
- Auch wenn sich in jedem Rahmen die Mittambelsignale der gleichen Gruppe von Mobilstationen überlagern, so kann man mit Mittambelhüpfen erreichen, daß die der Kanalschätzung überlagerte Störung von Rahmen zu Rahmen verschieden ist.

Beide Verfahren sind einfach zu implementieren, so daß im folgenden davon ausgegangen werden darf, daß die dem Mittambelempfangssignal und der Kanalschätzung



überlagerte Störung zufällig und unabhängig in aufeinanderfolgenden Rahmen ist. Eine Interzellinterferenzquelle wird dann als relevant angesehen, wenn das Mittel der Energien  $\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2$  über  $N_I$  Rahmen, vgl. Bild 4.25, mindestens eines ihrer  $W$  Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  eine vorgegebene Schwelle  $S_B$  überschreitet. Anhand der Information, welche der  $W$  Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  im Mittel über  $N_I$  Rahmen eine die Schwelle  $S_B$  überschreitende Energie haben, kann man die mutmaßliche Position der Kanalimpulsantwort im Schätzfenster ermitteln. In der Regel wird nur die Energie eines einzigen Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  die Schwelle überschreiten, und man wird annehmen, daß dieser Kanalkoeffizient der erste (oder auch der mittlere) der  $W_0$  nicht verschwindenden Kanalkoeffizienten ist. Im folgenden sollen die Eigenschaften des mittambelbasierten Interzellinterfererdetektors nach Bild 4.25 in einem stark vereinfachten Szenario analysiert werden. Es werden die beiden folgenden Fälle betrachtet:

1. Eine einzige relevante Interzellinterferenzquelle  $m$ , deren Empfangsleistung der Empfangsleistung einer Mobilstation der Referenzzelle entspricht, das heißt, es gilt

$$\kappa^{(m)} = 1 . \quad (4.144)$$

Der Mobilfunkkanal von Interzellinterferenzquelle  $m$  zur Basisstation der Referenzzelle sei ein Single–Tap–Kanal. Es gelte

$$\left| \hat{h}_1^{(k,z)} \right|^2 = 1 \quad (4.145)$$

und

$$\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2 = 0 , w = 2 \dots W . \quad (4.146)$$

2. Eine irrelevante Interzellinterferenzquelle  $m$ , deren Empfangsleistung Null ist, das heißt es gilt

$$\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2 = 0 , w = 1 \dots W . \quad (4.147)$$

Es wird davon ausgegangen, daß die Schätzungen  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  aller Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  die gleiche Varianz haben und daß die Störungen der Schätzungen verschiedener Kanalkoeffizienten unabhängig voneinander sind. Sowohl Real- als auch Imaginärteil der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  haben jeweils die Varianz  $\sigma_h^2$ . Im Fall 1 läßt sich die Varianz  $2\sigma_h^2$  der Schätzung  $\hat{h}_1^{(k,z)}$  des ersten Kanalimpulsantwortabstastwertes aus dem Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma_{MF}^{(v(1,m),\zeta(m))}$  (4.144) mit (4.106) und  $\eta_1 = 1$  berechnen:

$$2\sigma_h^2 = \frac{1}{\gamma_{MF}^{(v(1,m),\zeta(m))}} = \frac{2K(f(r, \alpha, \sigma_G) + 1)T_c}{T_m - T_h} . \quad (4.148)$$

Es folgt also

$$\sigma_h^2 = K(f(r, \alpha, \sigma_G) + 1) \frac{T_c}{T_m - T_h} . \quad (4.149)$$

Mit den Parametern  $T_m$  und  $T_{bu}$  aus Tabelle 1.1,

- der Teilnehmerzahl je Zelle  $K = 8$ ,
- der maximalen Kanalimpulsantwortdauer  $T_h = 13,9 \mu s$  und
- dem Wert der zellularen Interferenzfunktion für eine Clustergröße  $r = 1$ , einem Dämpfungsexponenten  $\alpha = 4$  und einer Varianz des langsamen Schwundes  $\sigma_G = 8$  dB von  $f(r, \alpha, \sigma_G) = 0,57$  nach Tabelle 2.2

folgt als typischer Wert für die Varianz

$$\sigma_h^2 = 0,0276 . \quad (4.150)$$

Die nachintegrierten Betragsquadrate  $\left| \hat{h}_{w,i}^{(k,z)} \right|^2$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_{w,i}^{(k,z)}$ ,  $i = 1 \dots N_I$ , sind Zufallsvariablen

$$\overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)} = \frac{1}{N_I} \sum_{i=1}^{N_I} \left| \hat{h}_{w,i}^{(k,z)} \right|^2 . \quad (4.151)$$

Falls für den wahren Kanalkoeffizienten  $h_w^{(k,z)} = 0$  gilt, so folgt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Zufallsvariablen  $\overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)}$  nach (4.151) aus der zentralen  $\chi^2$ -Verteilung mit  $2N_I$  Freiheitsgraden [Wha71] zu

$$p_0 \left( \overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)} \right) = \frac{N_I}{\sigma_h^2 2^{N_I} \Gamma(N_I)} \left( N_I \overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)} \right)^{(N_I-1)} e^{-\frac{N_I \overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)}}{2\sigma_h^2}} . \quad (4.152)$$

Aus (4.152) folgen der Erwartungswert

$$E \left\{ \overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)} \right\} = 2\sigma_h^2 \quad (4.153)$$

und die Varianz

$$\text{var} \left\{ \overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)} \right\} = \frac{4\sigma_h^2}{N_I} . \quad (4.154)$$

Die zugehörige Verteilungsfunktion ist

$$F_0(S_B) = P_0 \left( \overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)} \leq S_B \right) = \int_0^{S_B} p_0(\xi) d\xi . \quad (4.155)$$

Falls für den wahren Kanalkoeffizienten  $h_w^{(k,z)} = 1$  gilt, so folgt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Zufallsvariablen  $\overline{\kappa}_w^{(m)}$  nach (4.151) aus der nichtzentralen  $\chi^2$ -Verteilung mit  $2N_I$  Freiheitsgraden und Nichtzentralitätsparameter  $N_I$  [Wha71] zu

$$p_1\left(\overline{\kappa}_w^{(m)}\right) = \frac{N_I}{2\sigma_h^2} \overline{\kappa}_w^{(m)} \frac{N_I - 1}{2} e^{-\frac{N_I\left(\overline{\kappa}_w^{(m)} + 1\right)}{2\sigma_h^2}} I_{N_I-1}\left(\frac{N_I\sqrt{\overline{\kappa}_w^{(m)}}}{\sigma_h^2}\right). \quad (4.156)$$

Aus (4.156) folgen der Erwartungswert

$$E\left\{\overline{\kappa}_w^{(m)}\right\} = 2\sigma_h^2 + 1 \quad (4.157)$$

und die Varianz

$$\text{var}\left\{\overline{\kappa}_w^{(m)}\right\} = \frac{4}{N_I} (\sigma_h^2 + \sigma_h^4). \quad (4.158)$$

Die zugehörige Verteilungsfunktion ist

$$F_1(S_B) = P_1\left(\overline{\kappa}_w^{(m)} \leq S_B\right) = \int_0^{S_B} p_1(\xi) d\xi. \quad (4.159)$$

Ausgehend von den Verteilungsfunktionen kann man nun für die beiden zu betrachtenden Fälle die Wahrscheinlichkeit berechnen, daß eine Interzellinterferenzquelle als relevant oder als irrelevant erkannt wird. Folgende beiden Fehler können bei der Interzellinterfererdetektion auftreten:

1. Eine relevante Interzellinterferenzquelle wird nicht erkannt, das heißt, im Fall 1 überschreitet keine der Zufallsvariablen  $\overline{\kappa}_w^{(m)}$ ,  $w = 1 \dots W$ , nach (4.151) die Schwelle  $S_B$ .
2. Eine irrelevante Interzellinterferenzquelle wird als relevant klassifiziert, das heißt, im Fall 2 überschreitet mindestens eine der Zufallsvariablen  $\overline{\kappa}_w^{(m)}$ ,  $w = 1 \dots W$ , nach (4.151) die Schwelle  $S_B$ .

Die Wahrscheinlichkeit, daß eine relevante Interferenzquelle erkannt wird, wird als Entdeckungswahrscheinlichkeit  $P_d$  bezeichnet. Die Wahrscheinlichkeit für den Fehler der ersten Art ist  $(1 - P_d)$ . Es gilt

$$P_d = 1 - F_1(S_B) F_0(S_B)^{W-1}. \quad (4.160)$$

Die Wahrscheinlichkeit, daß eine irrelevante Interzellinterferenzquelle als relevant klassifiziert wird, wird als Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_f$  bezeichnet. Die Falschalarmwahrscheinlichkeit ist die Wahrscheinlichkeit für einen Fehler der zweiten Art. Es gilt

$$P_f = 1 - F_0(S_B)^W. \quad (4.161)$$

Die Bilder 4.26 und 4.27 veranschaulichen die Funktionen  $P_d$  nach (4.160) bzw.  $P_f$  nach (4.161) abhängig von der Schwelle  $S_B$  für einen typischen Wert der Varianz  $\sigma_h^2$  nach (4.150). Nimmt man  $S_B$  als Parameter und trägt die Funktion  $P_d$  nach (4.160) über  $P_d$  nach (4.161) auf, so erhält man die Darstellung nach Bild 4.28. Man erkennt, daß es gelingt, das System so zu parametrisieren, daß gleichzeitig eine hohe Entdeckungswahrscheinlichkeit  $P_d$  und eine kleine Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_f$  erreicht werden. Zum Beispiel können für  $N_I = 1$  bei geeigneter Wahl von  $S_B$  nach Bild 4.28 relevante Interferenzquellen mit einer Wahrscheinlichkeit von  $P_d > 98\%$  identifiziert werden, ohne daß die Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_f$  über 2% steigt.

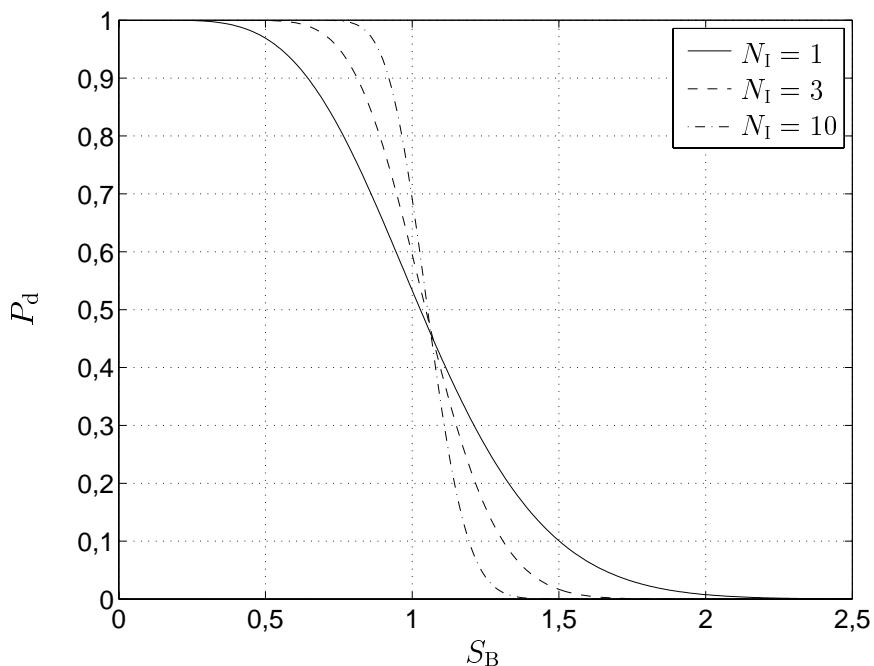


Bild 4.26. Entdeckungswahrscheinlichkeit  $P_d$  abhängig von  $S_B$  für  $\sigma_h^2 = 0,0276$ ; Parameter:  $N_I$

Im Hinblick auf das Bestimmen der Position der Kanalimpulsantwort im Schätzfenster interessiert auch noch, ob eine relevante Interzellinterferenzquelle aufgrund eines relevanten Kanalimpulsantwortabtastwertes oder aufgrund eines eigentlich irrelevanten Kanalimpulsantwortabtastwertes, der wegen einer überlagerten starken Störung erkannt wird, detektiert wird. Im letzteren Fall liefert die Position  $w$  an der die Zufallsvariable  $\bar{\kappa}_w^{(m)}$ , die die Schwelle  $S_B$  überschreitet, keinerlei Information über die Lage der  $W_0$  relevanten Kanaltaps im Schätzfenster der Kanalimpulsantwort  $\mathbf{h}^{(k,z)}$ . Allgemein gelingt im obigen Fall 1 ein Bestimmen der Position der  $W_0$  relevanten Kanaltaps im Schätzfenster der Kanalimpulsantwort  $\mathbf{h}^{(k,z)}$  dann nicht, wenn mindestens eine der Zufallsvariablen  $\bar{\kappa}_w^{(m)}$ ,  $w = 2 \dots W$ , die Schwelle  $S_B$  überschreitet. Die Wahrscheinlichkeit, daß dieses Ereignis eintritt, unter der Bedingung, daß die Interzellinterferenzquelle

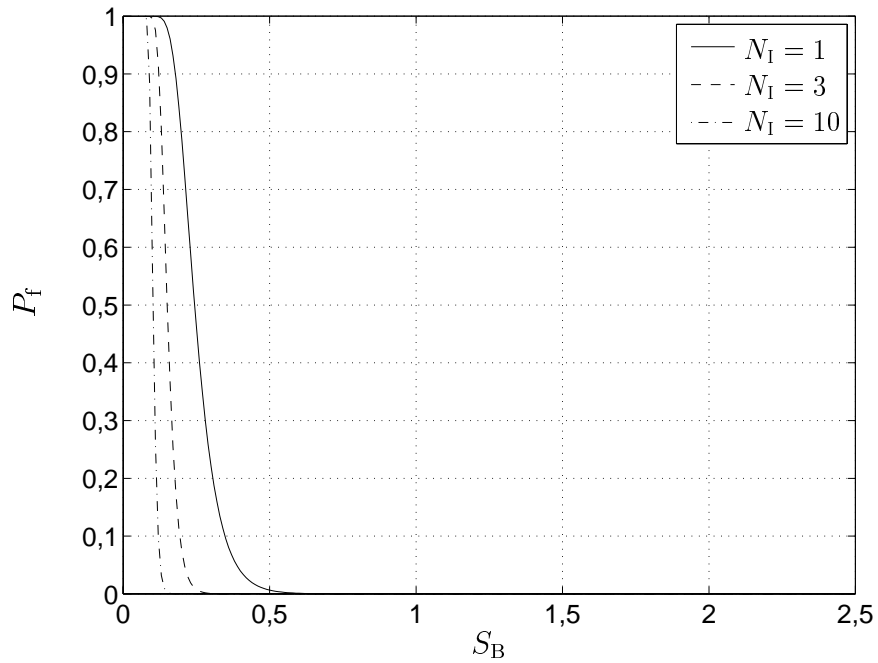


Bild 4.27. Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_f$  abhängig von  $S_B$  für  $\sigma_h^2 = 0,0276$ ; Parameter:  $N_I$

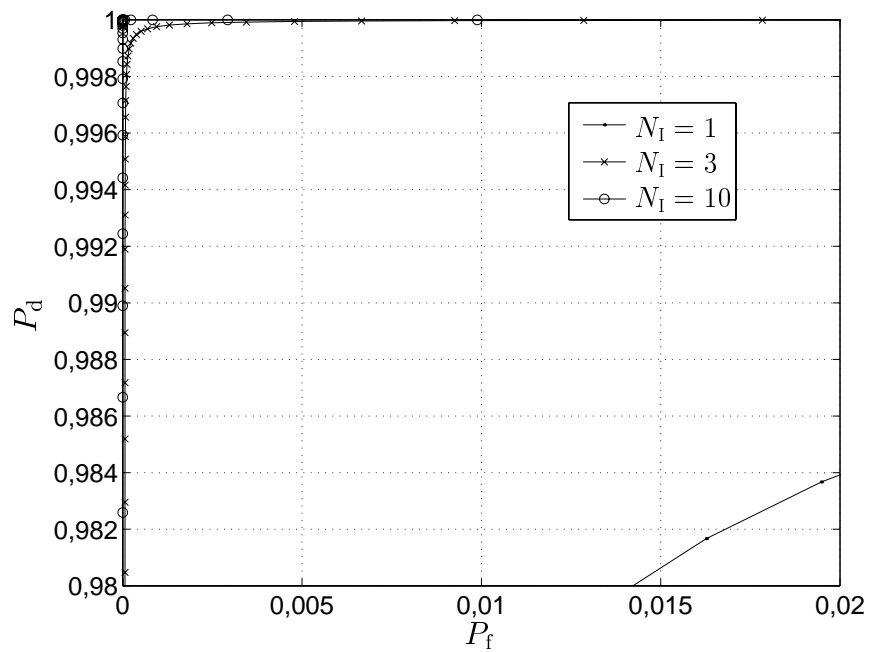


Bild 4.28. Entdeckungswahrscheinlichkeit  $P_d$  abhängig von der Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_f$  für  $\sigma_h^2 = 0,0276$ ; Parameter:  $N_I$

als relevant erkannt wurde, ist

$$P_{fd} = \frac{1 - F_0(S_B)^{W-1}}{P_d} . \quad (4.162)$$

Bild 4.29 veranschaulicht die Funktion  $P_{fd}$  nach (4.162) abhängig von  $S_B$ . Man erkennt aus den Bildern 4.26 bis 4.29, daß es gelingt, das System durch geeignete Wahl der Schwelle  $S_B$  so zu parametrisieren, daß neben einer hohen Entdeckungswahrscheinlichkeit  $P_d$  und einer kleinen Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_f$  auch eine zuverlässige Bestimmung der Position der  $W_0$  relevanten Kanaltaps im Schätzfenster der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$ , was einem niedrigen Wert von  $P_{fd}$  entspricht, erreicht wird. Da

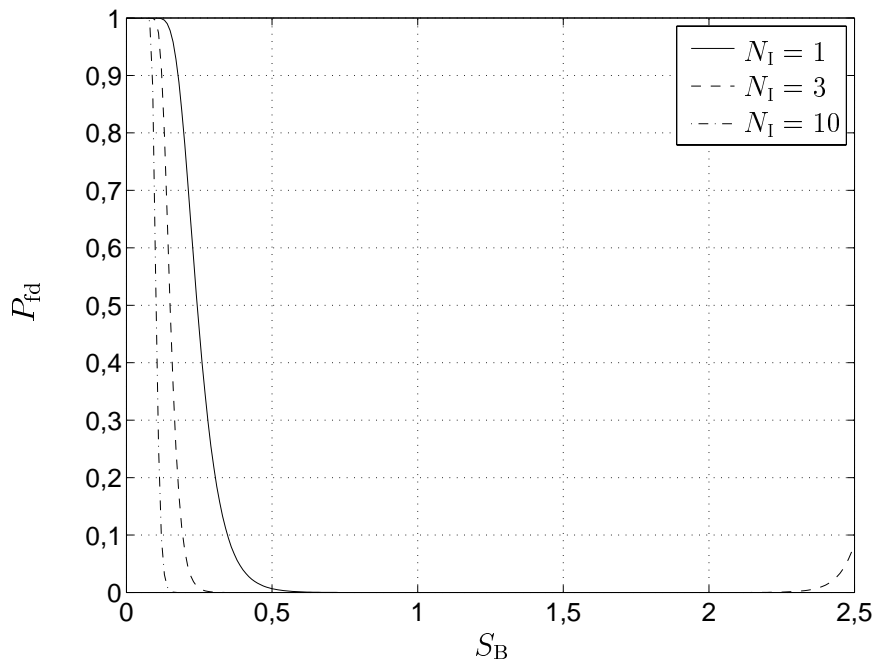


Bild 4.29. Wahrscheinlichkeit  $P_{fd}$ , daß das Bestimmen der Position der  $W_0$  relevanten Kanaltaps im Schätzfenster der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  einer entdeckten relevanten Interzellinterferenzquelle im Schätzfenster nicht möglich ist, abhängig von  $S_B$  für  $\sigma_h^2 = 0,0276$ ; Parameter:  $N_I$

bei den interessierenden relativ großen Werten für die Schwelle  $S_B$   $F_0(S_B)$  nach (4.155) fast eins ist, gilt näherungsweise

$$P_{fd} \approx P_f . \quad (4.163)$$

Das Bestimmen der Position der  $W_0$  relevanten Kanaltaps im Schätzfenster der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  aus der Position  $w$  der Zufallsvariablen  $\bar{\kappa}_w^{(m)}$ , die die Schwelle  $S_B$  überschreitet, stellt folglich keine neuen Forderungen an die Parametrisierung des Interzellinterfererdetektors.

### 4.5.3 Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt sollen einige Simulationsergebnisse zur Interzellinterfererdetektion vorgestellt werden. Es werden ähnliche Untersuchungen für den realen mittambelbasierten Interzellinterfererdetektor durchgeführt, wie sie schon in Abschnitt 4.2 für den idealen Interzellinterfererdetektor durchgeführt wurden. Bild 4.30 und 4.31 zeigen für je ein exemplarisches Interferenzszenario die Momentanwerte des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  abhängig von der Anzahl berücksichtigter Interzellinterferenzquellen  $K_B$  und der Nachintegrationsdauer  $N_I$ . Die Schwelle  $S_B$  des Interzellinterfererdetektors wurde hierzu bei jedem Detektionsvorgang so eingestellt, daß gerade  $K_B$  Interzellinterferenzquellen als relevant detektiert wurden. Man erkennt, daß der reale Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  kleiner als der ideale Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  ist. Die Abweichung ist jedoch nicht sehr groß, so daß der bei einem vorgegebenen  $K_B$  berücksichtigbare Anteil der Interzellinterferenz in der Realität nicht wesentlich unter dem Idealwert liegt. Obwohl die idealen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktoren  $r_{\text{inter}}$  nur geringfügig von der Clustergröße  $r$  abhängen, ergeben sich bei den realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktoren  $r_{\text{inter}}$  erhebliche Unterschiede. Dies liegt daran, daß die Interzellinterferenzleistungen  $I^{(m)}$  mit steigender Clustergröße  $r$  kleiner werden und somit die Varianz der ermittelten Interzellinterferenz-Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}^{(m)}$  aufgrund der nun relativ starken Störung durch die Signale der Mobilstationen der Referenzzelle größer wird. Die Abweichung zwischen idealem und realem Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  nimmt also mit steigender Clustergröße  $r$  zu. Bei den Simulationen wurde angenommen, daß die Rahmendauer  $T_{\text{fr}}$  wesentlich größer als die Kohärenzzeit  $T_k$  des Mobilfunkkanals ist und die Kanalimpulsantworten  $\mathbf{h}^{(k,z)}$  sich folglich von Rahmen zu Rahmen aufgrund des Rayleigh-Fadings vollständig ändern. Man erkennt, daß eine Nachintegration in diesem Fall bei den interessierenden relativ kleinen Werten für  $K_B$  bei einer Clustergröße  $r = 1$  nicht sinnvoll ist, da der negative Effekt des Nichtberücksichtigens des schnellen Schwundes beim Bestimmen der relevanten Interzellinterferenzquellen überwiegt. Bei großen Werten von  $K_B$ , also bei Berücksichtigen vieler auch schwacher Interzellinterferenzquellen wäre ein Nachintegrieren auch bei einer Clustergröße von  $r = 1$  sinnvoll, da hier der positive Effekt der Minderung der bei den nun zu berücksichtigenden schwächeren Interzellinterferenzquellen relativ starken Störung der Interzellinterferenz-Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}^{(m)}$  überwiegt. Bei größeren Clustergrößen  $r$  ist ein Nachintegrieren aufgrund der nun immer relativ starken Störung der Interzellinterferenz-Relevanzindikatoren  $\hat{\kappa}^{(m)}$  meistens sinnvoll. Die Bilder 4.32 und 4.33 zeigen für je ein exemplarisches Interferenzszenario die Erwartungswerte  $E\{r_{\text{inter}}\}$  des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  abhängig von der Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen und der Nachintegrationsdauer  $N_I$ . Die

Bilder 4.34 und 4.35 zeigen schließlich für je ein Mobilfunkszenario die Mittelwerte  $\overline{E\{r_{\text{inter}}\}}$  des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  abhängig von der Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interferenzquellen und der Nachintegrationsdauer  $N_I$ . Eine übersichtlichere Darstellung der Abweichung zwischen idealem und realem Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  in verschiedenen Interferenzszenarien gelingt, wenn man die Differenz  $\Delta r_{\text{inter}}$  von idealem und realem Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  darstellt.  $\Delta r_{\text{inter}}$  ist für je ein Interferenzszenario in Bild 4.36 und 4.37 aufgetragen.

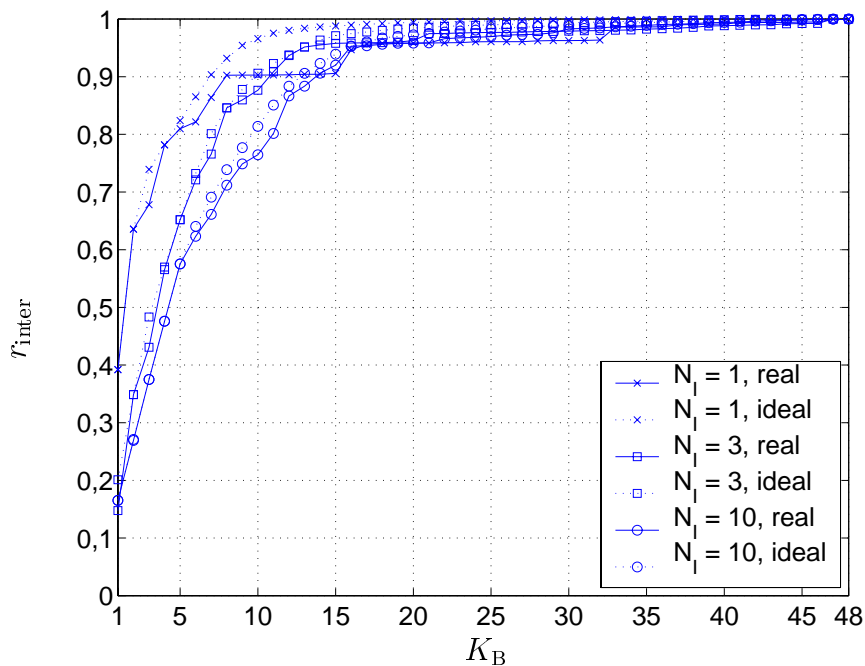


Bild 4.30. Momentanwert des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  in einem Interferenzszenario abhängig von  $K_B$  für  $r = 1$ ;  $\alpha = 3, 6$ ;  $\sigma_G = 8$  dB;  $\overline{K} = 8$ ; Kanalmodell ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A; Parameter:  $N_I$



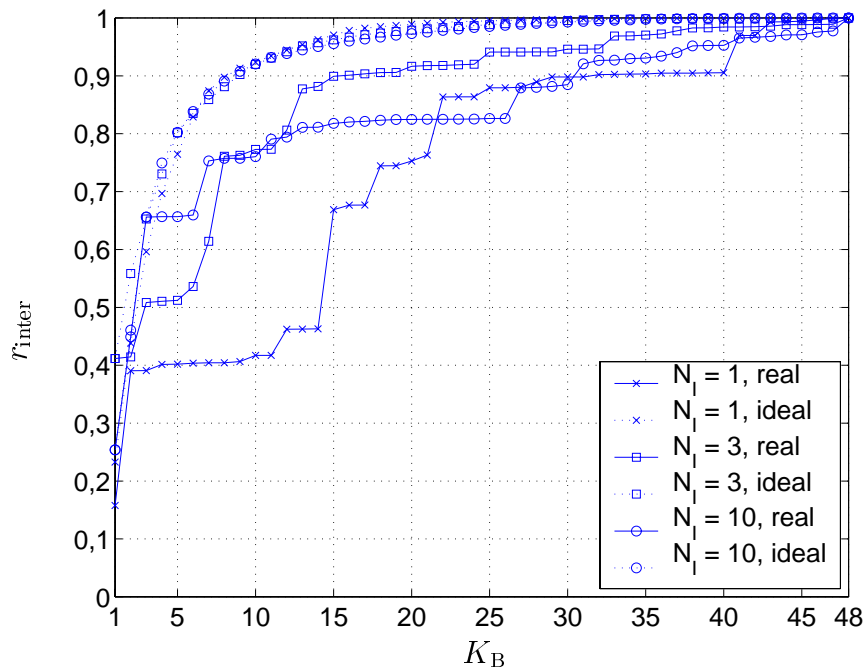


Bild 4.31. Momentanwert des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  in einem Interferenzszenario abhängig von  $K_B$  für  $r = 3$ ;  $\alpha = 3,6$ ;  $\sigma_G = 8$  dB;  $\overline{K} = 8$ ; Kanalmodell ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A; Parameter:  $N_I$

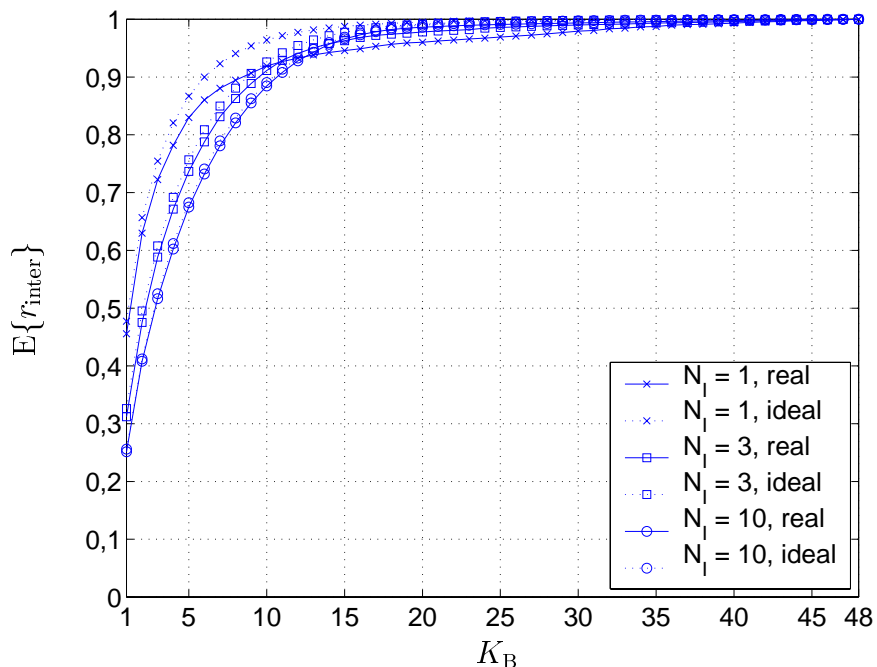


Bild 4.32. Erwartungswert  $E\{r_{\text{inter}}\}$  des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  in einem Interferenzszenario abhängig von  $K_B$  für  $r = 1$ ;  $\alpha = 3,6$ ;  $\sigma_G = 8$  dB;  $\overline{K} = 8$ ; Kanalmodell ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A; Parameter:  $N_I$

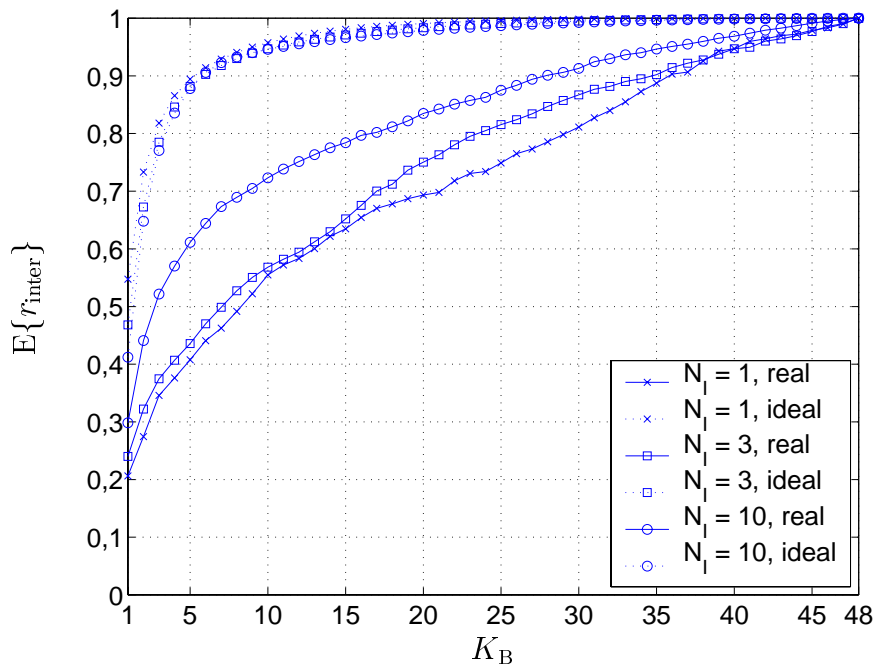


Bild 4.33. Erwartungswert  $E\{r_{\text{inter}}\}$  des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  in einem Interferenzszenario abhängig von  $K_B$  für  $r = 3$ ;  $\alpha = 3,6$ ;  $\sigma_G = 8$  dB;  $\overline{K} = 8$ ; Kanalmodell ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A; Parameter:  $N_I$

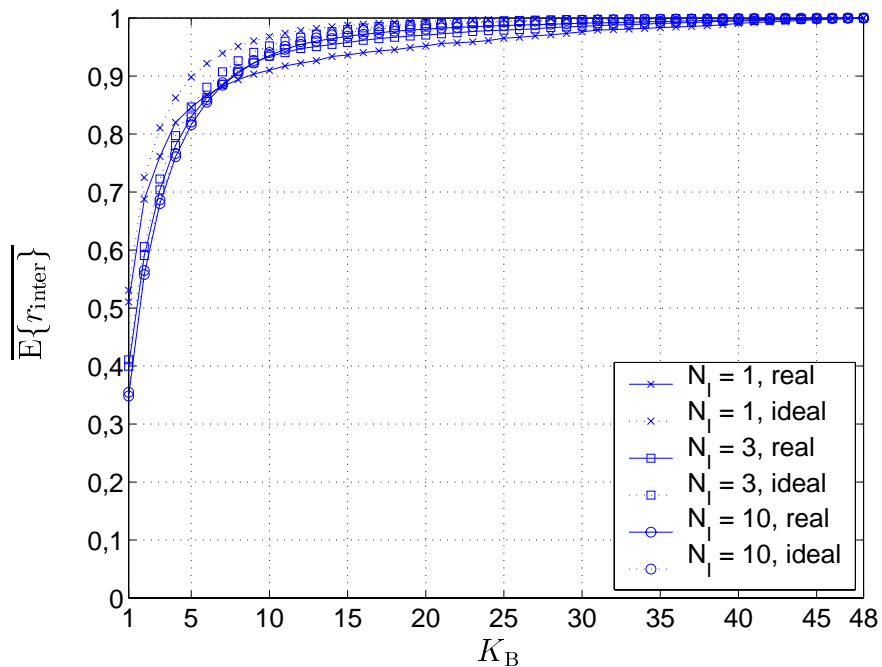


Bild 4.34. Mittelwert  $\overline{E\{r_{\text{inter}}\}}$  des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  abhängig von  $K_B$  für  $r = 1$ ;  $\alpha = 3,6$ ;  $\sigma_G = 8$  dB;  $\overline{K} = 8$ ; Kanalmodell ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A; Parameter:  $N_I$

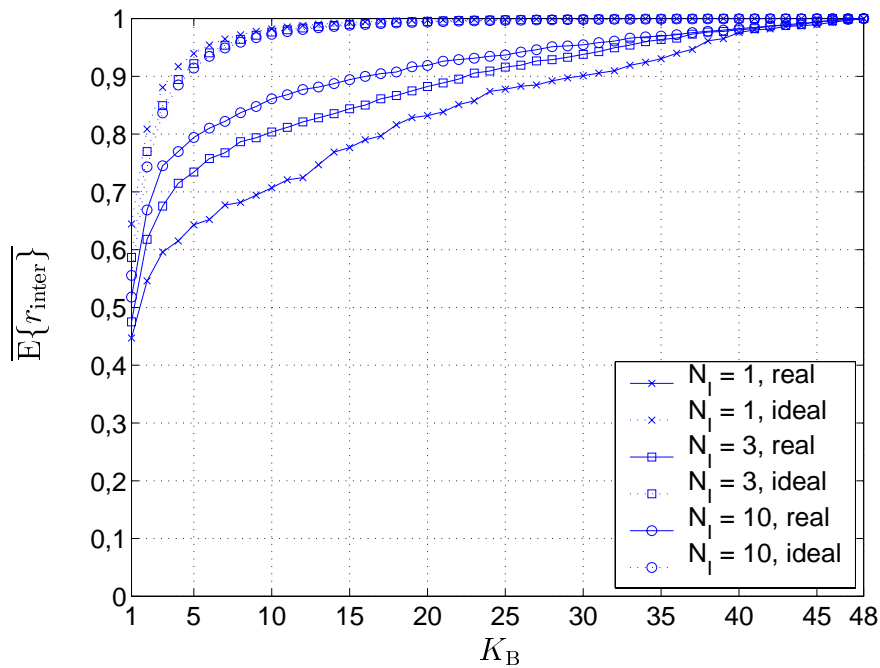


Bild 4.35. Mittelwert  $\overline{E\{r_{\text{inter}}\}}$  des idealen und des realen Interzellinterferenz-Reduktionsfaktors  $r_{\text{inter}}$  abhängig von  $K_B$  für  $r = 3$ ;  $\alpha = 3,6$ ;  $\sigma_G = 8$  dB;  $\overline{K} = 8$ ; Kanalmodell ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A; Parameter:  $N_I$

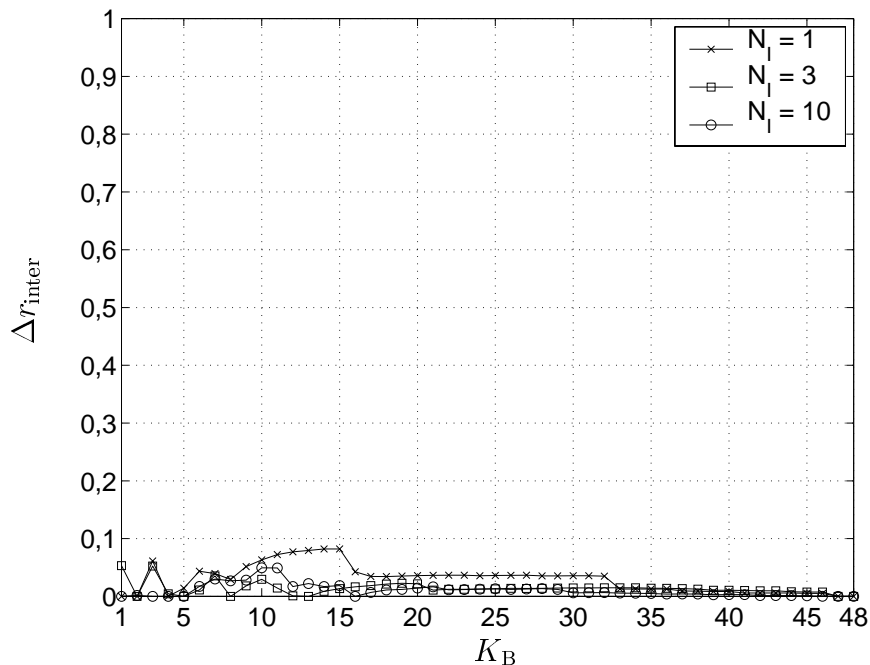


Bild 4.36. Differenz  $\Delta r_{\text{inter}}$  von idealem und realem Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  in einem Interferenzszenario abhängig von  $K_B$  für  $r = 1$ ;  $\alpha = 3,6$ ;  $\sigma_G = 8$  dB;  $\overline{K} = 8$ ; Kanalmodell ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A; Parameter:  $N_I$

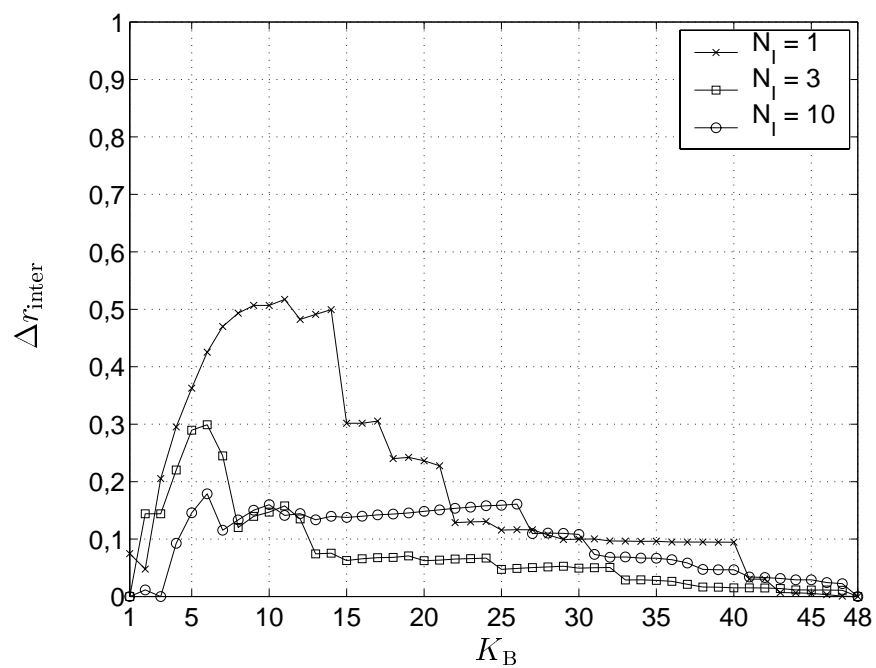


Bild 4.37. Differenz  $\Delta r_{\text{inter}}$  von idealem und realem Interzellinterferenz-Reduktionsfaktor  $r_{\text{inter}}$  in einem Interferenzszenario abhängig von  $K_B$  für  $r = 3$ ;  $\alpha = 3, 6$ ;  $\sigma_G = 8$  dB;  $\overline{K} = 8$ ; Kanalmodell ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A; Parameter:  $N_I$

---

## Kapitel 5

# Schätzen der für die Interzellinterferenzquellen wirksamen Kanalimpulsantworten und Verbessern der Kanalschätzung für die Referenzzelle

### 5.1 Vorbemerkung

Aufgabe des Kanalschätzers ist es, Schätzungen der Kanalimpulsantworten der Mobilfunkkanäle von den Mobilstationen zu der Basisstation der Referenzzelle zu bestimmen. Diese Schätzungen werden in der nachfolgenden Datendetektion benötigt. Der Datendetektor benötigt Informationen über die Kanalimpulsantworten aller Mobilstationen, deren Empfangssignale nicht vereinfachend als Rauschen angenommen werden sollen. Aus zweierlei Gründen ist ein Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen bei der Kanalschätzung interessant:

- Das Bestimmen der Kanalimpulsantworten der Interzellinterferenzquellen ist nur dann möglich, wenn man die Interzellinterferenzquellen in die Kanalschätzung miteinbezieht. Das Berücksichtigen der Interzellinterferenzquellen bei der Kanalschätzung ist also eine notwendige Voraussetzung für das Berücksichtigen der Interzellinterferenzquellen bei der Datendetektion, also für die Interferenzreduktion bei der Datendetektion.
- Durch Berücksichtigen der Interzellinterferenzquellen bei der Kanalschätzung läßt sich aber auch die Interferenz bei der Kanalschätzung reduzieren, da die Empfangssignale der einbezogenen Interzellinterferenzquellen bei der Kanalschätzung nicht mehr als Rauschen wirken.

Im folgenden wird ein vom Verfasser gegenüber den in [SJ94] vorgestellten Modellen um die Interzellinterferenzquellensignale erweitertes Modell für das Zustandekommen des Mittambelempfangssignals an der Basisstation der Referenzzelle vorgestellt. Es wird, wie schon bei der Identifikation, das vereinfachte Szenario mit einer Referenzzelle  $z = 0$  und sechs Nachbarzellen  $z = 1 \dots 6$  aus Kapitel 2 und 4 verwendet, siehe Bild 2.1. Weiterhin wird davon ausgegangen, daß sich in jeder Zelle genau  $K$  Mobilstationen

befinden. Die Mobilstationen jeder Zelle können daher mit  $k = 1 \dots K$  durchnummeriert werden.

Für das Mittambelempfangssignal gilt:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{e}}_m &= \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{e}}_m^{(k,0)} + \sum_{z=1}^6 \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{e}}_m^{(k,z)} + \underline{\mathbf{n}} \\ &= \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{G}}^{(k,0)} \underline{\mathbf{h}}^{(k,0)} + \sum_{z=1}^6 \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{G}}^{(k,z)} \underline{\mathbf{h}}^{(k,z)} + \underline{\mathbf{n}} \\ &= \underline{\mathbf{G}} \underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{n}} . \end{aligned} \quad (5.1)$$

Damit beim konventionellen Kanalschätzen für die Referenzzelle ohne Berücksichtigen von Interzellinterferenz ein aufwandsgünstiger Steiner-Schätzer eingesetzt werden kann [SB93], müssen die Bedingungen

$$L = P_m \quad (5.2)$$

und

$$L = WK \quad (5.3)$$

erfüllt sein und alle Mittambelcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$  einer Zelle müssen von einem gemeinsamen Mittambelgrundcode  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  abgeleitet sein:

$$\underline{m}_i^{(k,z)} = \underline{m}_{(i+(K-k)W) \bmod P_m}^{(z)} . \quad (5.4)$$

Im folgenden wird davon ausgegangen, daß das Mobilfunkssystem so parametrisiert ist, daß (5.2), (5.3) und (5.4) erfüllt sind. Weiterhin wird angenommen, daß der Betrag jedes Mittambelcodeelementes eins ist:

$$\left| \underline{m}_i^{(k,z)} \right| = 1 . \quad (5.5)$$

Die gemeinsame Maximum-Likelihood-Kanalschätzung  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(0)}$  der totalen Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(0)}$  der Referenzzelle ergibt sich dann zu

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(0)} = \underline{\mathbf{G}}^{(0)-1} \underline{\mathbf{e}}_m , \quad (5.6)$$

siehe [SB93]. Dieser aufwandsgünstige Schätzer wird auch als Steiner-Schätzer bezeichnet. Es gibt genau eine Menge von  $K$  Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,0)}$  der Mobilstationen der Referenzzelle  $z = 0$ , die ohne eine zusätzliche Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  das an einer Basisstation beobachtete Mittambelempfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}_m$  erzeugt. Das Mittambelempfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}_m$  enthält also, sofern man keine weiteren Annahmen bezüglich der Eigenschaften der Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  macht, keinerlei Information über die Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  oder die

Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$ ,  $z = 1 \dots 6$ , von Mobilstationen der Nachbarzellen. Die in diesem Kapitel vom Verfasser erarbeiteten Verfahren zum Berücksichtigen der Interzellinterferenzquellen bei der Kanalschätzung müssen folglich weiteres a priori Wissen beim Kanalschätzen berücksichtigen. Prinzipiell bietet sich das Verwenden folgender a priori Informationen beim Kanalschätzen an:

1. Sehr schwache Interzellinterferenzquellen kann man bei Kanalschätzung und Datenschätzung unberücksichtigt lassen.
2. Man kann voraussetzen, daß die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  nur  $W_0 < W$  nichtverschwindende Abtastwerte besitzen, also von vornherein davon ausgehen, daß bestimmte bekannte Abtastwerte der Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  gleich Null sind.
3. Man kann das mittlere Verzögerungsleistungsspektrum der zu schätzenden Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  als bekannt voraussetzen.
4. Man kann voraussetzen, daß sich die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  in aufeinanderfolgenden Bursts nur unwesentlich ändern.

Eine Kombination der Möglichkeiten 1. und 2. wird in Abschnitt 5.3 genauer vorgestellt. Techniken zum Ermitteln der verschwindenden Kanalimpulsantwortabtastwerte unter Berücksichtigen der in 2. bezeichneten Information werden in Abschnitt 5.3.2 vorgestellt.

Ein bei verschiedensten Kanalschätzverfahren immer wieder vorkommender Signalverarbeitungsschritt ist der Maximum-Likelihood-Schätzer [Ste95, SJ94], dessen Eigenschaften in diesem einleitenden Abschnitt allgemein dargestellt werden. Falls sich das Mittambelempfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}_m$  als Summe von einem Produkt einer Mittambelmatrix  $\underline{\mathbf{G}}$  mit einem Vektor  $\underline{\mathbf{h}}$  aus zu schätzenden Kanalimpulsantwortabtastwerten und einer weißen Gaußstörung  $\underline{\mathbf{n}}$  darstellen läßt, also

$$\underline{\mathbf{e}}_m = \underline{\mathbf{G}} \underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{n}} \quad (5.7)$$

gilt, so ergibt sich die Maximum-Likelihood-Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}$  des Vektors  $\underline{\mathbf{h}}$  der Kanalimpulsantwortabtastwerte zu

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} = (\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{G}})^{-1} \underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{e}}_m, \quad (5.8)$$

siehe [Fel94]. Diese Maximum-Likelihood-Kanalschätzung ist nur dann durchführbar, wenn die Matrix  $(\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{G}})$  invertierbar ist. Eine notwendige Voraussetzung für die Invertierbarkeit der Matrix  $(\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{G}})$  ist, daß die Anzahl  $L$  der Mittambelempfangswerte

in  $\underline{\mathbf{e}}_m$  größer oder gleich der Anzahl zu schätzender Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  in  $\hat{\mathbf{h}}$  ist, das heißt, die Anzahl der Zeilen der Matrix  $\underline{\mathbf{G}}$  größer oder gleich der Anzahl der Spalten ist. Im folgenden wird vorausgesetzt, daß die Maximum-Likelihood-Kanalschätzung existiert. In diesem Falle interessiert noch, wie gut die Kanalschätzung ist. Diese Frage wird im folgenden beantwortet, wobei sich das interessante Resultat ergibt, daß die Störung der Schätzung  $\hat{\mathbf{h}}$  nur von der Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  und der Mittambelmatrix  $\underline{\mathbf{G}}$  aber nicht von der aktuellen Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}$  abhängt. Die Schätzung  $\hat{\mathbf{h}}$  der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}$  ist erwartungstreu, das heißt, sie läßt sich als Summe der wahren Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}$  und einer mittelwertfreien Störung darstellen. Die Varianz dieser überlagerten Störung ergibt sich allein aus der Varianz  $\sigma_k^2$  der Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  und den Eigenschaften der Matrix  $\underline{\mathbf{G}}$ . Das Signal-Stör-Verhältnis der Maximum-Likelihood-Schätzung des  $u$ -ten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  ist [Fel94]

$$\gamma_{\text{ML},u} = \frac{|\hat{h}_u|^2}{\sigma_k^2 \left[ (\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{G}})^{-1} \right]_{u,u}} . \quad (5.9)$$

Prinzipiell könnte man die Kanalschätzung auch mit einem nicht erwartungstreuen signalangepaßten Filter durchführen:

$$\hat{\mathbf{h}} = \underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{e}}_m . \quad (5.10)$$

Das Signal-Stör-Verhältnis der Schätzung des  $u$ -ten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  ist in diesem Fall [Fel94]

$$\gamma_{\text{MF},u} = \frac{L |\hat{h}_u|^2}{\sigma_k^2} . \quad (5.11)$$

$L$  ist die Länge des Mittambelemfangssignals  $\underline{\mathbf{e}}_m$  und ist gleich dem Prozeßgewinn des signalangepaßten Filters. Das Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma_{\text{ML},u}$  der Maximum-Likelihood-Schätzung ist also um die Degradation

$$d_u = \frac{\gamma_{\text{MF},u}}{\gamma_{\text{ML},u}} = L \left[ (\underline{\mathbf{G}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{G}})^{-1} \right]_{u,u} \quad (5.12)$$

kleiner als das mit einem signalangepaßten Filter erzielte Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma_{\text{MF},u}$  [SJ94, Ste95]. Es gilt

$$\gamma_{\text{ML},u} = \frac{L |\hat{h}_u|^2}{\sigma_k^2 d_u} . \quad (5.13)$$

Da die Länge der Mittambeln nur auf Kosten der übertragbaren Daten erhöht werden kann, wählt man beim Systementwurf in der Regel die minimale Mittambelemfangssignallänge  $L$  nach (5.2). In der Vergangenheit wurde beim Systementwurf großer Wert



auf das Optimieren der Mittambeln  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$  gelegt, da sich so trotz beschränkter Mittambellänge die Kanalschätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}$  verbessern lassen. Es gelang, Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  zu erzeugen, die bei einer gemeinsamen Kanalschätzung einer einzelnen Zelle nach (5.6), das heißt im Fall  $\underline{\mathbf{G}} = \underline{\mathbf{G}}^{(z)}$ , Degradationen  $d_u$  von kleiner 1, 2 dB ergeben [SJ94, Ste95].

## 5.2 Getrennte Kanalschätzung

Ein erster intuitiver Ansatz zum Gewinnen von Kanalschätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,z)}$ ,  $z = 1 \dots 6$ , für die Interzellinterferenzquellen besteht darin, das Mittambelemfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}_m$  parallel zum konventionellen Steiner-Schätzer für die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,0)}$  der Mobilstationen der Referenzzelle auch noch Steiner-Schätzern für die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$ ,  $z = 1 \dots 6$ , der Interzellinterferenzquellen zuzuführen. Die verschiedenen hier auftretenden Steiner-Schätzer unterscheiden sich in dem zellspezifischen Mittambelgrundcode  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$ , auf den sie angepaßt sind. Bild 5.1 zeigt das Blockbild eines solchen Kanalschätzers mit parallelen Steiner-Schätzern.

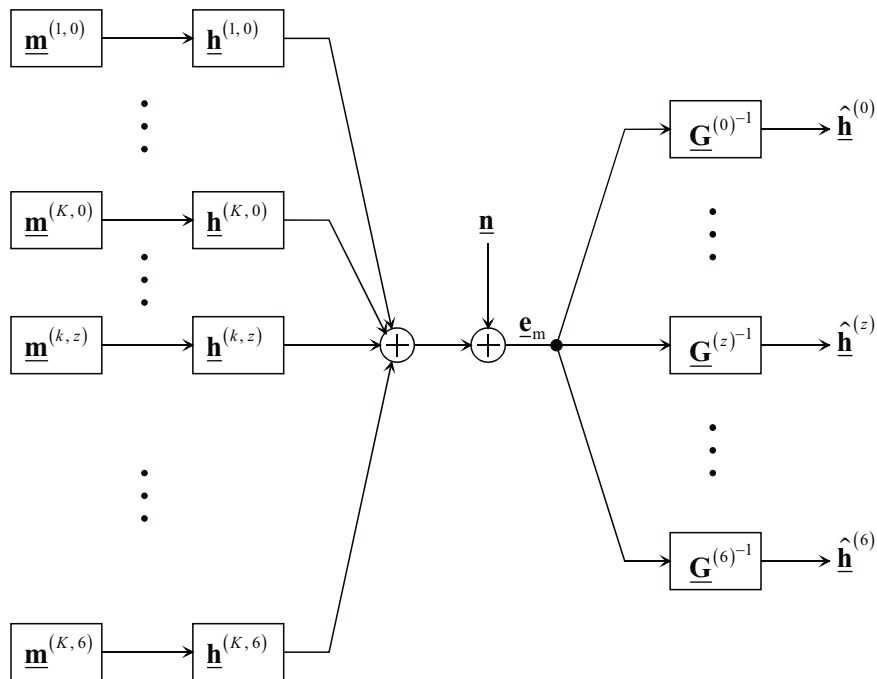


Bild 5.1. Parallele Steiner-Schätzer zum Kanalschätzen

Bezüglich der Kanalschätzung für die Referenzzelle entspricht das Konzept der parallelen Steiner-Schätzer der konventionellen Kanalschätzung in einem TD-CDMA-Mobilfunksystem, die erwiesenermaßen gute Ergebnisse liefert [SJ94]. Problematisch

ist jedoch die Kanalschätzung für die Interzellinterferenzquellen. Dies soll am folgenden vereinfachten, in Bezug auf die Interferenzsituation noch sehr gutmütigen Szenario gezeigt werden:

- Die Mittambelemfangssignallänge sei  $L = 456$ , vgl. Tabelle 1.1.
- Die Anzahl der Mobilstationen je Zelle sei  $K = 8$ .
- Die Basisstation der Referenzzelle empfängt alle  $K = 8$  Mobilstationen der Referenzzelle mit gleicher Leistung  $C$ .
- Die stärkste Interzellinterferenzquelle der Zelle  $z = 1$  wird mit der gleichen Leistung  $C$  wie die Mobilstationen der Referenzzelle empfangen. Alle übrigen Interzellinterferenzquellen sind irrelevant und werden mit der Leistung Null empfangen. Die gesamte Interferenzleistung ist folglich  $I = C$ , was einem Wert der zellularen Interferenzfunktion, vgl. Kapitel 2.2, von

$$f(r, \alpha, \sigma_G) = \frac{I}{KC} = \frac{1}{K} = 0,125 \quad (5.14)$$

entspricht.

- Bei der Kanalschätzung tritt aufgrund der optimierten Mittabelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  näherungsweise keine Degradation auf, das heißt es gilt

$$d_u = 1 . \quad (5.15)$$

- Es werden Mobilfunkkanäle betrachtet, deren Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  die volle Länge  $W$  haben. Vereinfachend wird angenommen, daß alle Kanalimpulsantwortabtwastwerte  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  genau gleich stark sind, das heißt für die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  der Mobilstationen der Referenzzelle und der einen Interzellinterferenzquelle gilt

$$\left| \underline{h}_w^{(k,z)} \right|^2 = \frac{2C}{W} . \quad (5.16)$$

Aus den Parametern folgt, daß die zu schätzenden Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$   $W = 57$  Abtastwerte lang sind.

Bei der Kanalschätzung für die Referenzzelle wirkt nur das von der einen Interzellinterferenzquelle verursachte Empfangssignal als Störung  $\underline{\mathbf{n}}$ . Diese Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  kann als näherungsweise weiß angenommen werden. Für die Varianz der komplexen Störung gilt

$$\sigma_{\mathbf{k}}^2 = 2C . \quad (5.17)$$

Mit (5.13) und (5.15) ergibt sich das Signal–Stör–Verhältnis der geschätzten Kanalimpulsantwortabtwerte  $\underline{h}_w^{(k,0)}$  der Mobilstationen der Referenzzelle zu

$$\gamma_{\text{ML,R},w} = \frac{L}{W} = 8 . \quad (5.18)$$

Bei der Kanalschätzung für die Interzellinterferenzquelle wirken die Empfangssignale aller Mobilstationen der Referenzzelle als Störung  $\underline{\mathbf{n}}$ . Auch diese Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  soll als näherungsweise weiß angenommen werden. Für die Varianz der komplexen Störung gilt

$$\sigma_k^2 = 2 K C . \quad (5.19)$$

Mit (5.13) und (5.15) ergibt sich das Signal–Stör–Verhältnis der geschätzten Kanalimpulsantwortabtwerte  $\underline{h}_w^{(k,1)}$  der Interzellinterferenzquelle

$$\gamma_{\text{ML,I},w} = \frac{L}{KW} = 1 , \quad (5.20)$$

das heißt Stör- und Nutzanteil sind gleich stark. Die Kanalschätzung für die Interzellinterferenzquelle ist also um den Faktor  $K$  schlechter als die Kanalschätzung für die Mobilstationen der Referenzzelle. In realen Mobilfunkszenarien erwartet man noch weitaus schlechtere Schätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,z)}$ ,  $z = 1 \dots 6$ , der Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$ ,  $z = 1 \dots 6$ , der Interzellinterferenzquellen, da

- die Empfangsleistung  $I^{(\mu(k,z))}$ ,  $z = 1 \dots 6$ , einer einzelnen Interzellinterferenzquelle typischerweise weitaus niedriger als die Empfangsleistung  $C^{(\mu(k,0))}$  einer Mobilstation der Referenzzelle ist und
- zusätzlich noch die Empfangssignale  $\underline{\mathbf{e}}_m^{(k,z)}$  anderer Interzellinterferenzquellen aus anderen Zellen als Störung wirken.

Zusammenfassend kann man sagen, daß die getrennte Kanalschätzung unter Einsatz paralleler Steiner–Schätzer zum Gewinnen von Kanalschätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,z)}$ ,  $z = 1 \dots 6$ , für die Interzellinterferenzquellen untauglich ist. Dies liegt daran, daß keine der im vorhergehenden Abschnitt erwähnten zusätzlichen a priori Informationen in die Kanalschätzung eingebracht werden.

## 5.3 Gemeinsame Kanalschätzung

### 5.3.1 Voraussetzungen

Die Grundidee des vom Verfasser entwickelten Verfahrens des Schrumpfens der totalen Mittambelmatrix  $\underline{\mathbf{G}}$  besteht darin, das a priori Wissen darüber auszunutzen, daß be-

stimmte Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  Null oder zumindest vernachlässigbar klein sind. Als vernachlässigbar klein sind auf jeden Fall die Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  der in einem vorhergehenden Identifikationsschritt als irrelevant erkannten Interzellinterferenzquellen zu betrachten. Nur die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  der relevanten Interzellinterferenzquellen und der Mobilstationen der Referenzzelle enthalten nichtverschwindende Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$ . Aber auch hier sind typischerweise nicht alle Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  relevant. Vielmehr sind typische Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  relativ kurz, so daß viele der Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  zumindest näherungsweise Null sind. Im folgenden wird zwischen der bei der Kanalschätzung für die Referenzzelle allein geltenden Schätzfensterlänge  $W$  und der tatsächlichen Kanalimpulsantwortlänge  $W_0$  unterschieden. Vereinfachend wird angenommen, daß die realen Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  aus  $W_0$  aufeinanderfolgenden nichtverschwindenden Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  bestehen.  $W = 57$  ist ein typischer Wert für die Schätzfensterlänge bei einer Chipdauer von  $T_c = 0,24414 \mu\text{s}$ . Richtwerte für die tatsächlichen relevanten Kanalimpulsantwortlängen  $W_0$  bei verschiedenen Kanalmodellen sind in Tabelle 5.1 zusammengefaßt, wobei man beachten muß, daß die exakten Kanalimpulsantwortlängen bei perfekter Bandbegrenzung genau genommen unendlich sind. Bei den folgenden Betrachtungen wird zunächst angenommen, daß die tatsächliche Kanalimpulsantwortlänge  $W_0$  bekannt ist und daß die relevanten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  einer Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  stets die ersten  $W_0$  Kanalkoeffizienten sind. Es soll jedoch erwähnt werden, daß sich das Verfahren auch problemlos auf solche Fälle erweitern läßt, in denen die relevanten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  nicht die ersten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  sind. Es ist sogar möglich, das Verfahren in solchen Fällen anzuwenden, in denen  $W_0$  beliebige Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  einer Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  relevant sind und in denen  $W_0^{(k,z)}$  für die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  verschiedener Mobilstationen  $k$  aus verschiedenen Zellen  $z$  unterschiedlich ist.

Das a priori Wissen darüber, daß bestimmte Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  Null sind, kann beim Entwurf eines Kanalschätzers derart genutzt werden, daß man in dem durch Gleichung (5.1) gegebenen Systemmodell im totalen Kanalimpulsantwortvektor  $\underline{\mathbf{h}}$  die verschwindenden Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  streicht und in der totalen Mittambelmatrix  $\underline{\mathbf{G}}$  die zugehörigen Spalten streicht. Man erhält das auf dem geschrumpften totalen Kanalimpulsantwortvektor  $\tilde{\underline{\mathbf{h}}}$  und der geschrumpften totalen Mittambelmatrix  $\tilde{\underline{\mathbf{G}}}$  basierende geschrumpfte Systemmodell:

$$\underline{\mathbf{e}}_m = \tilde{\underline{\mathbf{G}}}\tilde{\underline{\mathbf{h}}} + \underline{\mathbf{n}} . \quad (5.21)$$

Sofern die gestrichenen Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  exakt Null waren, bleibt der Rauschvektor  $\underline{\mathbf{n}}$  beim Schrumpfen des Systemmodells unverändert. Das Schrumpfen der Vektoren und Matrizen läßt sich kompakt und allgemein mit einem totalen Selektionsvektor

Tabelle 5.1. Tatsächliche Kanalimpulsantwortlänge  $W_0$  [ETS97, COS89]

Kanalmodell	$W_0$
ITU Indoor Office A	2
ITU Indoor Office B	3
ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian A	2
ITU Outdoor to Indoor and Pedestrian B	16
ITU Vehicular High Antenna A	11
ITU Vehicular High Antenna B	82
COST207 Rural Area	3
COST207 Typical Urban	29
COST207 Bad Urban	41
COST207 Hilly Terrain	82

$\alpha$  beschreiben. Zunächst definiert man den mobilstationsspezifischen Selektionsvektor:

$$\alpha^{(k,z)} = \left( \alpha_1^{(k,z)} \dots \alpha_W^{(k,z)} \right)^T . \quad (5.22)$$

Es gilt

$$\alpha_w^{(k,z)} = \begin{cases} 0 & \text{falls } \underline{h}_w^{(k,z)} \text{ irrelevant ist} \\ 1 & \text{falls } \underline{h}_w^{(k,z)} \text{ relevant ist} \end{cases} . \quad (5.23)$$

Falls die betrachtete Mobilstation  $k$  in Zelle  $z$  eine irrelevante Interzellinterferenzquelle ist, das heißt  $\mu(k,z) \notin (\mathbb{M}_R \cup \mathbb{M}_B)$  gilt, ist der zugehörige Selektionsvektor  $\alpha^{(k,z)}$  gleich dem Nullvektor. Falls die betrachtete Mobilstation eine Mobilstation der Referenzzelle oder eine relevante Interzellinterferenzquelle ist, gilt

$$|\alpha^{(k,z)}| = W_0 \quad (5.24)$$

oder allgemeiner

$$|\alpha^{(k,z)}| = W_0^{(k,z)} . \quad (5.25)$$

Der totale Selektionsvektor der Zelle  $z$  ist

$$\alpha^{(z)} = \left( \alpha^{(1,z)T} \dots \alpha^{(K,z)T} \right)^T . \quad (5.26)$$

Der totale Selektionsvektor ist schließlich

$$\alpha = \left( \alpha^{(1)T} \dots \alpha^{(6)T} \right)^T . \quad (5.27)$$



Da die geschrumpfte totale Mittambelmatrix  $\tilde{\mathbf{G}}$  im allgemeinen weder quadratisch noch rechtszirkulant ist, läßt sich Gleichung (5.30) nicht weiter vereinfachen und insbesondere ist keine aufwandsgünstige Steiner-Schätzung möglich [SB93]. Der Rechenaufwand ist normalerweise dennoch moderat, da die rechenaufwendigen Matrixmultiplikationen und -inversionen zum Berechnen von  $(\tilde{\mathbf{G}}^{*T}\tilde{\mathbf{G}})^{-1}\tilde{\mathbf{G}}^{*T}$  nur nach Änderung des Selektionsvektors  $\boldsymbol{\alpha}$  durchzuführen sind, was relativ selten der Fall sein dürfte. Aus der Maximum-Likelihood-Schätzung  $\hat{\mathbf{h}}$  des geschrumpften totalen Kanalimpulsantwortvektors  $\tilde{\mathbf{h}}$  erhält man eine Schätzung  $\hat{\mathbf{h}}$  des totalen Kanalimpulsantwortvektors  $\mathbf{h}$  durch Wiedereinfügen der gestrichenen Nullen.

Da die Länge  $L$  des Mittambelemfangssignals  $\mathbf{e}_m$  fest vorgegeben ist, läßt sich die Qualität der Kanalschätzung nur noch durch die von den gesendeten Mittambeln  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$  abhängenden Degradationen  $d_u$  beeinflussen. Wie aus (5.12) ersichtlich, ist die Degradation  $d_u$  eine Eigenschaft der geschrumpften totalen Mittambelmatrix  $\tilde{\mathbf{G}}$ , wobei nur das Produkt  $\tilde{\mathbf{G}}^{*T}\tilde{\mathbf{G}}$  relevant ist. Die hermitesche Matrix  $\tilde{\mathbf{G}}^{*T}\tilde{\mathbf{G}}$  enthält die Korrelationskoeffizienten der Spalten der geschrumpften totalen Mittambelmatrix  $\tilde{\mathbf{G}}$ , die sich aus den gesendeten Mittambelcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$  ergeben. Da die Beträge  $|\underline{m}_i^{(k,z)}|$  der Mittambelcodeelemente  $\underline{m}_i^{(k,z)}$  nach (5.5) eins sind, sind die Diagonalelemente der Matrix  $\tilde{\mathbf{G}}^{*T}\tilde{\mathbf{G}}$  gleich  $L$ . Die kleinstmöglichen Degradationen  $d_u = 1$  ergeben sich, wenn die Matrix  $\tilde{\mathbf{G}}^{*T}\tilde{\mathbf{G}}$  eine Diagonalmatrix ist. In der Vergangenheit wurden Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  derart optimiert, daß sich bei der getrennten Kanalschätzung für jede Zelle sehr geringe Degradationen  $d_u$  ergeben, das heißt, die sich aus den totalen Mittambelmatrizen  $\mathbf{G}^{(z)}$  der Zellen ergebenden Matrizen  $\tilde{\mathbf{G}}^{(z)*T}\tilde{\mathbf{G}}^{(z)}$  eine günstige Struktur besitzen. Da sich die geschrumpfte totale Mittambelmatrix  $\tilde{\mathbf{G}}$  aus den totalen Mittambelmatrizen  $\mathbf{G}^{(z)}$  der Zellen  $z$  durch Verketteten und Streichen von Spalten ergibt, ist zu untersuchen, wie sich das Verketteten und Streichen von Spalten auf die Korrelationseigenschaften und die Degradation  $d_u$  auswirkt. Da dem Streichen der  $u$ -ten Spalte der Matrix das Streichen der  $u$ -ten Zeile und Spalte der Matrix  $\tilde{\mathbf{G}}^{*T}\tilde{\mathbf{G}}$  entspricht, siehe Bild 5.3, bleibt eine günstige Diagonalgestalt der Matrix  $\tilde{\mathbf{G}}^{*T}\tilde{\mathbf{G}}$  nach Streichen von Spalten erhalten, man erwartet also keine wesentlichen negativen Auswirkungen auf die Degradationen  $d_u$ .

Durch das Hinzufügen von Mittambelmatrizen anderer Zellen gehen die ursprünglichen günstigen Korrelationseigenschaften jedoch verloren. Dies soll an einem einfachen Beispiel gezeigt werden. Es werde eine geschrumpfte totale Mittambelmatrix  $\tilde{\mathbf{G}}$  betrachtet, die aus  $K - 1$  Mittambelmatrizen  $\tilde{\mathbf{G}}^{(k,0)}$ ,  $k = 1 \dots K - 1$ , von Mobilstationen der Referenzzelle und einer Mittambelmatrix  $\tilde{\mathbf{G}}^{(1,1)}$  einer Interzellinterferenzquelle besteht:

$$\tilde{\mathbf{G}} = \left( \tilde{\mathbf{G}}^{(1,0)} \dots \tilde{\mathbf{G}}^{(K-1,0)} \tilde{\mathbf{G}}^{(1,1)} \right) . \quad (5.31)$$

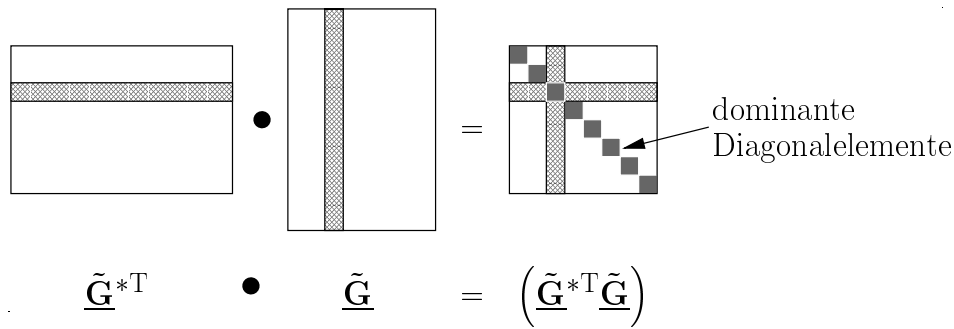


Bild 5.3. Auswirkung des Streichens von Spalten auf die Degradation

Die Matrix  $\underline{\tilde{\mathbf{G}}}^{*T} \underline{\tilde{\mathbf{G}}}$  hat dann die in Bild 5.4 gezeigte Struktur. Sie besteht aus zwei Diagonalblöcken, die für sich alleine aufgrund der Optimierung der Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$ ,  $z = 0, 1$ , der Zellen zu niedrigen Degradationen  $d_u$  führen würden. Es gibt aber auch noch zwei Offdiagonalblöcke, die Kreuzkorrelationskoeffizienten der Mittambeln  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$  verschiedener Zellen enthalten. Da die Kreuzkorrelationen der Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  verschiedener Zellen nicht optimiert wurden, führen diese Offdiagonalblöcke zu erhöhten Degradationen  $d_u$ . Solange man nur wenige Interzellinterferenzquellen berücksichtigt, werden die Degradationen  $d_u$  der Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,0)}$  der Referenzzelle durch die im Vergleich zum Diagonalblock der Referenzzelle noch recht kleinen Offdiagonalblöcke noch nicht wesentlich verschlechtert. Auf die Degradationen  $d_u$  der Interzellinterferenzquellen haben die Offdiagonalblöcke jedoch schon massiven negativen Einfluß. Wenn man sehr viele Interzellinterferenzquellen berücksichtigt, werden sowohl die Degradationen  $d_u$  der Referenzzelle als auch die Degradationen  $d_u$  der Interzellinterferenzquellen wesentlich erhöht, da sich die Struktur der Matrix  $\underline{\tilde{\mathbf{G}}}^{*T} \underline{\tilde{\mathbf{G}}}$  rasch der Situation bei nichtoptimierten Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  annähert.

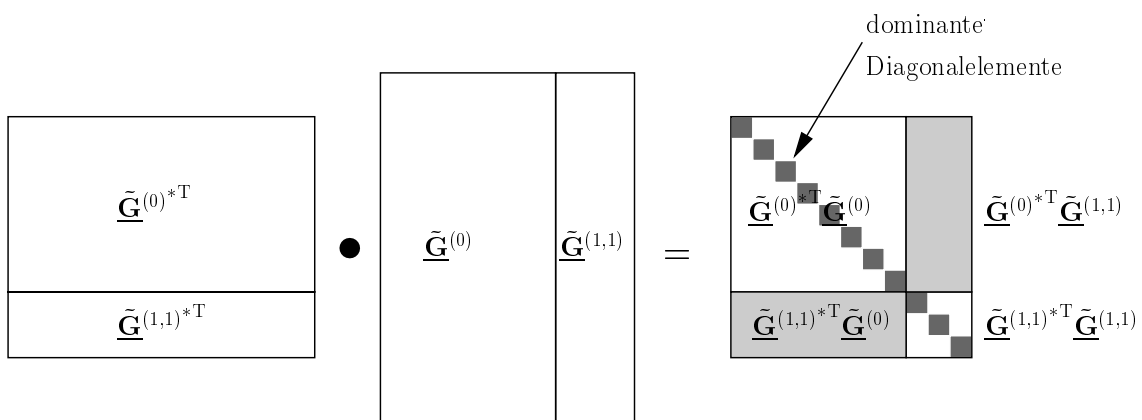


Bild 5.4. Auswirkung des Einbeziehens von Interzellinterferenzquellen in die Kanalschätzung auf die Degradation



Sowohl der bei der Datenschätzung eingesetzte Zero-Forcing-Algorithmus als auch das hier diskutierte Kanalschätzverfahren sind Maximum-Likelihood-Schätzverfahren. Aus diesem Grunde ist es in bestimmten Fällen möglich, die von M. Weckerle für den Fall der Datenschätzung gefundene Formel zum Abschätzen der Degradation [BWW99a] auf den Fall der Kanalschätzung zu übertragen. Es gelten die in Tabelle 5.2 aufgelisteten Korrespondenzen.

Tabelle 5.2. Degradationsformel

	Datenschätzung im intersymbolinterferenzfreien Fall	Kanalschätzung
Anzahl überlagerter Signale	$K$	$K W_0$
Zeit-Bandbreite-Produkt der Signale	$BT = Q$	$BT = L$
Degradationsformel	$\delta \approx \frac{Q + 1}{Q - K + 1}$	$d_u \approx \frac{L + 1}{L - K W_0 + 1}$

Die Degradationsformel wurde zunächst nur für den Fall intersymbolinterferenzfreier Datenübertragung ermittelt. In diesem Fall überlagern sich am Empfänger die Signale von  $K$  Mobilstationen, wobei jedes Signal aus einem bekannten Signal, der kombinierten Kanalimpulsantwort, durch Gewichten mit dem unbekanntem Datensymbol entstanden ist. Im Fall der Kanalschätzung kann man sich vorstellen, daß von jeder Mobilstation  $W_0$  Signale ausgehen, wobei jedes dieser Signale aus einem bekannten Signal, der entsprechend zeitlich zyklisch verschobenen Mittambel  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$ , durch Gewichten mit einem unbekanntem Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  entstanden ist. Im Falle der Kanalschätzung überlagern sich am Empfänger also  $K W_0$  Signale. Das zugrundeliegende bekannte Signal wird im folgenden auch als Testsignal bezeichnet. Das Zeit-Bandbreite-Produkt der einzelnen Testsignale entspricht im Fall der Datenschätzung dem Spreizfaktor  $Q$  und im Fall der Kanalschätzung der Mittambelempfangssignallänge  $L$ . Durch Einsetzen der entsprechenden Anzahlen überlagerter gewichteter Testsignale und der Zeit-Bandbreite-Produkte erhält man schließlich die Degradationsformel:

$$d_u = \frac{L + 1}{L - K W_0 + 1} . \quad (5.32)$$

Die Degradationsformeln gelten nur für den Fall, daß die einzelnen Testsignale als Abtastwerte unabhängiger, mittelwertfreier, weißer Gaußprozesse angesehen werden können. Dies ist im Fall der Datenschätzung aufgrund der weitgehend zufälligen kombinierten Kanalimpulsantworten in der Regel zumindest näherungsweise der Fall. Im

Falle der Kanalschätzung ist die Degradationsformel jedoch nur anwendbar, wenn die Mittambeln  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$  zufällig ausgewürfelt und nicht optimiert werden. Aber auch im Fall des Einbeziehens vieler Interzellinterferenzquellen in die Kanalschätzung liefert die Degradationsformel trotz optimierter Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  gute Abschätzungen, da die günstigen Korrelationseigenschaften der optimierten Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  durch das Einbeziehen von Interzellinterferenzquellen verloren gehen.

Zum Abschluß dieses Abschnitts werden noch einige für konkrete geschrumpfte Mittambelmatrizen  $\tilde{\underline{\mathbf{G}}}$  berechnete Degradationen  $d_u$  diskutiert. Folgende Parameter liegen den Berechnungen zugrunde:

- Die Mittambelemfangssignallänge ist  $L = 456$ . Es können daher maximal  $L = 456$  Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  geschätzt werden.
- Jede der sieben Zellen verwendet einen der optimierten Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  nach [HKK<sup>+</sup>00].

Bild 5.5 zeigt die Abhängigkeit der Degradationen  $d_u$  der einzelnen geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{\underline{h}}_u$  von der tatsächlichen Kanalimpulsantwortlänge  $W_0$ . In der geschrumpften totalen Mittambelmatrix  $\tilde{\underline{\mathbf{G}}}$  wurden alle Spalten gestrichen, die nicht zu den ersten  $W_0$  Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,0)}$  der  $K_R = 8$  Mobilstationen der Referenzzelle gehören. Insbesondere wurde keine Interzellinterferenzquelle bei der Kanalschätzung berücksichtigt, das heißt, es gilt  $K_B = 0$ . Die Anzahl zu schätzender Kanalkoeffizienten, die gleich der Anzahl zu einem  $W_0$  gehörender Punkte in Bild 5.5 ist, ist folglich  $K_R W_0$ . Da maximal  $L = 456$  Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,0)}$  geschätzt werden können, muß  $W_0 \leq 57$  gelten. Der Fall  $W_0 = 57$  entspricht dem Fall des Steiner-Schätzers für die Kanalimpulsantworten einer Zelle. Für diesen Fall wurden die Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$  optimiert, so daß sich eine geringe Degradation  $d_u$  ergibt. Da die geschrumpfte totale Mittambelmatrix  $\tilde{\underline{\mathbf{G}}}$  in diesem Sonderfall eine quadratische rechtszirkulante Matrix ist, sind die Degradationen der einzelnen geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{\underline{h}}_u$  alle gleich. Man spricht in diesem Fall auch von der Degradation des Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$ . Aus Bild 5.5 erkennt man, daß sich die Degradationen  $d_u$  bei Reduktion der Anzahl  $K_R W_0$  zu schätzender Kanalkoeffizienten, das heißt bei Streichen von Spalten in der geschrumpften totalen Mittambelmatrix  $\tilde{\underline{\mathbf{G}}}$ , wie erwartet nicht erhöhen, sondern vielmehr sogar verringern. Weiterhin erkennt man, daß sich die Degradationen  $d_u$  bei optimierten Mittambelgrundcodes bei Annäherung der zu schätzenden Kanalkoeffizientenzahl an die maximal schätzbare Kanalkoeffizientenzahl nicht massiv erhöhen, wie man dies nach der Degradationsformel bei nicht optimierten Mittambelcodes erwartet.

Bei den Untersuchungen zum Einfluß der einbezogenen Interzellinterferenzquellen auf die Degradationen  $d_u$  der Kanalschätzung werden zwei unterschiedliche Fälle betrachtet:

- In Bild 5.6 und 5.7 wird angenommen, daß sich alle Interzellinterferenzquellen in der gleichen Nachbarzelle befinden, das heißt die Interzellinterferenzquellen verwenden den gemeinsamen Mittambelgrundcode  $\underline{\mathbf{m}}^{(1)}$ , während die Mobilstationen der Referenzzelle den Mittambelgrundcode  $\underline{\mathbf{m}}^{(0)}$  verwenden.
- In Bild 5.8 bis 5.11 wird angenommen, daß die Interzellinterferenzquellen gleichmäßig auf die 6 Nachbarzellen verteilt sind, das heißt in jeder Nachbarzelle befinden sich  $K_B/6$  Interzellinterferenzquellen. Die Mobilstationen der Referenzzelle verwenden den Mittambelgrundcode  $\underline{\mathbf{m}}^{(0)}$ . Da jede Nachbarzelle einen eigenen Mittambelgrundcode  $\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$ ,  $z = 1 \dots 6$ , verwendet, werden in diesen Szenarien also alle 7 Mittambelgrundcodes verwendet.

Die Anzahl zu schätzender Kanalkoeffizienten ist  $(K_R + K_B)W_0$ . Da auch hier die maximale Anzahl schätzbarer Kanalkoeffizienten 456 ist, brechen die Kurven jeweils bei  $W_0 = \left\lfloor \frac{L}{K_R + K_B} \right\rfloor$  ab. Man erkennt, daß die Degradationen  $d_u$  bei Annäherung an diese Grenze für die maximal zulässige tatsächliche Kanalimpulsantwortlänge  $W_0$  stark

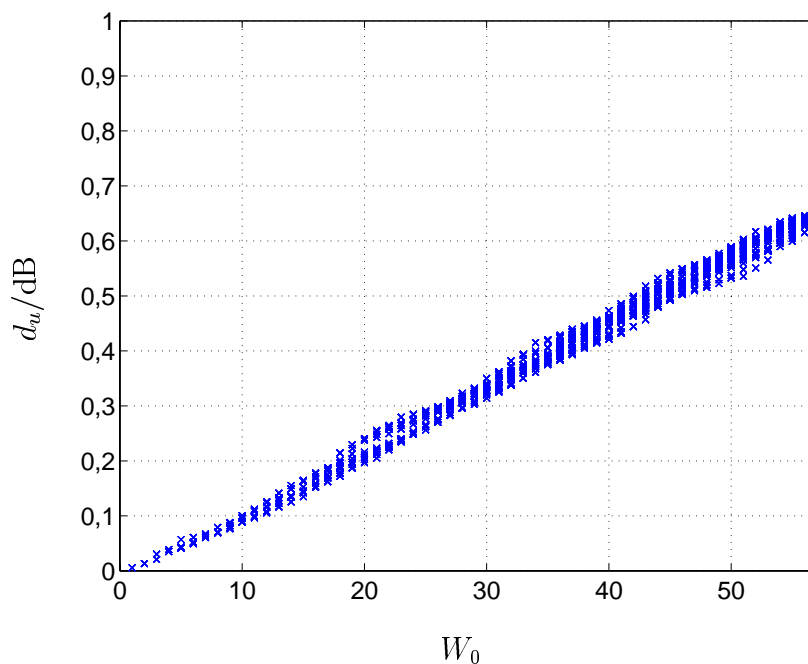


Bild 5.5. Degradationen  $d_u$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  abhängig von  $W_0$  für den 1. Mittambelgrundcode; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $K_B = 0$

ansteigen, also nicht das entartete Verhalten optimierter Mittambelgrundcodes  $\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$  wie in Bild 5.5 eintritt. Wenn man sich Szenarien mit kleiner Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen, zum Beispiel Bild 5.6, anschaut, erkennt man, daß sich die Degradationen  $d_u$  der Mobilstationen der Referenzzelle recht deutlich von denen der Interzellinterferenzquellen unterscheiden, deren Degradationen  $d_u$  wesentlich größer sind. Dies liegt an dem bereits angesprochenen Effekt, daß eine kleine Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen die minimierten Degradationen  $d_u$  der Mobilstationen der Referenzzelle noch nicht wesentlich verschlechtert, die Interzellinterferenzquellen jedoch schon sehr hohe Degradationen  $d_u$  wie im Falle nicht optimierter Mittambelcodes erfahren. Man sieht, daß in diesem Fall die Degradationen der Interzellinterferenzquellen bereits recht gut mit der Degradationsformel (5.32) abgeschätzt werden können. Bei großer Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen erfahren sowohl die Mobilstationen der Referenzzelle als auch die Interzellinterferenzquellen hohe Degradationen  $d_u$ , die recht gut mit der Degradationsformel (5.32) abgeschätzt werden können, siehe Bild 5.7 bis 5.11.

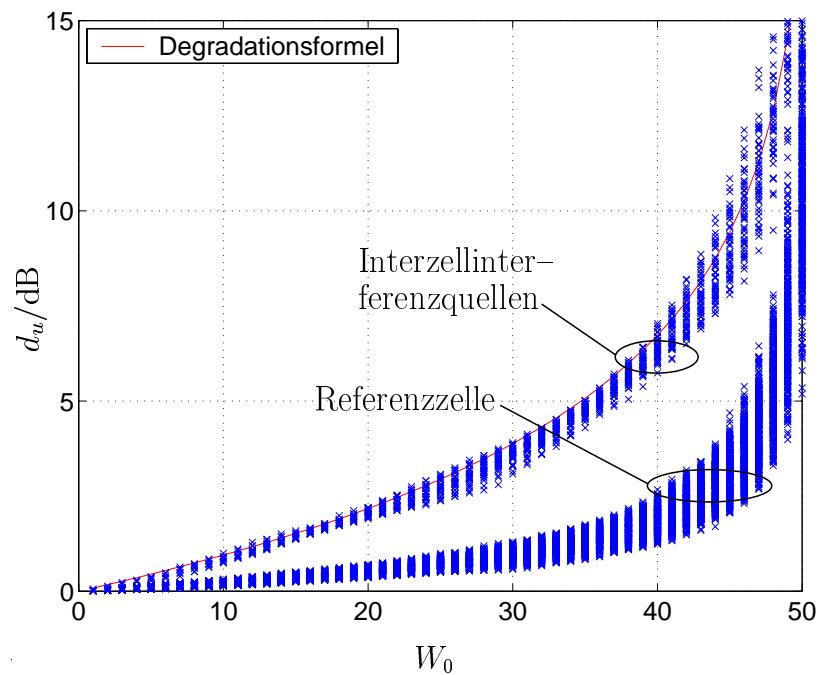


Bild 5.6. Degradationen  $d_u$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  abhängig von  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $K_B = 1$ , alle Interzellinterferenzquellen in einer Nachbarzelle

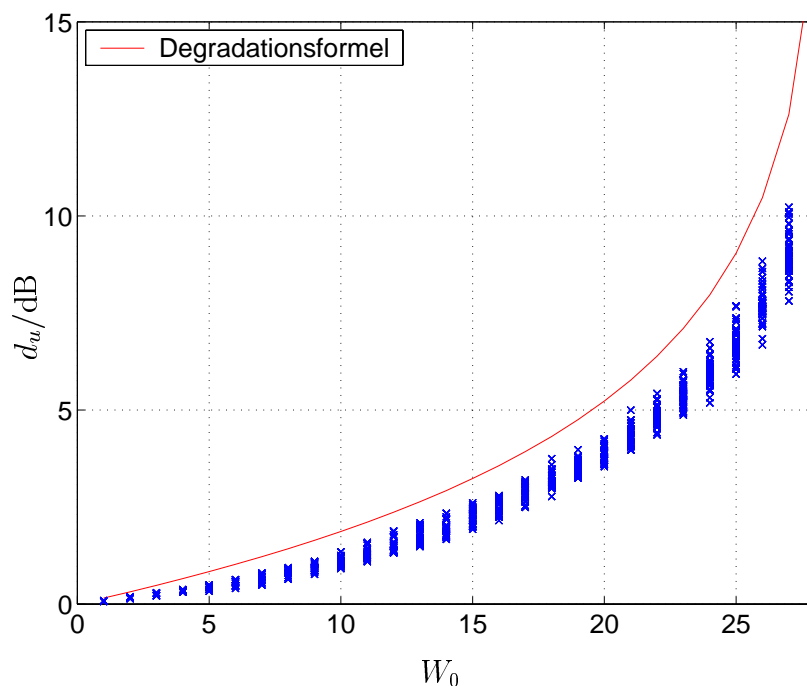


Bild 5.7. Degradationen  $d_u$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  abhängig von  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $K_B = 8$ , alle Interzellinterferenzquellen in einer Nachbarzelle

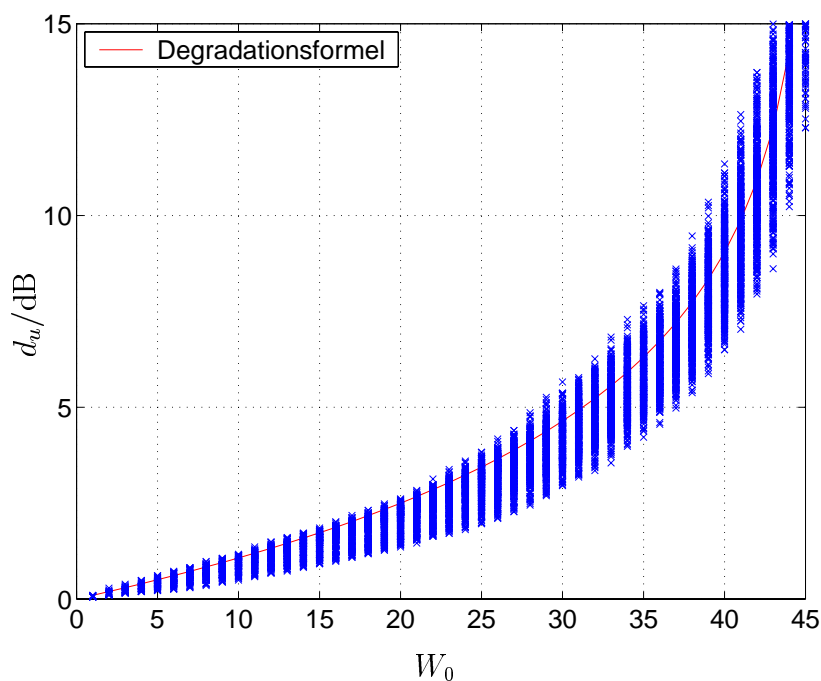


Bild 5.8. Degradationen  $d_u$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  abhängig von  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 4$ ,  $K_B = 6$ , Interzellinterferenzquellen gleichmäßig auf die Nachbarzellen verteilt

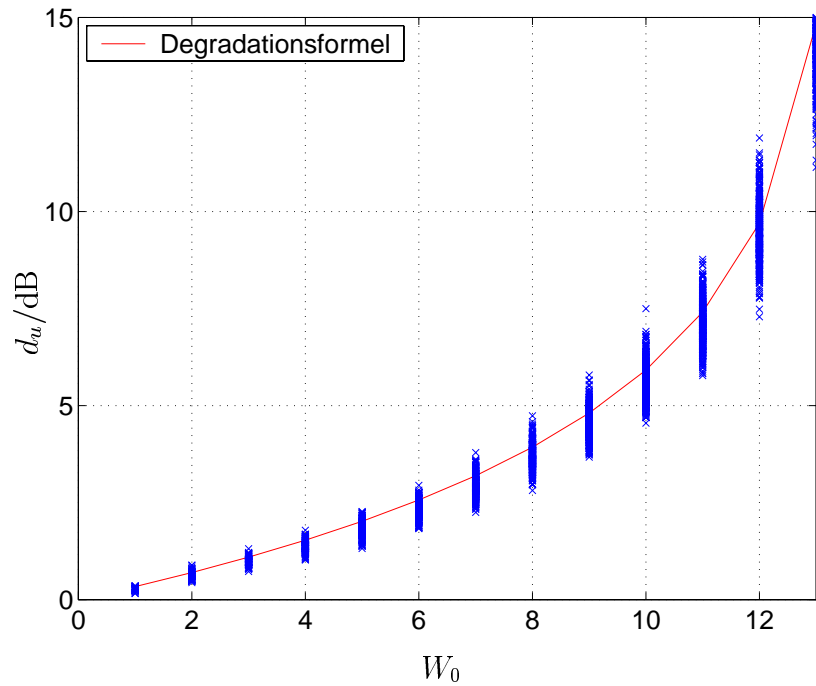


Bild 5.9. Degradationen  $d_u$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  abhängig von  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 4$ ,  $K_B = 30$ , Interzellinterferenzquellen gleichmäßig auf die Nachbarzellen verteilt

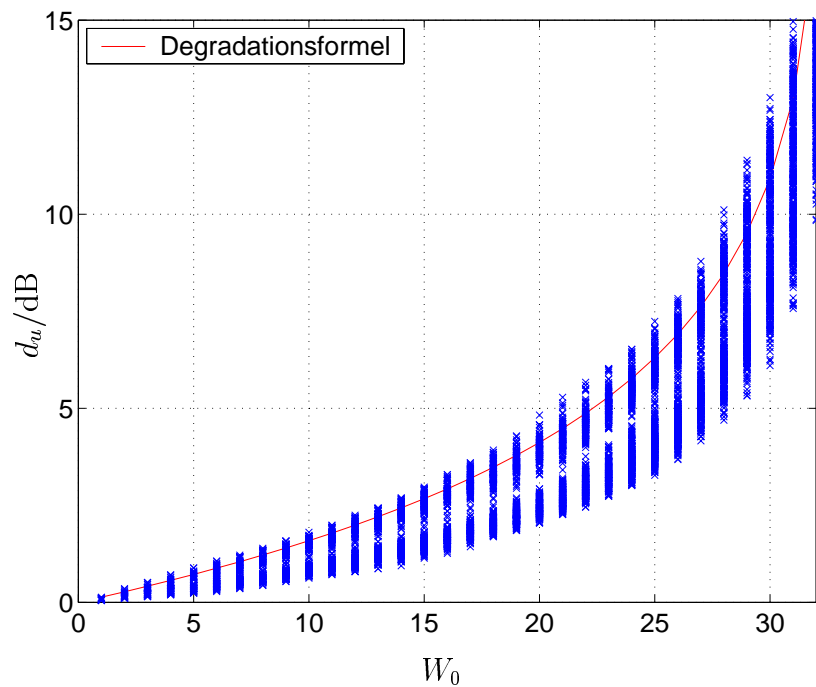


Bild 5.10. Degradationen  $d_u$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  abhängig von  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $K_B = 6$ , Interzellinterferenzquellen gleichmäßig auf die Nachbarzellen verteilt

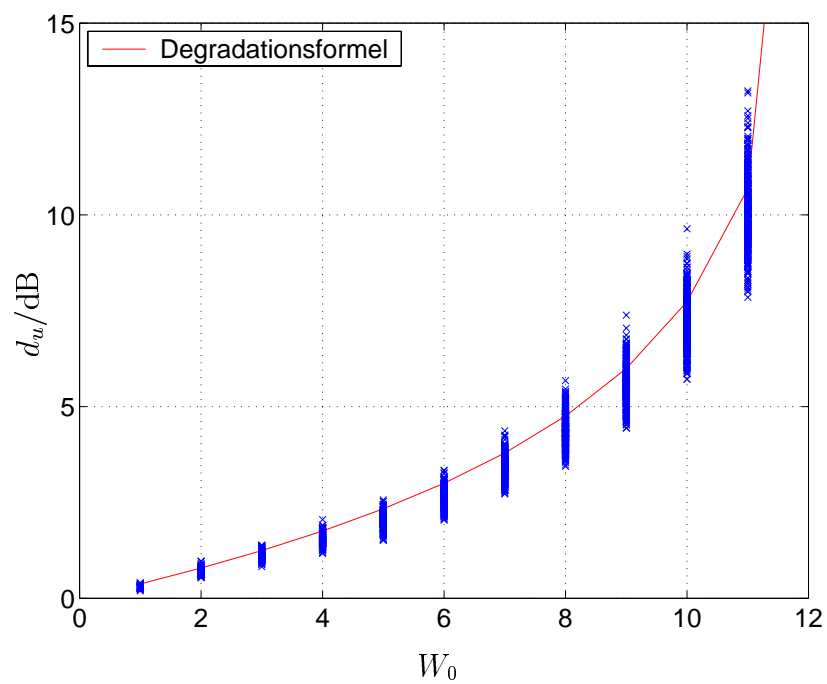


Bild 5.11. Degradationen  $d_u$  der geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_u$  abhängig von  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $K_B = 30$ , Interzellinterferenzquellen gleichmäßig auf die Nachbarzellen verteilt

### 5.3.2 Finden der relevanten Bereiche der Kanalimpulsantworten

Bei den Betrachtungen im vorhergehenden Abschnitt 5.3.1 wurde davon ausgegangen, daß die tatsächlichen Kanalimpulsantworten die ersten  $W_0$  Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  des Schätzfensters der Länge  $W$  umfassen. In einem realen Mobilfunksystem muß man jedoch damit rechnen, daß sich aufgrund von Laufzeiten der Funkwellen andere, beliebige, zeitvariante Positionen der  $W_0$  relevanten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  im Schätzfenster ergeben. Zunächst wird jedoch weiterhin davon ausgegangen, daß es sich um  $W_0$  direkt aufeinanderfolgende relevante Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  handelt. Die Nummer des ersten relevanten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_{w_0}^{(k,z)}$  wird im folgenden mit  $w_0$  bezeichnet.

Das Bestimmen der Position  $w_0$  der  $W_0$  relevanten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  im Schätzfenster kann mit einem erweiterten mittambelbasierten Interzellinterfererdetektor geschehen, siehe Bild 5.12. Die bereits im mittambelbasierten Interzellinterfererdetektor vorhandenen und gemeinsam nutzbaren Signalverarbeitungsblöcke sind im Bild grau hinterlegt. Zunächst werden wieder Schätzungen der Betragsquadrate  $\left| \hat{\underline{h}}_w^{(k,z)} \right|^2$  aller Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  der interessierenden Mobilstation  $m = \mu(k, z)$  gewonnen. Diese Schätzungen werden über  $N_1$  aufeinanderfolgende Rahmen nachintegriert, wobei die optimale Nachintegrationsdauer  $N_1$  hier durchaus von der beim Identifizieren verwendeten Nachintegrationsdauer abweichen kann. Schließlich wird die Position  $w$  des stärksten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  bestimmt. Diese Position  $w$  ist ein Indiz für die Lage  $w_0$  der tatsächlichen Kanalimpulsantwort im Schätzfenster. Aufgrund der typischen Verzögerungsleistungsdichtespektren von Kanalimpulsantworten [ETS97, COS89] erwartet man, daß der stärkste Kanalkoeffizient  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  einer der ersten relevanten Kanalkoeffizienten ist. Eine sinnvolle Annahme könnte daher sein, daß ein Drittel der gesamten tatsächlichen Kanalimpulsantwort vor und zwei Drittel der tatsächlichen Kanalimpulsantwort hinter  $w$  liegt. Unter Berücksichtigung der endlichen Schätzfensterlänge ergäbe sich die Position der tatsächlichen Kanalimpulsantwort dann zu

$$w_0 = \min \left( W - W_0 + 1, \max \left( 1, w - \left\lfloor \frac{W_0}{3} \right\rfloor \right) \right) . \quad (5.33)$$

Beim Bestimmen der Position  $w_0$  der tatsächlichen Kanalimpulsantwort treten genau dann Fehler auf, wenn die Schätzung eines anderen als des tatsächlich stärksten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  am stärksten ist. Diese Fehlerwahrscheinlichkeit soll anhand des bereits in Abschnitt 4.5.2 eingeführten vereinfachten Szenarios diskutiert werden. Es wird



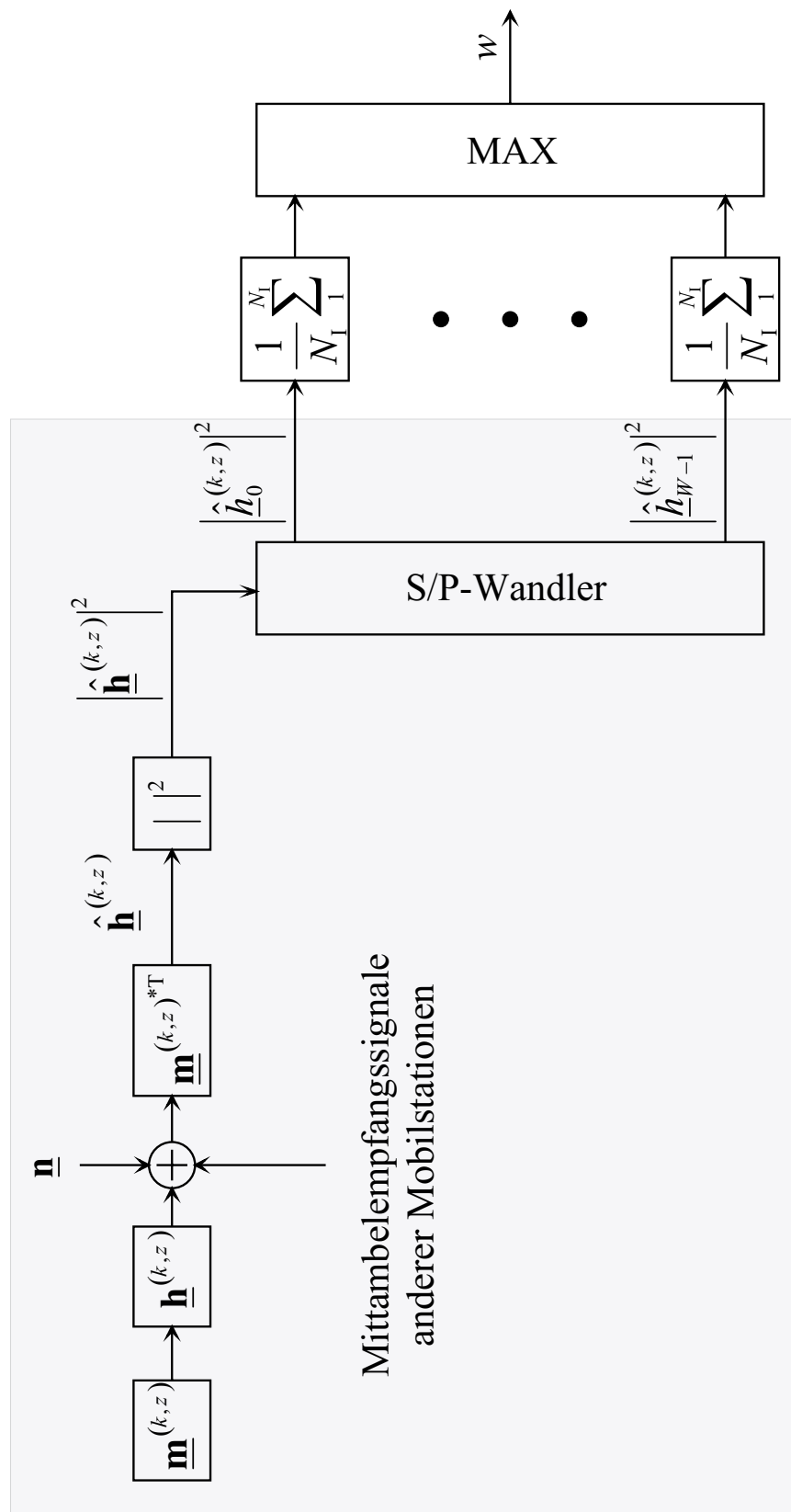


Bild 5.12. Vorrichtung zum Bestimmen der Position der tatsächlichen Kanalimpulsantwort im Schätzfenster

eine Interzellinterferenzquelle mit einem Single-Tap-Kanal betrachtet. Die Fehlerwahrscheinlichkeit beim Bestimmen der Position  $w_0$  der tatsächlichen Kanalimpulsantwort kann dann durch die Wahrscheinlichkeit  $P_{fd}$ , daß die Schätzung mindestens eines der tatsächlich verschwindenden Taps  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort  $\hat{\underline{h}}^{(k,z)}$  einer als relevant erkannten Interzellinterferenzquelle die Schwelle  $S_B$  überschreitet, abgeschätzt werden. Diese Abschätzung  $P_{fd}$  der Fehlerwahrscheinlichkeit beim Bestimmen der Position  $w_0$  wurde bereits in Kapitel 4.5.2 untersucht, siehe Bild 4.29.

Die in Bild 5.12 gezeigte Vorrichtung ist nach geringer Modifikation auch in solchen Fällen, in denen man nicht annehmen kann, daß alle relevanten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  direkt aufeinander folgen, zum Bestimmen der  $W_0$  relevanten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  geeignet. Statt den stärksten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  zu suchen und anhand dessen Position  $w$  die Position  $w_0$  von  $W_0$  aufeinanderfolgenden Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  zu bestimmen, wird man nun einfach die  $W_0$  stärksten geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{\underline{h}}_w^{(k,z)}$  als die relevanten Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_w^{(k,z)}$  ansehen.

### 5.3.3 Kanalschätzung für die Referenzzelle

Ein möglicher Nutzen des Berücksichtigens von Interzellinterferenzquellen bei der Kanalschätzung ist das Verbessern der Schätzungen  $\hat{\underline{h}}^{(k,0)}$  der Kanalimpulsantworten  $\underline{h}^{(k,0)}$  der Mobilstationen der Referenzzelle. In diesem Zusammenhang sind zwei gegenläufige Effekte zu beachten:

- Durch das Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen bei der Kanalschätzung wird die Leistung  $I_{rest}$  der verbleibenden Störung verringert.
- Durch das Miteinbeziehen der Interzellinterferenzquellen in die Kanalschätzung werden aber auch die Degradationen  $d_u$ ,  $u = 1 \dots K_R W_0$ , der Schätzungen  $\hat{\underline{h}}_u$  der Kanalkoeffizienten  $\underline{h}_u$  der Mobilstationen der Referenzzelle erhöht.

Eine Verbesserung der Kanalschätzung der Referenzzelle läßt sich folglich nur dann erzielen, wenn die Erhöhung der Degradation  $d_u$  geringer als die Reduktion der verbleibenden Störung ausfällt. Hierzu wurden Berechnungen durchgeführt, deren Ergebnisse in Bild 5.13 und 5.14 für verschiedene Clustergrößen  $r$  dargestellt sind. Die Bilder enthalten zwei Arten von Kurven. Zum einen ist der mittlere Faktor  $(1 - \overline{E\{r_{inter}\}})$ , um den sich die verbleibende Interzellinterferenz  $I_{rest}$  reduziert, über der Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen aufgetragen. Hierbei wurde davon ausgegangen, daß

ein optimaler Interzellinterfererddetektor zur Verfügung steht, das heißt, die  $K_B$  berücksichtigten Interzellinterferenzquellen sind die  $K_B$  stärksten Interzellinterferenzquellen. Weiterhin enthalten die Bilder Kurven, die die Verschlechterung der Degradationen  $d_u$ ,  $u = 1 \dots K_R W_0$ , der Schätzungen  $\hat{h}_u$  der Kanalkoeffizienten  $h_u$  der Mobilstationen der Referenzzelle gegenüber dem Fall keiner berücksichtigten Interzellinterferenzquelle, also gegenüber der Degradation  $d_R$  des Mittambelgrundcodes der Referenzzelle, beschreiben. Hierbei wurden nur die Mittelwerte  $\overline{d_u}$  bezüglich  $u$  der Degradationen  $d_u$ ,  $u = 1 \dots K_R W_0$ , der Schätzungen  $\hat{h}_u$  der Kanalkoeffizienten  $h_u$  der Mobilstationen der Referenzzelle betrachtet. Die Degradationen  $d_u$ ,  $u = K_R W_0 + 1 \dots (K_R + K_B)W_0$  der Schätzungen  $\hat{h}_u$  der Kanalkoeffizienten  $h_u$  der  $K_B$  berücksichtigten Interzellinterferenzquellen interessieren hier nicht. Die Kurven der Verschlechterungen der Degradationen  $d_u$  enden bei der maximal zulässigen tatsächlichen Kanalimpulsantwortlänge  $W_0 = \left\lfloor \frac{L}{K_R + K_B} \right\rfloor$ .

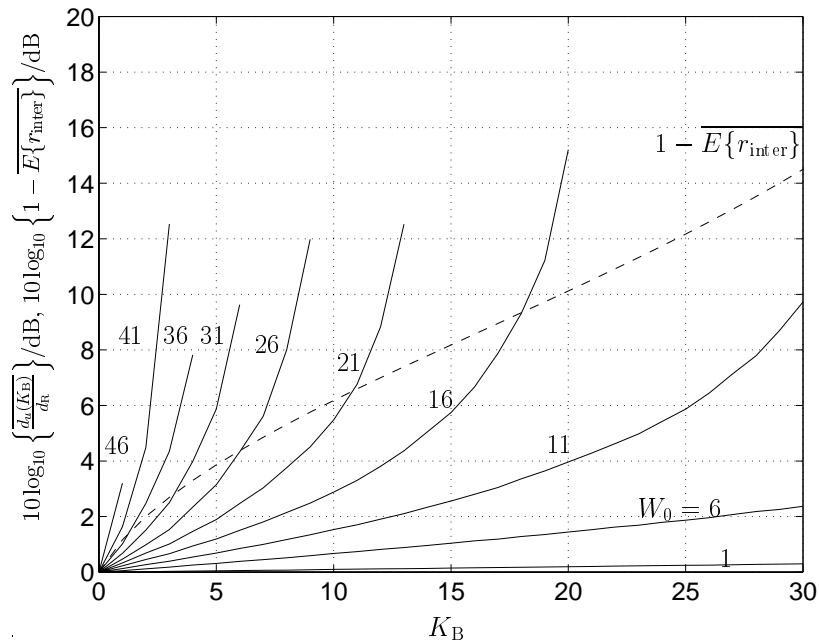


Bild 5.13. Mittlere Reduktion der Interzellinterferenz ( $1 - \overline{E\{r_{\text{inter}}\}}$ ) und mittlere Erhöhung der Degradationen der Mobilstationen der Referenzzelle  $\overline{d_u}/d_R$ ,  $u = 1 \dots K_R W_0$ , abhängig von der Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen und  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $r = 1$

Eine Verbesserung der Kanalschätzung der Referenzzelle durch Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen tritt genau dann ein, wenn die Kurve der mittleren Reduktion der Interzellinterferenz über der Kurve der mittleren Erhöhung der Degradationen  $d_u$ ,  $u = 1 \dots K_R W_0$ , der Schätzungen  $\hat{h}_u$  der Kanalkoeffizienten  $h_u$  der Mobilstationen der Referenzzelle verläuft, wobei die Verbesserung des Signal–Stör–Verhältnisses der Schätzungen  $\hat{h}_u$  der Kanalkoeffizienten  $h_u$  genau dem vertikalen Abstand der bei-

den Kurven entspricht. Zusammenfassend kann man sagen, daß eine Verbesserung der Kanalschätzung der Referenzzelle durch Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen möglich ist. Der Preis für diese Verbesserung ist eine Reduktion der zulässigen Länge  $W_0$  der Kanalimpulsantworten. Je kleiner  $W_0$  ist, desto größer sind die erzielbaren Verbesserungen und um so größer wird auch die sinnvollerweise einzubeziehende Anzahl  $K_B$  an Interzellinterferenzquellen. Wenn man zu viele Interzellinterferenzquellen berücksichtigt, verschlechtert sich die Kanalschätzung der Referenzzelle massiv, da die Degradationen  $d_u$ ,  $u = 1 \dots K_R W_0$ , stark ansteigen. Als ein typisches Wertetripel bei einer Clustergröße von  $r = 1$  kann man eine maximal zulässige Kanalimpulsantwortlänge von  $W_0 = 16$ ,  $K_B = 10$  berücksichtigte Interzellinterferenzquellen und eine Verbesserung des Signal–Stör–Verhältnisses der Kanalschätzung um 3 dB ansehen.

### 5.3.4 Kanalschätzung für die Interzellinterferenzquellen

Die hohen Degradationen  $d_u$ ,  $u = K_R W_0 + 1 \dots (K_R + K_B) W_0$ , bei der Kanalschätzung für die Interzellinterferenzquellen, siehe zum Beispiel Bild 5.6, mögen zunächst Zweifel daran aufkommen lassen, ob eine Kanalschätzung für die Interzellinterferenzquellen mit hinreichend guter Qualität für eine spätere Verwendung bei der Datenschätzung möglich ist. Aber auch hier erfolgt gleichzeitig eine Reduktion der verbleibenden Interferenzleistung  $I_{\text{rest}}$ , wie bereits im vorhergehenden Abschnitt 5.3.3 diskutiert. Es stellt sich also wieder die Frage, ob die mittlere Reduktion der verbleibenden Interferenzleistung die mittlere Erhöhung der Degradationen kompensieren kann, wobei hier die Degradationen  $d_u$ ,  $u = K_R W_0 + 1 \dots (K_R + K_B) W_0$ , der Schätzungen  $\hat{h}_u$  der Kanalkoeffizienten  $h_u$  der Interzellinterferenzquellen interessieren. In Analogie zu Bild 5.13 und 5.14 wurden Bild 5.15 und 5.16 berechnet. Es wurde vereinfachend davon ausgegangen, daß sich alle Interzellinterferenzquellen in einer einzigen Interferenzzelle befinden. Die mittlere Erhöhung der Degradationen  $d_u$ ,  $u = K_R W_0 + 1 \dots (K_R + K_B) W_0$ , der Schätzungen  $\hat{h}_u$  der Kanalkoeffizienten  $h_u$  der Interzellinterferenzquellen wird auf die Degradationen  $d_1$  des Mittambelgrundcodes der Interferenzzelle bezogen.

Bild 5.15 und 5.16 entnimmt man, daß es auch beim Schätzen der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  einer starken Interzellinterferenzquelle Szenarien gibt, in denen die Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  der Interzellinterferenzquelle sogar besser als die Schätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,0)}$  der Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,0)}$  der Mobilstationen der Referenzzelle bei alleinigem Schätzen der Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,0)}$  der Mobilstationen der Referenzzelle sind, sofern die betrachtete starke Interzellinterferenzquelle mit der gleichen Leistung  $C$  wie die Mobilstationen der Referenzzelle empfangen wird. Eine wesentliche Voraussetzung hierfür und für das Schätzen von Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$  von Interzellinterferenzquellen generell ist, daß die tatsächlichen Kanalimpulsantwortlängen

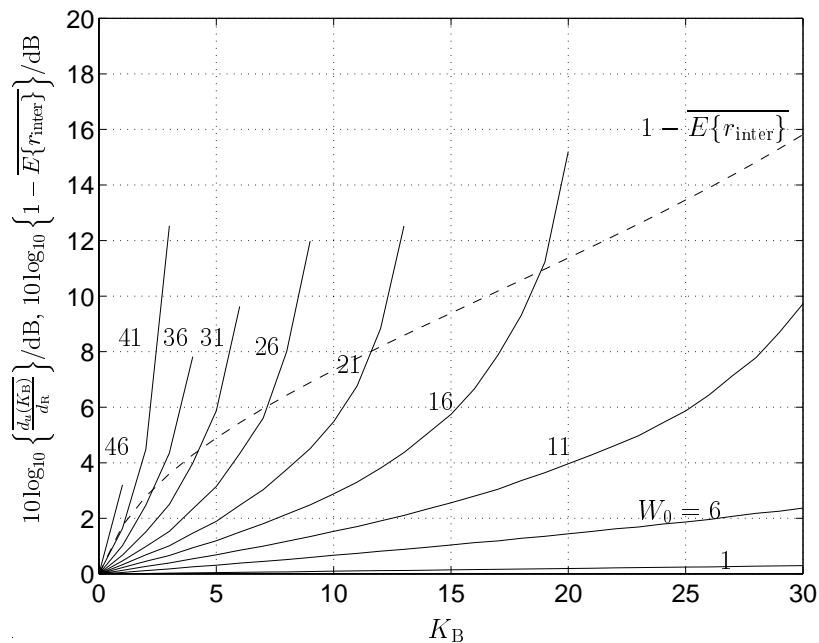


Bild 5.14. Mittlere Reduktion der Interzellinterferenz ( $1 - \overline{E\{r_{\text{inter}}\}}$ ) und mittlere Erhöhung der Degradationen der Mobilstationen der Referenzzelle  $\overline{d_u}/d_R$ ,  $u = 1 \dots K_R W_0$ , abhängig von der Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen und  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $r = 3$

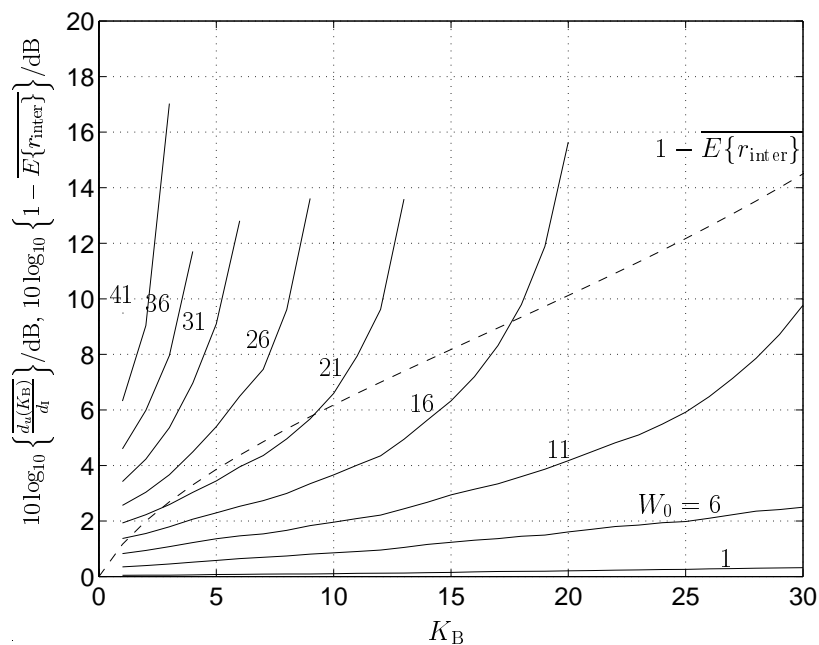


Bild 5.15. Mittlere Reduktion der Interzellinterferenz ( $1 - \overline{E\{r_{\text{inter}}\}}$ ) und mittlere Erhöhung der Degradationen der Interzellinterferenzquellen  $\overline{d_u}/d_I$ ,  $u = K_R W_0 + 1 \dots (K_R + K_B) W_0$ , abhängig von der Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen und  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $r = 1$

$W_0$  kürzer als  $W$  sind. Der wesentliche Vorteil gegenüber dem in Abschnitt 5.2 beschriebenen Kanalschätzen mit parallelen Steiner-Schätzern besteht darin, daß bei der Kanalschätzung für die Interzellinterferenzquellen mit dem Verfahren des Schrumpfens der totalen Mittambelmatrix  $\mathbf{G}$  die sehr starken Empfangssignale der Mobilstationen der Referenzzelle nicht als Störung wirken. Abschließend soll noch ein exemplarisches Beispiel für die Parametrisierung eines Mobilfunksystems mit Schätzung der Kanalimpulsantworten  $\mathbf{h}^{(k,z)}$  der Interzellinterferenzquellen betrachtet werden. Es wird ein Mobilfunksystem mit Clustergröße  $r = 1$  und  $K_R = 8$  Mobilstationen in der Referenzzelle betrachtet. Den Ergebnissen aus Bild 4.34 in Kapitel 4 entnimmt man, daß man ca.  $K_B = 10$  Interzellinterferenzquellen bei der Datendetektion berücksichtigen sollte, um eine deutliche Reduktion der verbleibenden Interzellinterferenzleistung  $I_{\text{rest}}$  auf weniger als ein Drittel der ursprünglichen Interzellinterferenzleistung  $I$  zu erzielen. Eine weitere Reduktion der Interzellinterferenzleistung  $I_{\text{rest}}$  erscheint nicht sinnvoll, da dann wesentlich mehr Interzellinterferenzquellen berücksichtigt werden müssen. Ein typisches Anwendungsgebiet von Interzellinterferenzreduktion werden Micro- und Picozellulare Mobilfunkszenarien [Lee89] sein. Tabelle 5.1 entnimmt man, daß in solchen Szenarien die tatsächliche Kanalimpulsantwortlänge maximal  $W_0 = 16$  ist. Einzig das ITU Vehicular High Antenna B und die COST207 Bad Urban und COST207 Hilly Terrain Kanalmodelle, die jedoch größeren Zellen entsprechen, liefern größere tatsächliche Kanalimpulsantwortlängen. Bild 5.13 und 5.15 entnimmt man, daß sich in diesem Szenario die Schätzqualität der Kanalimpulsantworten der Mobilstationen der Referenzzelle und der Interzellinterferenzquellen gegenüber dem Fall des alleinigen Schätzens der Kanalimpulsantworten der Referenzzelle mit einem konventionellen Steiner-Schätzer sogar verbessern.

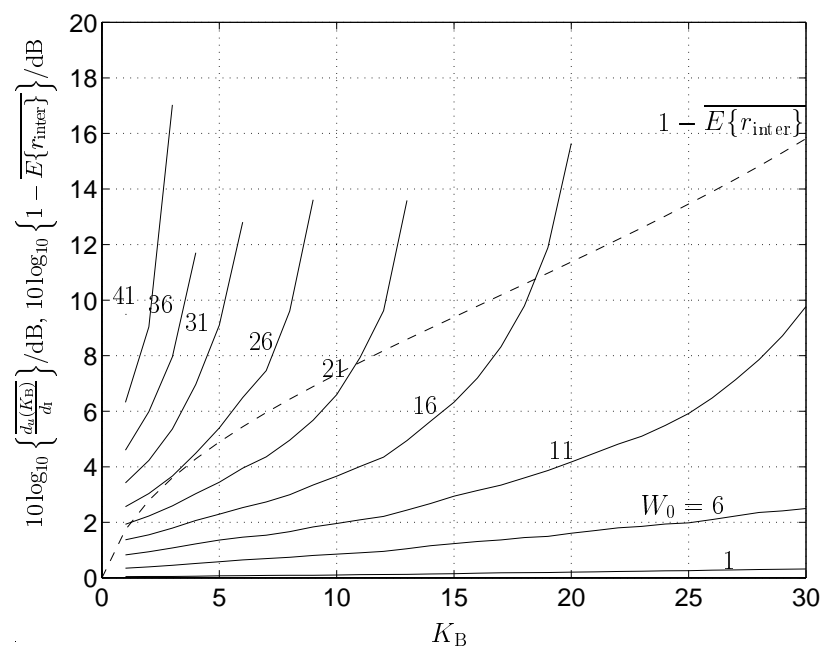


Bild 5.16. Mittlere Reduktion der Interzellinterferenz ( $1 - \overline{E\{r_{\text{inter}}\}}$ ) und mittlere Erhöhung der Degradationen der Interzellinterferenzquellen  $\frac{\overline{d_u}}{d_I}$ ,  $u = K_R W_0 + 1 \dots (K_R + K_B) W_0$ , abhängig von der Anzahl  $K_B$  berücksichtigter Interzellinterferenzquellen und  $W_0$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $r = 3$

## Kapitel 6

# Berücksichtigen von Interzellinterferenzquellen bei der Datendetektion

### 6.1 Zu lösendes technisches Problem

Die Datendetektion der Mobilstationen der Referenzzelle soll verbessert werden, indem die Interzellinterferenz nicht wie derzeit üblich als Rauschen, sondern zumindest teilweise als Signal mit bekannten Eigenschaften betrachtet wird. Diese Verbesserung der Datendetektion kann dadurch erfolgen, daß nicht nur die Signale der Mobilstationen der Referenzzelle, also der Mobilstation, deren Datensymbole aktuell interessieren, und der Intrazellinterferenzquellen, sondern zusätzlich noch die Signale einiger relevanter Interzellinterferenzquellen im Empfänger gemeinsam detektiert werden. In den vorhergehenden Kapiteln 4 und 5 wurden bereits Verfahren zum Finden der relevanten Interzellinterferenzquellen und zum Schätzen der Kanalimpulsantworten sowohl der Mobilstationen der Referenzzelle als auch der relevanten Interzellinterferenzquellen vorgestellt. Im folgenden können daher

- die Anzahl  $K_R$  der Mobilstationen der Referenzzelle und die Anzahl  $K_B$  der zu berücksichtigenden Interzellinterferenzquellen,
- die von den Mobilstationen der Referenzzelle und von den relevanten Interzellinterferenzquellen verwendeten CDMA-Codes und Fehlerschutzcodierungen und
- die Kanalimpulsantworten der Mobilstationen der Referenzzelle und der relevanten Interzellinterferenzquellen

als bekannt vorausgesetzt werden. Zum Beschreiben des Systems werden die aus [Kle96, Naß95] bekannten Matrix-Vektor-Formalismen verwendet. Da sowohl die CDMA-Codes als auch die Kanalimpulsantworten als bekannt vorausgesetzt werden, sind auch die Systemmatrizen  $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$  bekannt. Ein naheliegender Ansatz zum Berücksichtigen der Interzellinterferenzquellen bei der Datendetektion bestünde darin, bei den bekannten linearen Schätzverfahren [Kle96] wie Zero-Forcing-Schätzer (ZF) oder Minimum-Mean-Square-Error-Schätzer (MMSE) die Interzellinterferenzquellen mit einzubeziehen. Hierbei treten jedoch zwei schwerwiegende Probleme auf:



- Die Gesamtanzahl  $K_{\text{ges}} = K_{\text{R}} + K_{\text{B}}$  der gemeinsam detektierbaren Mobilstationen ist durch den Spreizfaktor  $Q$  nach oben hart begrenzt [Kle96]. Die Bedingung  $K_{\text{ges}} \leq Q$  muß bei linearen Schätzverfahren stets erfüllt sein.
- Bereits bei Annäherung der Gesamtanzahl  $K_{\text{ges}}$  der gemeinsam detektierten Mobilstationen an den Spreizfaktor  $Q$  steigen die SNR-Degradationen bei der Datenschätzung stark an [Kle96].

Zum Berücksichtigen der Interzellinterferenzquellen bei der Datendetektion werden folglich neue Datendetektionsverfahren benötigt. In diesem Kapitel wird insbesondere das vom Verfasser entworfene Verfahren Multi-Step Joint Detection (MSJD) vorgestellt. Dieses Verfahren überwindet die Grenzen linearer Schätzverfahren, indem die wertdiskrete Natur der Datensymbole und die Fehlerschutzcodierung in den Datendetektionsprozeß mit einbezogen wird. Dies führt zu einem iterativen, nichtlinearen Verfahren, siehe Abschnitt 6.2. Ein ähnliches, als Iteratives Joint Detection (IJD) bezeichnetes Verfahren wird in Abschnitt 6.3 beschrieben.

Da es beim Betrachten der im Rest dieses Kapitels vorgestellten Datendetektionsverfahren unerheblich ist, ob sich eine Mobilstation in der Referenzzelle befindet oder ob sie eine relevante Interzellinterferenzquelle ist, werden im folgenden alle gemeinsam zu detektierenden Mobilstationen mit  $k = 1 \dots K_{\text{ges}}$  durchnummeriert.

Bekanntermaßen gelten folgende, das Zustandekommen des Empfangssignals beschreibende lineare Zusammenhänge [Kle96]: Der von einer Mobilstation  $k$  verursachte Empfangssignalanteil ist

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \underline{\mathbf{A}}^{(k)} \underline{\mathbf{d}}^{(k)} . \quad (6.1)$$

Das gesamte Empfangssignal ergibt sich mit einer Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  zu

$$\underline{\mathbf{e}} = \sum_{k=1}^{K_{\text{ges}}} \underline{\mathbf{e}}^{(k)} + \underline{\mathbf{n}} = \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{n}} . \quad (6.2)$$

Die konventionelle Zero-Forcing-Datenschätzung unter Berücksichtigung der Korrelationsmatrix  $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$  der Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  ergibt [Kle96]

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}} = (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}} . \quad (6.3)$$

Eine notwendige Voraussetzung für die Durchführbarkeit der Zero-Forcing-Datenschätzung nach (6.3) ist, daß die Anzahl  $K_{\text{ges}}W$  zu schätzender Datensymbole  $\underline{d}_n^{(k)}$  kleiner als oder gleich der Anzahl  $NQ + W - 1$  der Empfangswerte  $\underline{\mathbf{e}}$  ist.

## 6.2 Mehrstufige gemeinsame Detektion

### 6.2.1 Beschreibung des Verfahrens

Bild 6.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Datendetektors nach dem Verfahren der mehrstufigen gemeinsamen Detektion (engl. multi-step joint detection), das im folgenden mit MSJD abgekürzt wird. Basierend auf dem Empfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}$  wird die Datenschätzung iterativ verbessert. Die Nummer der aktuellen Iteration sei  $i$  und der Übergang von der vorherigen Iteration  $i - 1$  zur aktuellen Iteration  $i$  wird im Bild mit einem schwarzen Balken gekennzeichnet. Die Grundidee des Verfahrens besteht darin, dem Schätzer neben dem Empfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}$  auch die geschätzten Datensymbole  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  aus einer vorhergehenden Iteration  $i - 1$  zur Verfügung zu stellen. Basierend auf diesen Informationen ermittelt der Schätzer eine verbesserte Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i)$  der aktuellen Iteration  $i$ . Durch Fehlerschutzdecodierung gewinnt man aus  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i)$  eine Schätzung  $\hat{\mathbf{d}}_u(i)$  für die uncodierten Daten. Es ist sinnvoll, zum Gewinnen der für die nächste Iteration benötigten Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  des codierten Datenvektors  $\underline{\mathbf{d}}$  die geschätzten uncodierten Daten  $\hat{\mathbf{d}}_u(i)$  wieder zu codieren und nicht direkt  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i)$  zu verwenden, da so durch Ausnutzen der Fehlerschutzcodierung einige Schätzfehler korrigiert werden können. In der ersten Iteration  $i = 1$  steht noch keine Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  des Datenvektors  $\underline{\mathbf{d}}$  zur Verfügung. Um für die erste Iteration keine abweichende Signalverarbeitung als für die folgenden Iterationen durchführen zu müssen, kann man  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(0)$  formal mit dem Nullvektor initialisieren.

Prinzipiell arbeiten viele iterative Datendetektionsverfahren nach dem allgemeinen Schema nach Bild 6.1. So lassen sich beispielsweise auch Verfahren der seriellen oder parallelen Interferenzelimination [Pro95, Kle96, Koh94], sofern sie die Fehlerschutzcodierung miteinbeziehen, auf das hier diskutierte allgemeine Schema zurückführen. Die Neuheit von MSJD besteht darin, daß der Schätzer Verfahren der gemeinsamen Detektion benutzt. Bild 6.2 zeigt ein Blockbild des Aufbaus des beim Verfahren MSJD benutzten Schätzers.

Zunächst werden die Mobilstationen in zwei Gruppen eingeteilt. Die erste Gruppe umfaßt die Mobilstationen  $k = 1 \dots K_g$  und die zweite Gruppe umfaßt die Mobilstationen  $k = K_g \dots K_{\text{ges}}$ . In der ersten Gruppe sind also  $K_g$  und in der zweiten Gruppe  $K_{\text{ges}} - K_g$  Mobilstationen. Es ist möglich, aber nicht zwingend erforderlich, daß die erste Gruppe die Mobilstationen der Referenzzelle und die zweite Gruppe die Interzellinterferenzquellen umfaßt, daß also

$$K_g = K_R \tag{6.4}$$

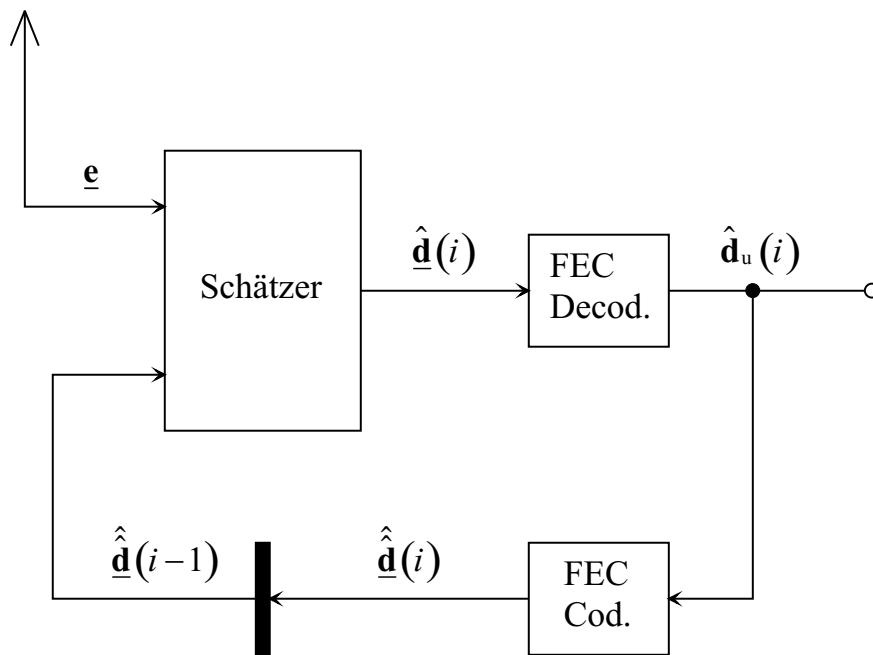


Bild 6.1. Blockbild eines Datendetektors nach dem Verfahren MSJD

und

$$K_{\text{ges}} - K_g = K_B \quad (6.5)$$

gelten. Zunächst werden keine speziellen Annahmen bezüglich der Verteilung von Mobilstationen der Referenzzelle und Interzellinterferenzquellen auf die beiden Gruppen gemacht.

Das beim Verfahren MSJD verwendete Schätzverfahren läßt sich in die drei Signalverarbeitungsschritte

- Rekonstruktion,
- Elimination und
- Schätzung

unterteilen. Zunächst werden ausgehend von der im vorhergehenden Schritt ermittelten Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  des Datenvektors  $\underline{\mathbf{d}}$  die von den einzelnen Mobilstationen  $k$  verursachten Empfangssignalanteile rekonstruiert:

$$\hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)}(i) = \underline{\mathbf{A}}^{(k)} \hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}(i-1) . \quad (6.6)$$

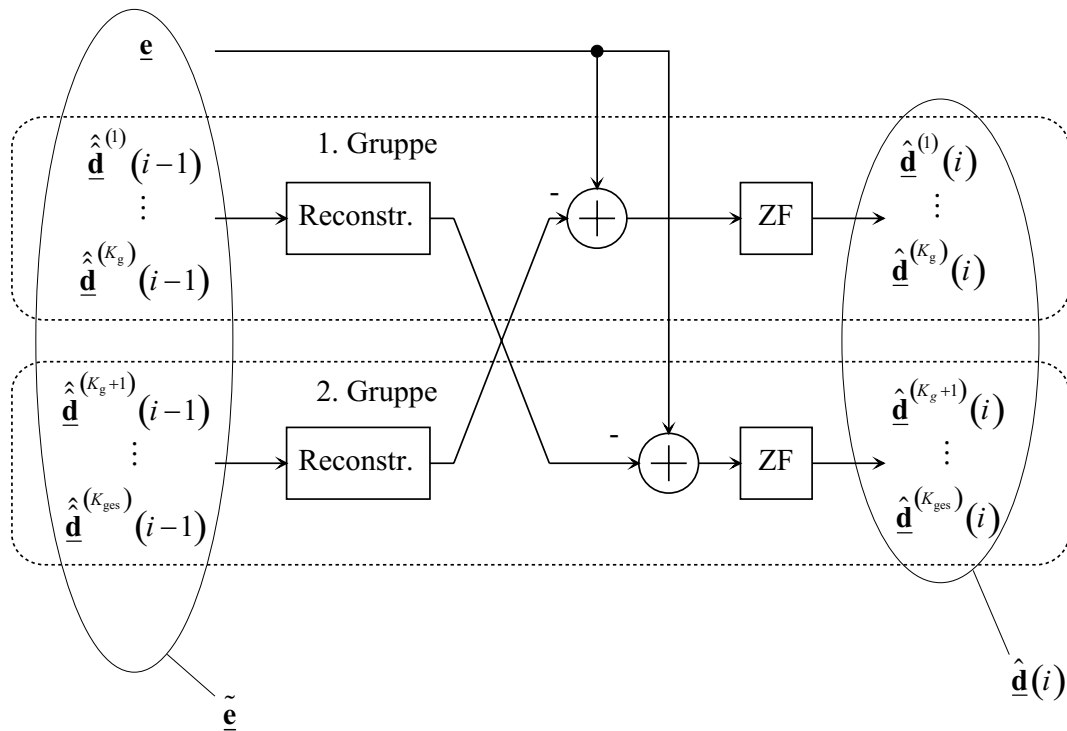


Bild 6.2. Bei MSJD eingesetzter Schätzer

Aus diesen Empfangssignalanteilen  $\hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)}(i)$  einzelner Mobilstationen ergibt sich der von den Mobilstationen der ersten Gruppe verursachte Empfangssignalanteil  $\sum_{k=1}^{K_g} \hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)}(i)$  und der von den Mobilstationen der zweiten Gruppe verursachte Empfangssignalanteil  $\sum_{k=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} \hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)}(i)$ . Nun werden kreuzweise die von den Mobilstationen der jeweils anderen Gruppe stammenden Empfangssignalanteile aus  $\underline{\mathbf{e}}$  eliminiert, das heißt, die folgende Datenschätzung für die Mobilstationen der ersten Gruppe basiert auf einem Empfangssignal

$$\underline{\mathbf{e}}_{\text{red},1}(i) = \underline{\mathbf{e}} - \sum_{k=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} \hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)}(i), \quad (6.7)$$

in dem, bis auf Rekonstruktionsfehler und Rauschen  $\underline{\mathbf{n}}$ , nur die nicht eliminierten Signale der ersten Gruppe enthalten sind. Signale wie  $\underline{\mathbf{e}}_{\text{red},1}(i)$  werden im folgenden als teilnehmerreduzierte Empfangssignale bezeichnet. Die Datenschätzung für die Mobilstationen der zweiten Gruppe basiert auf dem teilnehmerreduzierten Empfangssignal

$$\underline{\mathbf{e}}_{\text{red},2}(i) = \underline{\mathbf{e}} - \sum_{k=1}^{K_g} \hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)}(i). \quad (6.8)$$

Die Datenschätzungen selbst erfolgen in der gewählten Ausgestaltung des Verfahrens MSJD mit einem Zero-Forcing-Datenschätzer, da ein solcher Datenschätzer auf-

wandsgünstig zu implementieren ist [Sch99]. Zur mathematischen Beschreibung werden die teilnehmerreduzierten totalen Systemmatrizen

$$\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},1} = (\underline{\mathbf{A}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{A}}^{(K_g)}) \quad (6.9)$$

und

$$\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},2} = (\underline{\mathbf{A}}^{(K_g)} \dots \underline{\mathbf{A}}^{(K_{\text{ges}})}) \quad (6.10)$$

und die teilnehmerreduzierten totalen Datenvektoren

$$\underline{\mathbf{d}}_{\text{red},1} = (\underline{\mathbf{d}}^{(1)\text{T}} \dots \underline{\mathbf{d}}^{(K_g)\text{T}})^{\text{T}} \quad (6.11)$$

und

$$\underline{\mathbf{d}}_{\text{red},2} = (\underline{\mathbf{d}}^{(K_g)\text{T}} \dots \underline{\mathbf{d}}^{(K_{\text{ges}})\text{T}})^{\text{T}} \quad (6.12)$$

sowie deren Schätzungen

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{red},1}(i) = (\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(1)\text{T}}(i) \dots \hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(K_g)\text{T}}(i))^{\text{T}} \quad (6.13)$$

und

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{red},2}(i) = (\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(K_g+1)\text{T}}(i) \dots \hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(K_{\text{ges}})\text{T}}(i))^{\text{T}} \quad (6.14)$$

eingeführt. Die verbesserten Datenschätzungen ergeben sich dann zu

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{red},1}(i) = (\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},1} {}^*\text{T} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},1})^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},1} {}^*\text{T} \underline{\mathbf{e}}_{\text{red},1}(i) \quad (6.15)$$

und

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{red},2}(i) = (\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},2} {}^*\text{T} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},2})^{-1} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},2} {}^*\text{T} \underline{\mathbf{e}}_{\text{red},2}(i) . \quad (6.16)$$

Zum Untersuchen der Leistungsfähigkeit des Verfahrens MSJD ist es erforderlich, zunächst die mit einer einzigen Iteration erzielbare Verbesserung der Datenschätzung zu analysieren. Diese Verbesserung hängt auch davon ab, wie gut die bereits zur Verfügung stehende Datenschätzung war. Der sich nach unendlich vielen Iterationen einstellende Grenzwert der Detektionsgüte entspricht dem Fall, daß in einem weiteren Iterationsschritt keine Verbesserung der Detektionsgüte mehr erzielt werden kann.

### 6.2.2 Theoretische Untersuchung

Ziel der theoretischen Untersuchungen ist es, die Signal–Stör–Verhältnisse  $\gamma$ , die codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{bc}}$  und die Rekonstruktionsfehler  $\varepsilon$  für jede einzelne

Iteration abzuschätzen und schließlich die sich nach unendlich vielen Iterationen einstellenden Grenzwerte zu berechnen. Man interessiert sich hier also nicht mehr für zeitliche Verläufe oder Abtastwerte von Signalen. Die relevanten Eigenschaften eines Signals werden vielmehr durch Qualitätskriterien erfaßt. Man verwendet diese Qualitätskriterien und nicht die zeitlichen Verläufe oder Abtastwerte von Signalen als Beobachtungsvariablen des Systemmodells. Die Qualität eines Ausgangssignals einer Signalverarbeitungs-komponente ist eine Funktion der Qualitäten der Eingangssignale. Diese Funktion entspricht nicht mehr der ursprünglichen Signalverarbeitungs-funktion. Tabelle 6.1 gibt einen Überblick über die beim Verfahren MSJD vorkommenden Signale und die zugehörigen Qualitätskriterien. Die auf den Erwartungswert  $C$  der Empfangsleistung einer Mobilstation der Referenzzelle normierte Empfangsleistung  $R^{(k)}$  der Mobilstation  $k$  ist

$$\kappa^{(k)} = \frac{R^{(k)}}{C} . \quad (6.17)$$

Tabelle 6.1. Qualitätskriterien der im MSJD vorkommenden Signale

Bezeichnung des Signals	Abtastwertektor	Qualitätskriterium	Formelzeichen
Empfangssignal	$\underline{\mathbf{e}}$	Signal–Stör–Verhältnis	$\gamma$
teilnehmerreduziertes Empfangssignal	$\underline{\mathbf{e}}_{\text{red}}^{(k)}(i)$	Signal–Stör–Verhältnis	$\gamma_{\text{in}}^{(k)}(i)$
geschätzte codierte Datensymbole	$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}(i)$	Signal–Stör–Verhältnis	$\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i)$
geschätzte uncodierte Datensymbole	$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{u}}^{(k)}(i)$	Bitfehlerwahrscheinlichkeit	$P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$
durch Fehlerschutzcodierung verbesserte Schätzung der codierten Datensymbole	$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}(i)$	Bitfehlerwahrscheinlichkeit	$P_{\text{bu}}^{(k)}(i)$
rekonstruiertes Empfangssignal	$\hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)}(i)$	Rekonstruktionsfehler	$\varepsilon^{(k)}(i)$

Das Verhältnis

$$\gamma = \frac{C}{I_{\text{rest}}} \quad (6.18)$$

aus dem Erwartungswert  $C$  der Empfangsleistung einer Mobilstation der Referenzzelle und der verbleibenden Interferenzleistung  $I_{\text{rest}}$  wird als Signal–Stör–Verhältnis am Empfängereingang bezeichnet. Der relative Rekonstruktionsfehler  $\varepsilon^{(k)}(i)$  des von Mobilstation  $k$  verursachten Empfangssignalanteils  $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$  ist als relative mittlere Rekonstruktionsfehlerenergie

$$\varepsilon^{(k)}(i) = \frac{\mathbb{E} \left\{ |\hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)}(i) - \underline{\mathbf{e}}^{(k)}|^2 \right\}}{\mathbb{E} \left\{ |\underline{\mathbf{e}}^{(k)}|^2 \right\}} \quad (6.19)$$

definiert.

Das Netzmodell in Bild 6.3 zeigt die Abhängigkeiten der verschiedenen Qualitätskriterien, die die beim Verfahren MSJD vorkommenden Signale beschreiben. Die Systemkomponenten sind, um einen Bezug zur in Bild 6.1 und 6.2 beschriebenen Signalverarbeitung herzustellen, mit den Namen der ursprünglichen, auf Abtastwertvektoren angewendeten Signalverarbeitungsfunktionen benannt. Der einfacheren Schreibweise wegen sind die Systemkomponenten zusätzlich mit einem Buchstaben  $a \dots g$ , der den Typ der Systemkomponente bezeichnet, und mit einer Zahl  $g = 1, 2$ , die zum Unterscheiden verschiedener Instanzen ein und desselben Systemkomponententyps für die beiden Gruppen dient, bezeichnet.

Im folgenden werden die Funktionen zum Abschätzen der Qualitäten der Ausgangssignale aus den Qualitäten der Eingangssignale der Systemkomponenten hergeleitet, vgl. dazu Bild 6.3. Die zu einer bestimmten Systemkomponente gehörende Funktion erhält die Systemkomponentenbezeichnung als Index. Das Verhalten der Systemkomponente  $c1$  wird beispielsweise durch die Funktion  $f_{c1}$  beschrieben. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit am Ausgang des Viterbidecoders für die Mobilstation  $k$  der Gruppe 1 in der  $i$ -ten Iteration ist dann beispielsweise  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i) = f_{c1} \left( \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) \right)$ .

Zum Berechnen von konkreten Werten für die Qualitätskriterien muß man sich ein bestimmtes eingangsseitiges Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma$  nach (6.18) sowie Initialwerte für  $\varepsilon^{(k)}(0)$ ,  $k = 1 \dots K_{\text{ges}}$ , vorgeben. Wenn man als Initialwert für die rekonstruierten Empfangssignale den Nullvektor

$$\hat{\underline{\mathbf{e}}}^{(k)} = (0 \dots 0)^T \quad (6.20)$$

verwendet, so ergibt sich mit (6.19)

$$\varepsilon^{(k)}(0) = 1. \quad (6.21)$$

Aus diesen Anfangswerten lassen sich durch wiederholtes Anwenden der die Systemkomponenten nach Bild 6.3 beschreibenden Funktionen  $f_{a1}, f_{a2}, f_{b1}, f_{b2}, f_{c1}, f_{c2}, f_{d1},$

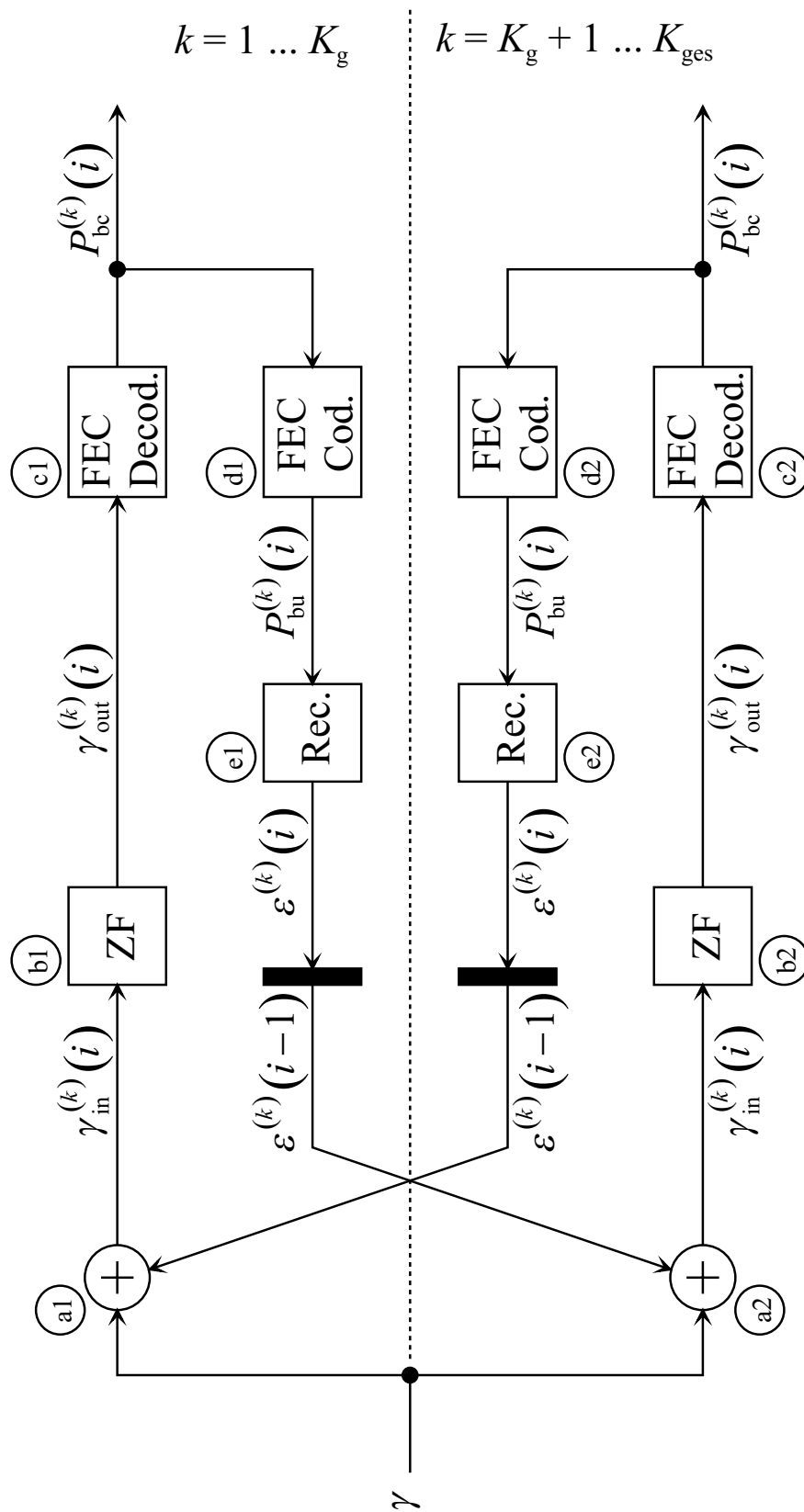


Bild 6.3. Netzmodell für das Verfahren MSJD mit Qualitätskriterien



$f_{d2}$ ,  $f_{e1}$  und  $f_{e2}$  alle anderen Qualitätskriterien für alle Iterationen  $i$  abhängig vom Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma$  nach (6.18) am Empfängereingang berechnen.

Das Bilden des teilnehmerreduzierten Empfangssignals  $\underline{\mathbf{e}}_{\text{red},g}(i)$  nach (6.7) bzw. (6.8) wird als Elimination der von den Mobilstationen der anderen Gruppe stammenden Empfangssignalanteile bezeichnet. Den Eliminationsvorgang kann man sich derart vorstellen, daß aus dem gesamten Empfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}$  nach (6.2) zunächst die Empfangssignalanteile  $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$  nach (6.6) der Mobilstationen der jeweils anderen Gruppe perfekt eliminiert werden und dem resultierenden Signal anschließend ein dem jeweiligen Rekonstruktionsfehler entsprechendes Störsignal überlagert wird. Die Leistung des Rekonstruktionsfehlersignals der ersten Gruppe ist  $\sum_{k=1}^{K_g} \varepsilon^{(k)}(i) \kappa^{(k)} C$  und die Leistung des Rekonstruktionsfehlersignals der zweiten Gruppe ist  $\sum_{k=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} \varepsilon^{(k)}(i) \kappa^{(k)} C$ . Das Signal–Stör–Verhältnis für Mobilstation  $k$  der ersten Gruppe am Ausgang des Eliminators ist

$$\begin{aligned} f_{a1} (\varepsilon^{(K_g+1)}(i-1) \dots \varepsilon^{(K_{\text{ges}})}(i-1)) &= \gamma_{\text{in}}^{(k)}(i) \\ &= \frac{\kappa^{(k)} C}{I_{\text{rest}} + \sum_{l=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} \varepsilon^{(l)}(i-1) \kappa^{(l)} C} \\ &= \frac{\kappa^{(k)} \gamma}{1 + \gamma \sum_{l=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} \varepsilon^{(l)}(i-1) \kappa^{(l)}} , k = 1 \dots K_g , \end{aligned} \quad (6.22)$$

und das Signal–Stör–Verhältnis für Mobilstation  $k$  der zweiten Gruppe am Ausgang des Eliminators ist

$$\begin{aligned} f_{a2} (\varepsilon^{(1)}(i-1) \dots \varepsilon^{(K_g)}(i-1)) &= \gamma_{\text{in}}^{(k)}(i) \\ &= \frac{\kappa^{(k)} C}{I_{\text{rest}} + \sum_{l=1}^{K_g} \varepsilon^{(l)}(i-1) \kappa^{(l)} C} \\ &= \frac{\kappa^{(k)} \gamma}{1 + \gamma \sum_{l=1}^{K_g} \varepsilon^{(l)}(i-1) \kappa^{(l)}} , k = K_g + 1 \dots K_{\text{ges}} . \end{aligned} \quad (6.23)$$

(6.22) und (6.23) definieren die die Systemkomponenten a1 und a2 nach Bild 6.3 beschreibenden Funktionen  $f_{a1}$  und  $f_{a2}$ .

Der Zero–Forcing–Schätzer liefert Schätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{red},g}(i)$  der totalen teilnehmerreduzierten Datenvektoren  $\underline{\mathbf{d}}_{\text{red},g}$ . Dem  $n$ -ten Datensymbol der Mobilstation  $k$  der Gruppe  $g$

entspricht das  $j$ -te Datensymbol im totalen teilnehmerreduzierten Datenvektor. Es gilt

$$j = n + N(k + (g - 1)K_g - 1) . \quad (6.24)$$

Da der Zero-Forcing-Schätzer linear und erwartungstreu ist, kann man ein Ersatzübertragungssystem angeben, das ausschließlich aus der additiven Überlagerung einer modifizierten Störung besteht, siehe Bild 6.4. Mit der Varianz  $\sigma^2(i)$  des dem Schätzerein-

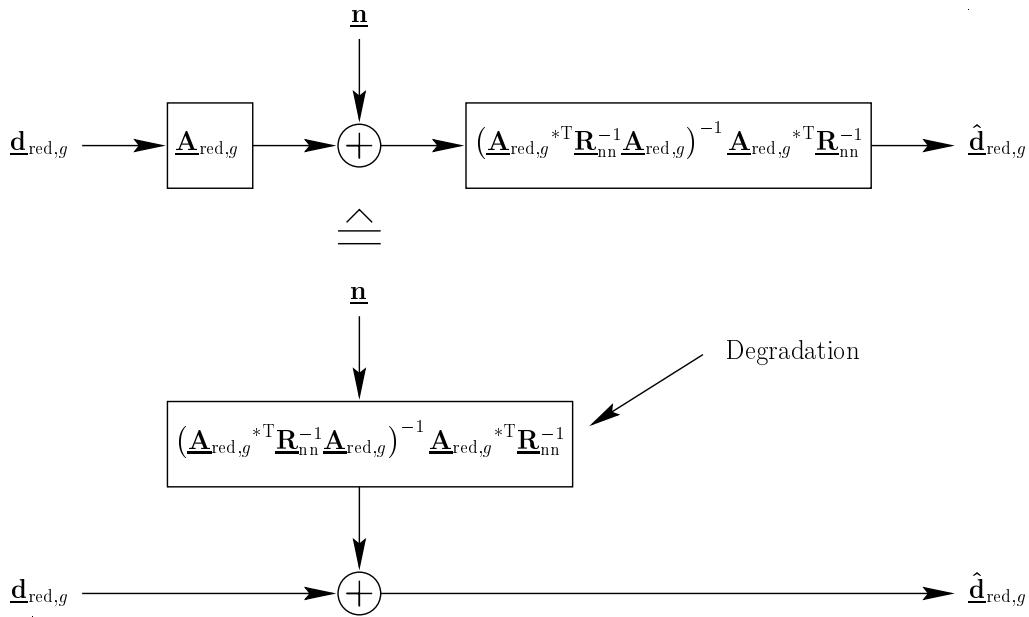


Bild 6.4. Ersatzübertragungssystem

gangssignal überlagerten weißen Rauschens  $\underline{n}$  nach (6.2) ergibt sich die Varianz der dem  $n$ -ten Datensymbol der Mobilstation  $k$  der Gruppe  $g$  im Vektor  $\hat{\underline{d}}_{\text{red},g}(i)$  überlagerten Störung zu  $\sigma^2(i) \left[ (\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g} {}^* \mathbf{T} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g})^{-1} \right]_{j,j}$ , siehe [KKKB96]. Das Signal-Stör-Verhältnis der Schätzung des  $n$ -ten Datensymbols der Mobilstation  $k$  der Gruppe  $g$  ist somit

$$\frac{\text{E} \left\{ \left| \left[ \hat{\underline{d}}_{\text{red},g}(i) \right]_j \right|^2 \right\}}{\text{var} \left\{ \left| \left[ \hat{\underline{d}}_{\text{red},g}(i) \right]_j \right|^2 \right\}} = \frac{\left| \left[ \underline{\mathbf{d}}_{\text{red},g} \right]_j \right|^2}{\sigma^2(i) \left[ (\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g} {}^* \mathbf{T} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g})^{-1} \right]_{j,j}} . \quad (6.25)$$

Der Preis für die Erwartungstreue der Zero-Forcing-Schätzung ist, daß dieses Signal-Stör-Verhältnis um die SNR-Degradation [Pap00]

$$\delta_j^{(g)} = \left[ (\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g} {}^* \mathbf{T} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g})^{-1} \right]_{j,j} \cdot \left[ \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g} {}^* \mathbf{T} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g} \right]_{j,j} \quad (6.26)$$

geringer als das Signal–Stör–Verhältnis

$$\frac{\left| [\underline{\mathbf{d}}_{\text{red},g}]_j \right|^2 [\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g} {}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g}]_{j,j}}{\sigma^2(i)} = Q \gamma_{\text{in}}^{(k)}(i) \quad (6.27)$$

am Ausgang eines signalangepaßten Filters ist. Für den Zero–Forcing–Schätzer gilt also

$$\frac{\text{E} \left\{ \left| [\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{red},g}(i)]_j \right|^2 \right\}}{\text{var} \left\{ \left| [\hat{\underline{\mathbf{d}}}_{\text{red},g}(i)]_j \right|^2 \right\}} = \frac{Q}{\delta_j^{(g)}} \gamma_{\text{in}}^{(k)}(i) . \quad (6.28)$$

Ein großer Vorteil der Vorgehensweise zum Berechnen der Signal–Stör–Verhältnisse mit dem Ersatzübertragungssystem nach Bild 6.4 ist, daß die SNR–Degradationen  $\delta_j^{(g)}$  für alle Datensymbole der Mobilstationen einer Gruppe näherungsweise gleich sind und sich sehr einfach mit der von M. Weckerle gefundenen Formel

$$\delta_j^{(g)} \approx \delta \approx \frac{Q + 1}{Q - K + 1} \quad (6.29)$$

abschätzen lassen [BWW99a]. Für die Mobilstationen der ersten Gruppe gilt

$$f_{\text{b1}} \left( \gamma_{\text{in}}^{(k)}(i) \right) = \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) \approx \frac{Q - K_{\text{g}} + 1}{Q + 1} \gamma_{\text{in}}^{(k)}(i), k = 1 \dots K_{\text{g}} , \quad (6.30)$$

und für die Mobilstationen der zweiten Gruppe gilt

$$f_{\text{b2}} \left( \gamma_{\text{in}}^{(k)}(i) \right) = \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) \approx \frac{Q - K_{\text{ges}} + K_{\text{g}} + 1}{Q + 1} \gamma_{\text{in}}^{(k)}(i), k = K_{\text{g}} + 1 \dots K_{\text{ges}} . \quad (6.31)$$

Die Gleichungen (6.30) und (6.31) definieren die die Systemkomponenten b1 und b2 nach Bild 6.3 beschreibenden Funktionen  $f_{\text{b1}}$  und  $f_{\text{b2}}$ .

Ausgehend von dem Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i)$  nach (6.30) bzw. (6.31) am Eingang des Viterbidecoders wird die sich ergebende codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  abgeschätzt. Es wird angenommen,

- daß die Störungen verschiedener geschätzter komplexer Datensymbole  $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$  unabhängig voneinander sind und die gleiche Leistung haben,
- daß die Störungen von Real- und Imaginärteil der geschätzten komplexen Datensymbole  $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$  unabhängig voneinander sind und die gleiche Leistung haben und

- daß die Störungen gaußverteilt sind.

Da TD-CDMA nach Tabelle 1.1 eine 4-PSK Modulation verwendet, entspricht das Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i)$  nach (6.30) bzw. (6.31) folglich sowohl dem Signal-Stör-Verhältnis der komplexen Datensymbole  $\hat{d}_n^{(k)}(i)$  als auch dem Signal-Stör-Verhältnis der als Soft-Input-Werte des Viterbidecoders [Bel57, Vit67, Vit71, For72, For73] verwendeten Real- und Imaginärteile der komplexen Datensymbole. Die Soft-Input-Werte des Viterbidecoders werden im folgenden mit

$$d_n^{(k)}(i) = \begin{cases} \operatorname{Re}\{\hat{d}_{2n-1}^{(k)}(i)\} & n \text{ ungerade} , \\ \operatorname{Im}\{\hat{d}_{2n}^{(k)}(i)\} & n \text{ gerade} \end{cases} \quad (6.32)$$

bezeichnet. Da der Datenschätzer erwartungstreu ist, haben die Soft-Input-Werte  $d_n^{(k)}(i)$  des Viterbidecoders, je nachdem, ob ein Nullbit oder Einsbit gesendet wurde, die Erwartungswerte  $-1$  beziehungsweise  $+1$ . Da Faltungscodes lineare Codes sind, reicht es jedoch aus, die Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  für den Fall zu berechnen, daß eine Folge von Nullbits gesendet wurde. Die Soft-Input-Werte  $d_n^{(k)}(i)$  des Viterbidecoders sind dann, da man die Störung als gaußverteilt annimmt, gemäß der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$p_{d_n^{(k)}(i)}(d_n^{(k)}(i)) = \sqrt{\frac{\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i)}{2\pi}} e^{-\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) (d_n^{(k)}(i) + 1)^2 / 2} \quad (6.33)$$

mit dem Erwartungswert

$$E \{d_n^{(k)}(i)\} = -1 \quad (6.34)$$

und der Varianz

$$\operatorname{var} \{d_n^{(k)}(i)\} = \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) \quad (6.35)$$

verteilt. Im folgenden wird die Wahrscheinlichkeit  $P_f^{(k)}(i)$  für das Auftreten eines einzelnen Bitfehlers an einer bestimmten Position in einer unendlich langen gesendeten Bitfolge für einen speziellen Faltungscodes berechnet. Diese Wahrscheinlichkeit  $P_f^{(k)}(i)$  ist, sofern man nur geringe Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  betrachtet, Bitfehler also in relativ großen zeitlichen Abständen auftreten, eine gute Abschätzung für die codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$ . Die Abschätzung ist auch bei der Übertragung endlich langer Bitfolgen anwendbar und gilt, wie in [Fri96] gezeigt, auch für beliebige Faltungscodes.

Der hier betrachtete spezielle Faltungscodes habe die Rate

$$R_c = \frac{1}{2} \quad (6.36)$$

und die Einflußlänge

$$L_c = 5 . \quad (6.37)$$

Die Generatormatrix ist

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} . \quad (6.38)$$

Bild 6.5 zeigt einen Ausschnitt aus dem Trellisdiagramm mit dem der Nullfolge entsprechenden Pfad 0 und einem weiteren Pfad 1. Dieser Pfad 1 entspricht einem Bitfehler an der aktuell betrachteten Position. Der Pfad 1 hat die Hammingdistanz  $d = 7$  zu Pfad 0. Diese Hammingdistanz entspricht der freien Distanz  $d_f = 7$  dieses Faltungscodes.

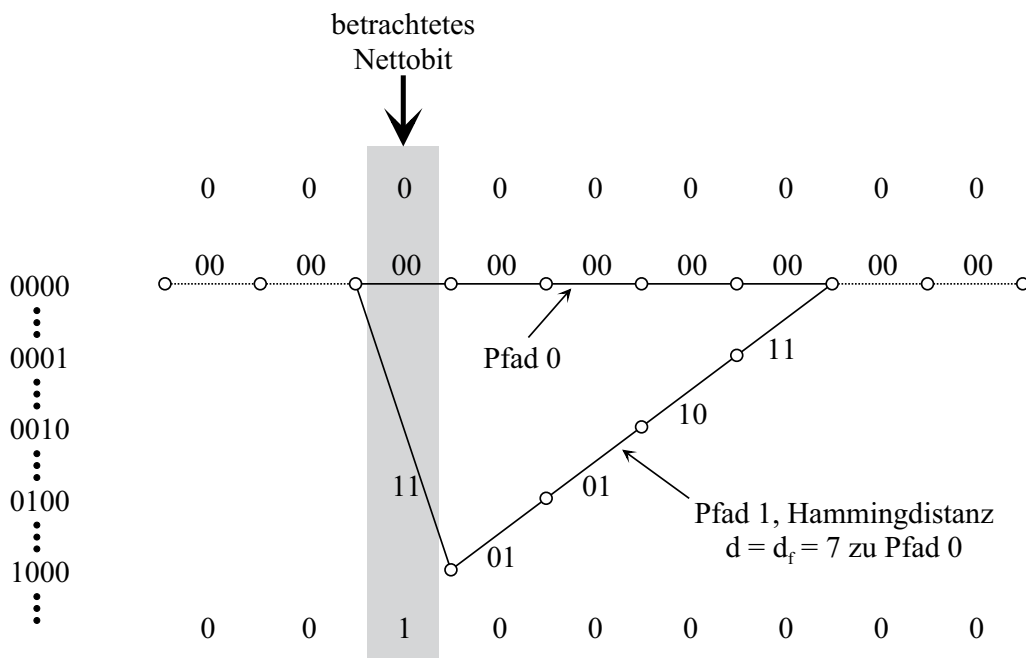


Bild 6.5. Trellisdiagramm für den Faltungscode nach (6.38)

Der Bitfehler tritt genau dann auf, wenn man sich im Viterbidecoder aufgrund der Störung für Pfad 1 an Stelle des korrekten Pfades 0 entscheidet. Die Wahrscheinlichkeit  $P_f^{(k)}(i)$  dieser Fehlentscheidung ist also gleich der Wahrscheinlichkeit, daß die Summe der  $d_f$  Zufallsvariablen  $d_n^{(k)}(i)$ , an deren Positionen man bei Gültigkeit von Pfad 1 eine +1 statt der -1 von Pfad 0 erwarten würde, größer Null ist. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion dieser Summe  $D$  der  $d_f$  Zufallsvariablen folgt aus (6.33) zu

$$p_D(D) = \sqrt{\frac{\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i)}{2\pi d_f}} e^{-\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) (D + d_f)^2 / 2d_f} . \quad (6.39)$$

Es handelt sich um eine Gaußverteilung mit dem Erwartungswert

$$E \{D\} = -d_f \quad (6.40)$$

und der Varianz

$$\text{var} \{D\} = \frac{d_f}{\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i)} . \quad (6.41)$$

Die Fehlentscheidungswahrscheinlichkeit ist

$$P_f^{(k)}(i) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) d_f}{2}} \right) . \quad (6.42)$$

Mit der Abschätzung

$$\text{erfc} \left( \sqrt{\xi} \right) \leq \exp(-\xi) , \quad (6.43)$$

siehe [Fri96], folgt aus (6.42)

$$P_f^{(k)}(i) \leq \exp \left( -\frac{1}{2} \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) d_f \right) . \quad (6.44)$$

Die die Systemkomponenten c1 und c2 nach Bild 6.3 beschreibenden Funktionen sind folglich durch die Gleichungen

$$f_{c1} \left( \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) \right) = P_{\text{bc}}^{(k)}(i) \approx \exp \left( -\frac{1}{2} \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) d_f \right) , k = 1 \dots K_g \quad (6.45)$$

beziehungsweise

$$f_{c2} \left( \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) \right) = P_{\text{bc}}^{(k)}(i) \approx \exp \left( -\frac{1}{2} \gamma_{\text{out}}^{(k)}(i) d_f \right) , k = K_g + 1 \dots K_{\text{ges}} \quad (6.46)$$

definiert. Die zum Auswerten dieser Funktionen benötigten freien Distanzen  $d_f$  findet man für einige exemplarische Faltungscodes in Tabelle 6.2. Für die folgenden Untersuchungen wird der gekennzeichnete Faltungscodes verwendet. Umfangreichere Tabellen findet man zum Beispiel in [Pro95].

Bild 6.6 zeigt eine exakte simulierte Bitfehlerkurve und eine mit der Näherungsformel (6.45) beziehungsweise (6.46) berechnete Bitfehlerkurve für den hier betrachteten Faltungscodes. Man sieht, daß die Approximation im Bereich niedriger Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  kleiner  $10^{-3}$  sehr gut ist. Im Bereich höherer Bitfehlerwahrscheinlichkeiten beziehungsweise niedriger Signal-Stör-Verhältnisse  $\gamma_{\text{out}}^{(k)}(i)$  weichen die Kurven jedoch erheblich voneinander ab, und die approximierten Bitfehlerkurve konvergiert sogar gegen eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  von 1. Man kann jedoch

Tabelle 6.2. Exemplarische Faltungscodes [Pro95]

Rate $R_c$	Einflußlänge $L_c$	Generatormatrix $\mathbf{G}$	Anzahl der Abgriffe $N_a$	freie Distanz $d_f$
$\frac{1}{2}$	3	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	5	5
$\frac{1}{2}$	4	$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	7	6
$\frac{1}{2}$	5	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	7	7
$\frac{1}{2}$	6	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	9	8
$\frac{1}{2}$	7	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	10	10
$\frac{1}{3}$	3	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	8	8
$\frac{1}{2}$	4	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	10	10
$\frac{1}{2}$	5	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	12	12
$\frac{1}{2}$	6	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	13	13
$\frac{1}{2}$	7	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	15	17

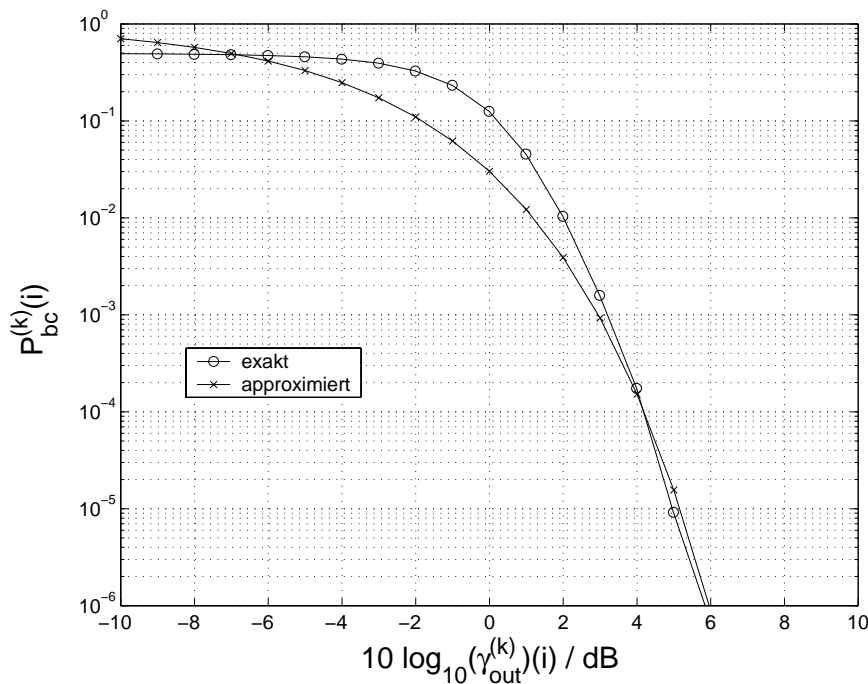


Bild 6.6. Exakte und approximierte codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}^{(k)}(i)$  abhängig vom Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma_{out}^{(k)}(i)$  am Viterbidecodereingang

festhalten, daß die Approximation für Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}^{(k)}(i)$  im Arbeitsbereich von Mobilfunksystemen hinreichend genau ist.

Zur Rekonstruktion der von den Mobilstationen verursachten Empfangssignalanteile werden die geschätzten uncodierten Datenvektoren  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_u^{(k)}(i)$  wieder codiert. Durch Abbilden auf komplexe Symbole erhält man schließlich die verbesserten Schätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}(i)$  der codierten Datenvektoren  $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$ . Da die uncodierten Datenvektoren  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_u^{(k)}(i)$  Bitfehler enthalten, enthalten in der Regel auch die codierten Datenvektoren  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}(i)$  Bitfehler. In einem ersten Schritt gilt es, die uncodierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bu}^{(k)}(i)$  in Abhängigkeit der codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}(i)$  am Codiereingang abzuschätzen. Hierbei wird wieder von geringen Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}^{(k)}(i)$  ausgegangen, das heißt, man kann sich bei der Abschätzung auf Einzelfehler beschränken.

Bild 6.7 zeigt die Struktur des betrachteten Faltungscodierers mit der Generatormatrix nach (6.38). Wenn im Eingangsbitstrom ein einzelnes fehlerhaftes Bit ist, so ändert sich jedesmal, wenn dieses Bit in eine der vom Codierer gebildeten Modulo–2 Summen eingeht, das resultierende Ausgabebit. Das geänderte Eingabebit wandert der Reihe nach durch alle fünf Schieberegisterpositionen des Codierers, und bei jeder Schieberegisterposition werden die beiden Modulo–2 Summen für zwei Ausgabebits gebildet. Die



Anzahl der Bitfehler, die ein einzelnes geändertes Eingabebit am Ausgang eines Faltungscodierers verursacht, entspricht also der Anzahl  $N_a$  der Abgriffe am Schieberegister. Beim Berechnen der Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bu}^{(k)}(i)$  muß man noch beachten, daß die Anzahl der Ausgabebits des Codierers  $1/R_c$ -mal so groß wie die Anzahl der Eingabebits ist. Es folgt

$$P_{bu}^{(k)}(i) = N_a R_c P_{bc}^{(k)}(i) . \quad (6.47)$$

Die die Systemkomponenten d1 und d2 nach Bild 6.3 beschreibenden Funktionen sind folglich

$$f_{d1} \left( P_{bc}^{(k)}(i) \right) = P_{bu}^{(k)}(i) \approx N_a R_c P_{bc}^{(k)}(i), k = 1 \dots K_g \quad (6.48)$$

beziehungsweise

$$f_{d2} \left( P_{bc}^{(k)}(i) \right) = P_{bu}^{(k)}(i) \approx N_a R_c P_{bc}^{(k)}(i), k = K_g + 1 \dots K_{ges} . \quad (6.49)$$

Werte für die Anzahl  $N_a$  der Abgriffe am Schieberegister für einige exemplarische Faltungscodes können Tabelle 6.2 entnommen werden.

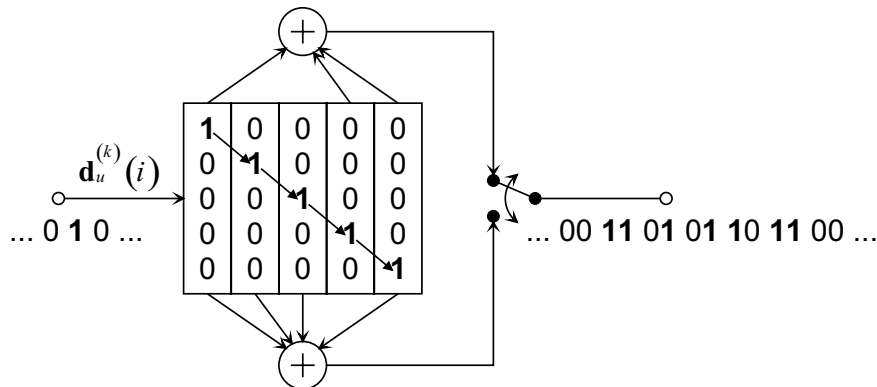


Bild 6.7. Faltungscodierer mit Generatormatrix  $\mathbf{G}$  nach (6.38)

Die Abschätzungen (6.48) und (6.49) gelten nur für kleine Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}^{(k)}(i)$ , da es bei höheren Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}^{(k)}(i)$  häufig vorkommt, daß gleichzeitig zwei durch Bitfehler geänderte Eingabebits im Schieberegister des Faltungscodierers sind. Dann kann es vorkommen, daß sich die von den einzelnen Bitfehlern am Eingang verursachten Fehler am Ausgang des Faltungscodierers teilweise gegenseitig aufheben. Diesen Effekt erkennt man auch in Bild 6.8. Weiterhin erkennt man, daß die Abschätzung bei den im Rahmen der Untersuchungen in diesem Kapitel interessanten niedrigen Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}^{(k)}(i)$  sehr gut ist.

Die komplexen Datenvektoren  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}(i)$  nach (6.6) erhält man durch Abbilden von je zwei der Ausgabebits des Faltungscodierers auf einen komplexen Wert entsprechend

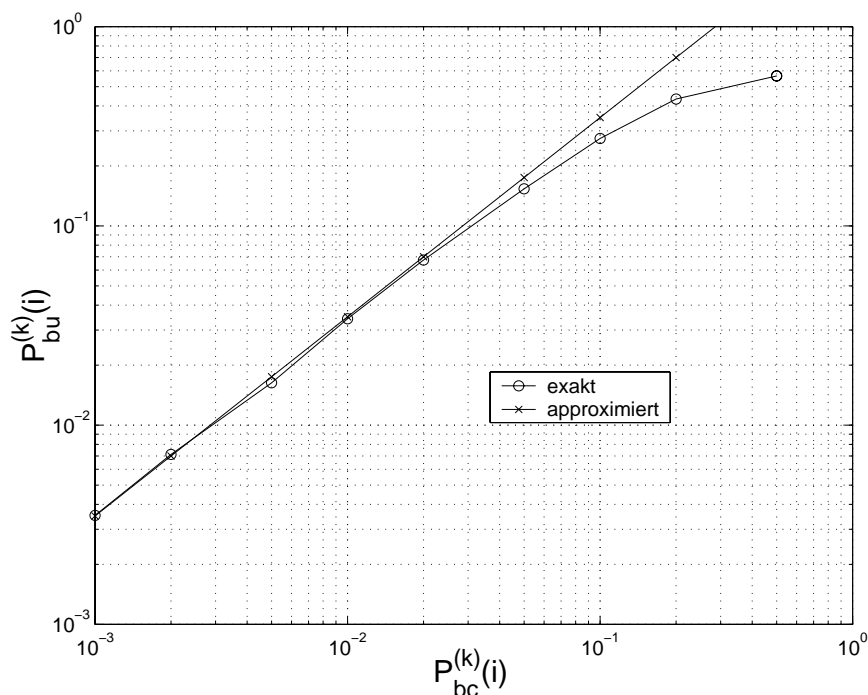


Bild 6.8. Exakte und approximierte uncodierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bu}^{(k)}(i)$  am Faltungscodiererausgang abhängig von der codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}(i)$  am Faltungscodiereingang

der Vorschrift nach Bild 6.9. Einzelne Bitfehler bei den betrachteten niedrigen Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bu}^{(k)}(i)$  können ein Symbol also nur in ein benachbartes Symbol ändern. Den geschätzten Datenvektor  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}(i)$  kann man als Summe

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}(i) = \underline{\mathbf{d}}^{(k)}(i) + \underline{\Delta}^{(k)}(i) \quad (6.50)$$

des wahren Datenvektors  $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}(i)$  und eines Fehlervektors  $\underline{\Delta}^{(k)}(i)$  darstellen. Die Dimension des Datenvektors  $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}(i)$  ist  $N$ , und der Betrag jedes Datensymbols ist

$$\left| \underline{d}_n^{(k)}(i) \right| = \sqrt{2} . \quad (6.51)$$

Für die Energie des wahren Datenvektors folgt aus (6.51)

$$\left| \underline{\mathbf{d}}^{(k)}(i) \right|^2 = 2N . \quad (6.52)$$

Falls ein Bitfehler auftritt, so ist der Betrag des zugehörigen Symbols des Fehlervektors  $\underline{\Delta}^{(k)}(i)$  bei den betrachteten Einzelfehlern immer zwei. Da jedes Symbol zwei Bits enthält, ist die Wahrscheinlichkeit, daß eines dieser Bits gestört ist, ca. doppelt so groß wie die Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bu}^{(k)}(i)$ . Die mittlere Energie des Fehlervektors  $\underline{\Delta}^{(k)}(i)$  ist folglich

$$\left| \underline{\Delta}^{(k)}(i) \right|^2 = 8N P_{bu}^{(k)}(i) . \quad (6.53)$$

Da die Empfangssignalenergien proportional zu den Energien der Datenvektoren  $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}(i)$  sind, ergibt sich der Rekonstruktionsfehler, siehe (6.19), zu

$$\varepsilon^{(k)}(i) = \frac{|\underline{\Delta}^{(k)}(i)|^2}{|\underline{\mathbf{d}}^{(k)}(i)|^2} = 4P_{\text{bu}}^{(k)}(i) . \quad (6.54)$$

Die die Systemkomponenten e1 und e2 nach Bild 6.3 beschreibenden Funktionen sind folglich

$$f_{\text{e1}}\left(P_{\text{bu}}^{(k)}(i)\right) = \varepsilon^{(k)}(i) = 4P_{\text{bu}}^{(k)}(i), k = 1 \dots K_g , \quad (6.55)$$

beziehungsweise

$$f_{\text{e2}}\left(P_{\text{bu}}^{(k)}(i)\right) = \varepsilon^{(k)}(i) = 4P_{\text{bu}}^{(k)}(i), k = K_g + 1 \dots K_{\text{ges}} . \quad (6.56)$$

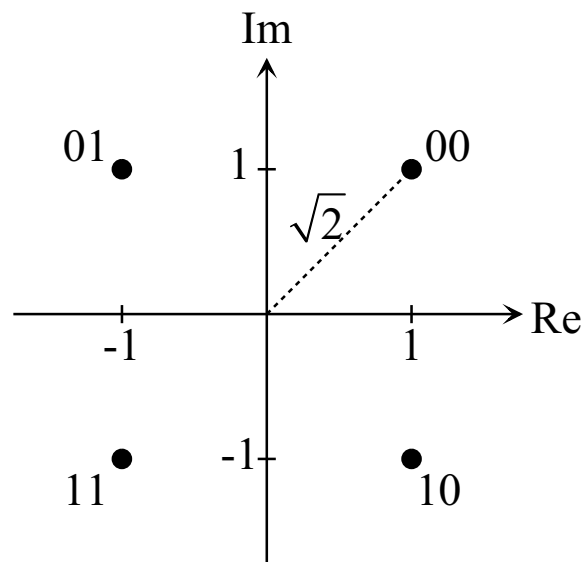


Bild 6.9. 4-PSK-Modulation

Bild 6.10 zeigt exakte, d.h. mit Simulationen gewonnene, und abgeschätzte, die Abhängigkeit zwischen codierter Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  und Rekonstruktionsfehler  $\varepsilon^{(k)}(i)$  beschreibende Kurven. Die Abschätzung besteht hierbei aus einer Verkettung von (6.48) und (6.55) beziehungsweise (6.49) und (6.56). Man erkennt, daß die Abschätzungen im Bereich der niedrigen, hier interessierenden Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  recht gut sind.

Besonderes Interesse gilt dem sich nach unendlich vielen Iterationen einstellenden Grenzwert der mit dem Verfahren MSJD erreichbaren Empfangsqualität. Dieser Grenzwert erlaubt einerseits einen Vergleich mit anderen Detektionsverfahren, und andererseits ist es mit Kenntnis dieses Grenzwertes möglich, eine sinnvolle Anzahl tatsächlich

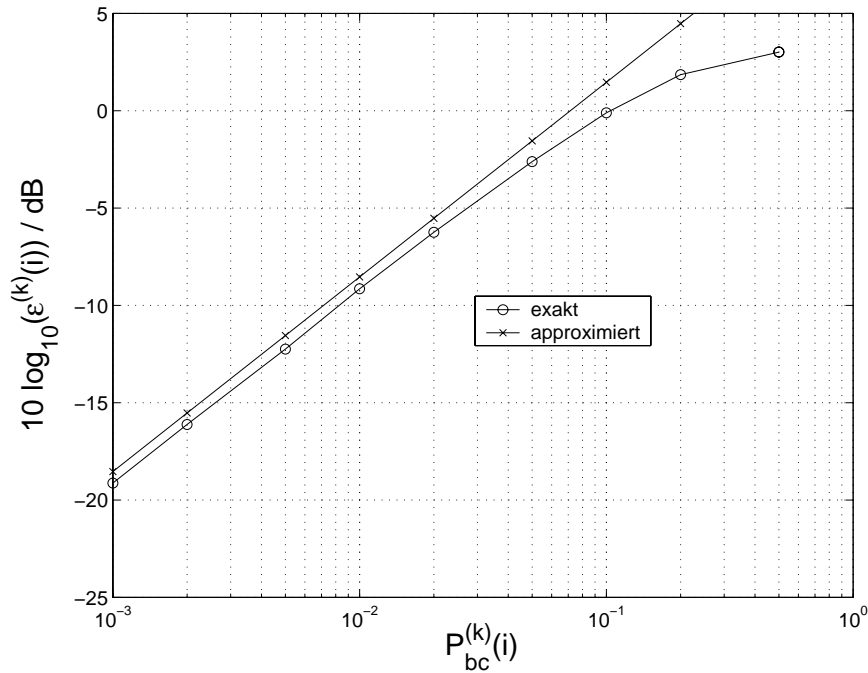


Bild 6.10. Rekonstruktionsfehler  $\varepsilon^{(k)}(i)$  abhängig von der codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}(i)$

durchzuführender Iterationen bei einer praktischen Implementierung zu bestimmen. Bei Erreichen des Grenzwertes ändern sich die Qualitätskriterien von Iteration zu Iteration nicht mehr. Die gesuchten Grenzwerte der Qualitätskriterien kann man folglich bestimmen, indem man für jedes Qualitätskriterium unabhängig von der Iterationsnummer den gleichen Wert annimmt und das sich ergebende Gleichungssystem nach dem jeweils interessierenden Qualitätskriterium auflöst. Aus (6.22) folgt mit (6.56), (6.49), (6.46) und (6.31)

$$\begin{aligned}
 \gamma_{\text{in}}^{(k)} &= \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} \varepsilon^{(l)}\kappa^{(l)}} = \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} 4P_{\text{bu}}^{(l)}\kappa^{(l)}} & (6.57) \\
 &= \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} 4N_a R_c P_{bc}^{(l)}\kappa^{(l)}} = \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} 4N_a R_c e^{-\frac{1}{2}\gamma_{\text{out}}^{(k)} d_f} \kappa^{(l)}} \\
 &= \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=K_g+1}^{K_{\text{ges}}} 4N_a R_c e^{-\frac{1}{2}\frac{(Q - K_g + 1)Q}{Q + 1}\gamma_{\text{in}}^{(k)} d_f} \kappa^{(l)}}, \quad k = 1 \dots K_g.
 \end{aligned}$$

Analog folgt aus (6.23) mit (6.48), (6.45) und (6.30)

$$\begin{aligned}
\gamma_{\text{in}}^{(k)} &= \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=1}^{K_g} \varepsilon^{(l)} \kappa^{(l)}} = \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=1}^{K_g} 4P_{\text{bu}}^{(l)} \kappa^{(l)}} & (6.58) \\
&= \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=1}^{K_g} 4N_a R_c P_{\text{bc}}^{(l)} \kappa^{(l)}} = \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=1}^{K_g} 4N_a R_c e^{-\frac{1}{2}\gamma_{\text{out}}^{(k)} d_f} \kappa^{(l)}} \\
&= \frac{\kappa^{(k)}\gamma}{1 + \gamma \sum_{l=1}^{K_g} 4N_a R_c e^{-\frac{1}{2}\frac{(Q - K_{\text{ges}} + K_g + 1)Q}{Q+1} \gamma_{\text{in}}^{(k)} d_f} \kappa^{(l)}}, k = K_g + 1 \dots K_{\text{ges}}.
\end{aligned}$$

Die Gleichungen (6.57) und (6.58) stellen ein nichtlineares Gleichungssystem mit  $K_{\text{ges}}$  Gleichungen für die  $K_{\text{ges}}$  unbekanntes Grenzwerte der Signal–Stör–Verhältnisse  $\gamma_{\text{in}}^{(k)}$  der einzelnen Mobilstationen am Eingang des Zero–Forcing–Schätzers dar. Wenn man diese Signal–Stör–Verhältnisse kennt, kann man die Grenzwerte der übrigen Qualitätskriterien auf einfache Weise berechnen:

$$\gamma_{\text{out}}^{(k)} = \begin{cases} \frac{(Q - K_g + 1)Q}{Q + 1} \gamma_{\text{in}}^{(k)}, & k = 1 \dots K_g, \\ \frac{(Q - K_{\text{ges}} + K_g + 1)Q}{Q + 1} \gamma_{\text{in}}^{(k)}, & k = K_g + 1 \dots K_{\text{ges}}, \end{cases} \quad (6.59)$$

$$P_{\text{bc}}^{(k)} = e^{-\frac{1}{2}\gamma_{\text{out}}^{(k)} d_f}, k = 1 \dots K_{\text{ges}}, \quad (6.60)$$

$$P_{\text{bu}}^{(k)} = N_a R_c P_{\text{bc}}^{(k)}, k = 1 \dots K_{\text{ges}}, \quad (6.61)$$

$$\varepsilon^{(k)} = 4P_{\text{bu}}^{(k)}, k = 1 \dots K_{\text{ges}}. \quad (6.62)$$

Im folgenden wird davon ausgegangen, daß die erste Gruppe die  $K_R$  Mobilstationen  $k = 1 \dots K_R$  der Referenzzelle und die zweite Gruppe die  $K_B$  berücksichtigten Interzellinterferenzquellen  $k = (K_R + 1) \dots (K_R + K_B)$  umfaßt. Es gilt folglich

$$K_g = K_R \quad (6.63)$$

und

$$K_{\text{ges}} = K_R + K_B. \quad (6.64)$$

Zunächst wird der einfache Fall betrachtet, daß alle Mobilstationen der Referenzzelle und alle Interzellinterferenzquellen mit der gleichen mittleren Leistung  $C$  empfangen werden, es gelte also

$$\kappa^{(k)} = 1, k = 1 \dots K_{\text{ges}} . \quad (6.65)$$

Eine einfache Möglichkeit der Überprüfung der Approximationsformeln ergibt sich, wenn man den Fall

$$K_{\text{B}} = 0 \quad (6.66)$$

betrachtet, der dem Verfahren des konventionellen Joint Detection entspricht. In diesem Fall ergeben weitere Iterationen keine Verbesserung der Datendetektion, da keine Interferenzsignale eliminiert werden. Weiterhin erwartet man, daß sich für alle Mobilstationen  $k$  die gleiche Detektionsgüte ergibt, da alle Mobilstationen mit der gleichen mittleren Leistung  $C$  empfangen werden. Aus (6.57) folgt das Signal–Stör–Verhältnis

$$\gamma_{\text{in}}^{(k)} = \gamma \quad (6.67)$$

am Eingang des Zero–Forcing–Schätzers. Das Signal–Stör–Verhältnis am Ausgang des Zero–Forcing–Schätzers ergibt sich mit (6.59) zu

$$\gamma_{\text{out}}^{(k)} = \frac{(Q - K_{\text{ges}} + 1)Q}{Q + 1} \gamma . \quad (6.68)$$

Für die codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit folgt schließlich aus (6.60)

$$P_{\text{bc}}^{(k)} = e^{-\frac{1}{2} \gamma_{\text{out}}^{(k)} d_{\text{f}}} = e^{-\frac{1}{2} \frac{(Q - K_{\text{ges}} + 1)Q}{Q + 1} \gamma d_{\text{f}}} . \quad (6.69)$$

Die Bilder 6.11 und 6.12 zeigen zum Vergleich die exakte, mit dem COST207 Bad Urban Kanalmodell simulierte Bitfehlerkurve, die approximierte Bitfehlerkurve nach (6.69) und die simulierte Bitfehlerkurve für den AWGN–Kanal für verschiedene Gesamtanzahlen von Mobilstationen  $K_{\text{ges}}$ . Es wurde von einem Spreizfaktor  $Q = 16$  ausgegangen. Die weiteren Parameter bei den Simulationen sind

- Chipdauer  $T_{\text{c}} = 0,24414 \mu\text{s}$ ,
- schnelle Leistungsregelung, das heißt, konstante Energie der Kanalimpulsantworten und
- orthogonale CDMA–Codes.

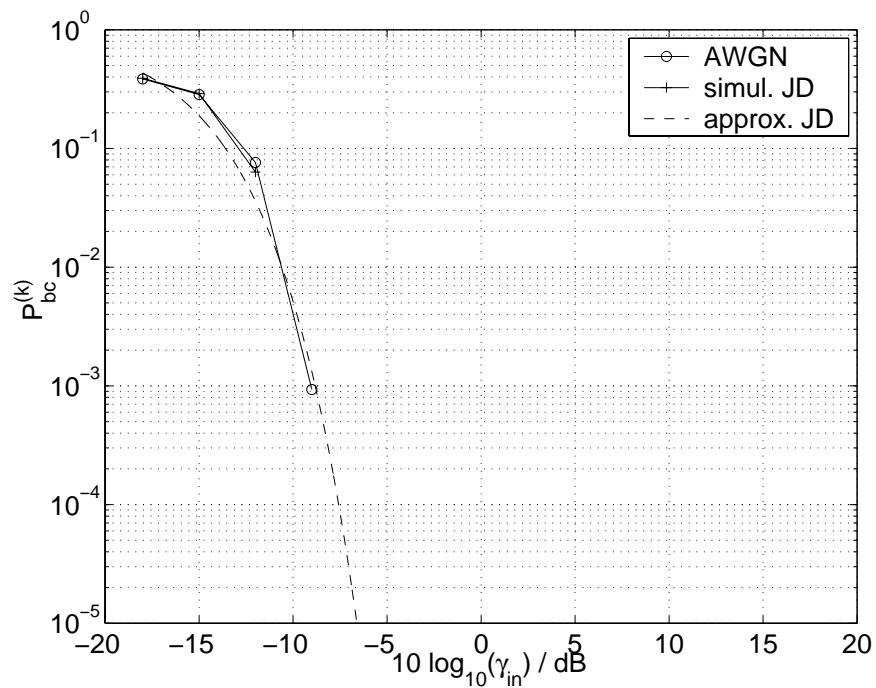


Bild 6.11. Exakte und approximierte codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}$  für Joint Detection abhängig vom Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang; Parameter:  $\kappa^{(k)} = 1$ ,  $K_{ges} = 1$

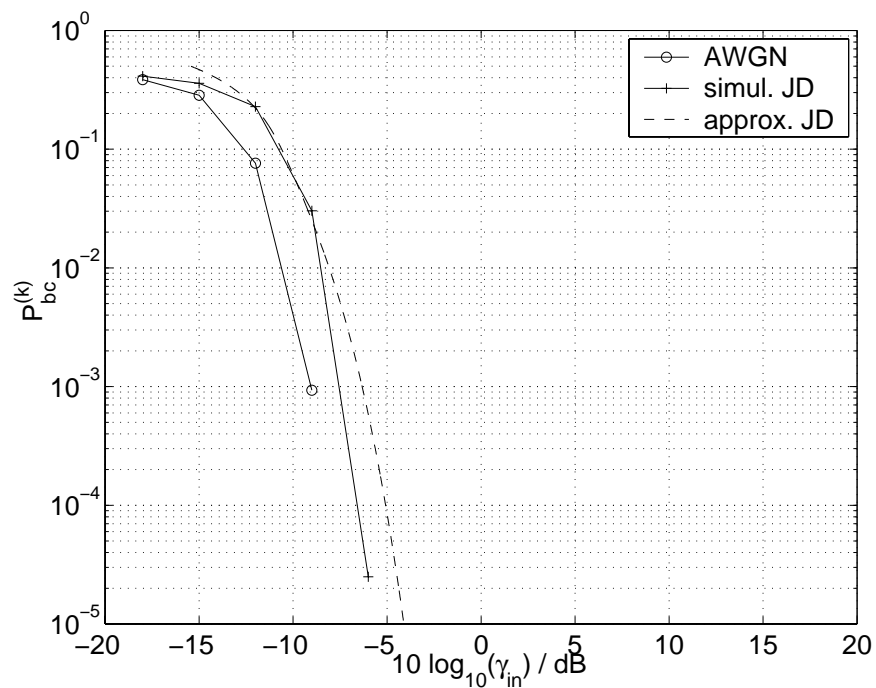


Bild 6.12. Exakte und approximierte codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}$  für Joint Detection abhängig vom Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang; Parameter:  $\kappa^{(k)} = 1$ ,  $K_{ges} = 8$

Man erkennt, daß die Approximation recht gut mit den Simulationsergebnissen übereinstimmt.

Bisher wurde der Fall betrachtet, daß alle Mobilstationen mit der gleichen mittleren Leistung  $C$  empfangen werden, und daß für die Gesamtanzahl der Mobilstationen  $K_{\text{ges}} = 16$  gilt. Es wurden Simulationen für verschiedene, durch  $K_g$  charakterisierte Gruppeneinteilungen durchgeführt. Man erwartet, daß die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  für alle Mobilstationen einer Gruppe gleich sind, sich jedoch für die beiden Gruppen, wenn man von dem Sonderfall gleich großer Gruppen  $K_g = 8$  absieht, unterscheiden. Da man sich beim Einsatz des Verfahrens MSJD zur Reduktion der Interzellinterferenz jedoch letztlich nur für die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  der Mobilstationen der Referenzzelle interessiert, werden im folgenden nur die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  der Mobilstationen der ersten Gruppe betrachtet. In den Bildern 6.13 bis 6.14 sind jeweils die simulativ mit dem COST207 Bad Urban Kanalmodell ermittelten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  nach der ersten, zweiten und dritten Iteration, die mit der Approximationsformel berechneten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  nach der ersten, zweiten und dritten Iteration, der mit der Approximationsformel berechnete Grenzwert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  und die für den AWGN-Kanal simulierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  aufgetragen. Die weiteren Parameter der Simulationen sind

- Chipdauer  $T_c = 0,24414 \mu\text{s}$ ,
- schnelle Leistungsregelung, das heißt, konstante Energie der Kanalimpulsantworten und
- orthogonale CDMA-Codes.

Man erkennt, daß die Approximation hinreichend gute Ergebnisse liefert.

Eine übersichtlichere Darstellung zum Bestimmen der optimalen Gruppeneinteilung erhält man, indem man die codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  der Mobilstationen der ersten Gruppe über der Größe  $K_g$  der ersten Gruppe für ein bestimmtes, festes Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang aufträgt. Die Bilder 6.15 und 6.16 zeigen derartige, mit der Approximationsformel gewonnene Kurven für verschiedene Gesamtanzahlen  $K_{\text{ges}}$  an Mobilstationen. Es sind jeweils die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{\text{bc}}^{(k)}(i)$  nach der ersten, zweiten und dritten Iteration sowie der nach unendlich vielen Iterationen erreichbare Grenzwert aufgetragen.



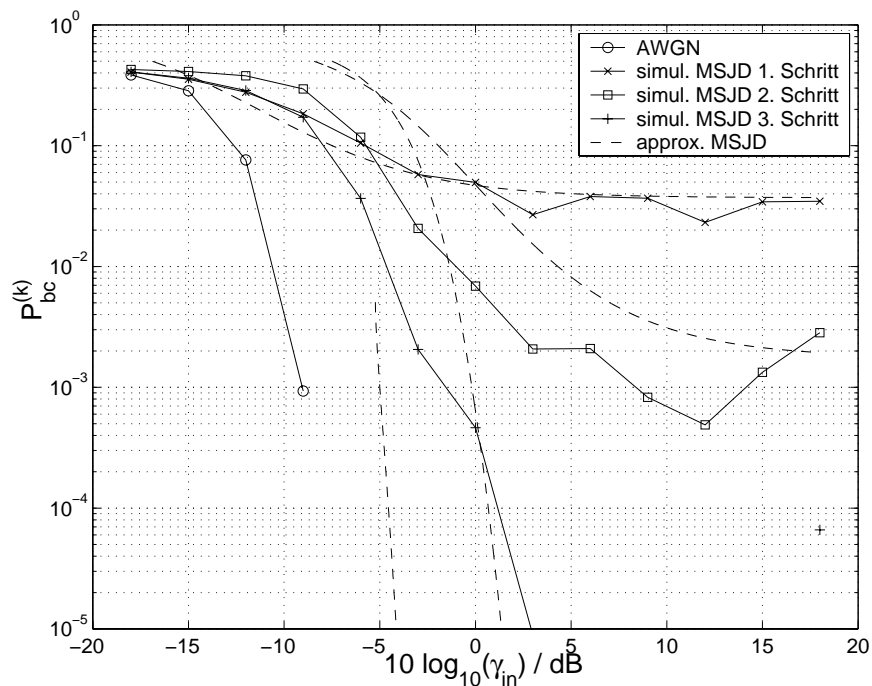


Bild 6.13. Exakte und approximierte codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}(i)$ ,  $k = 1 \dots K_g$ , für MSJD abhängig vom Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang; Parameter:  $\kappa^{(k)} = 1$ ,  $K_{ges} = 16$ ,  $K_g = 4$

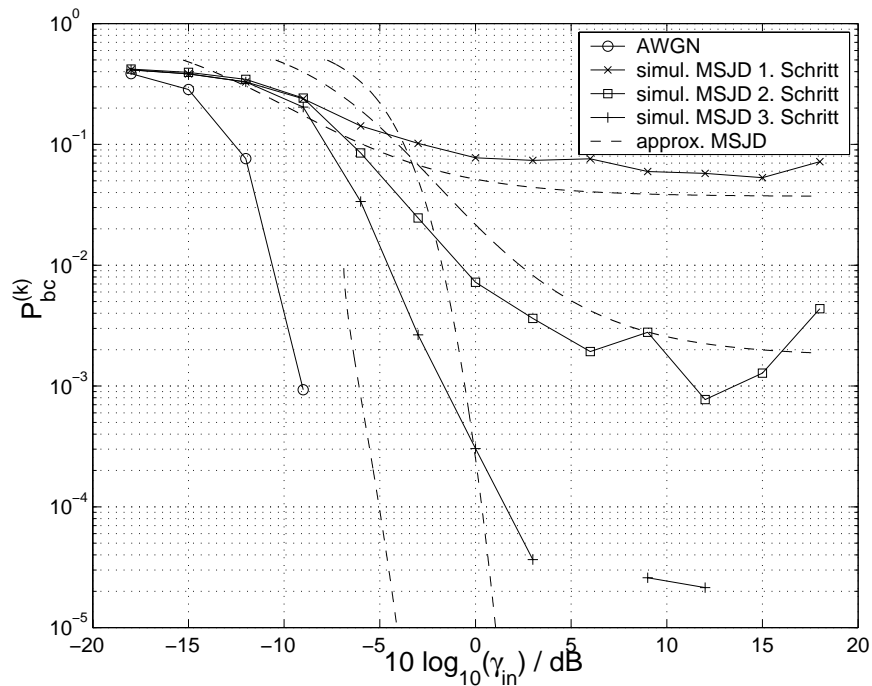


Bild 6.14. Exakte und approximierte codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}(i)$ ,  $k = 1 \dots K_g$ , für MSJD abhängig vom Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang; Parameter:  $\kappa^{(k)} = 1$ ,  $K_{ges} = 16$ ,  $K_g = 8$

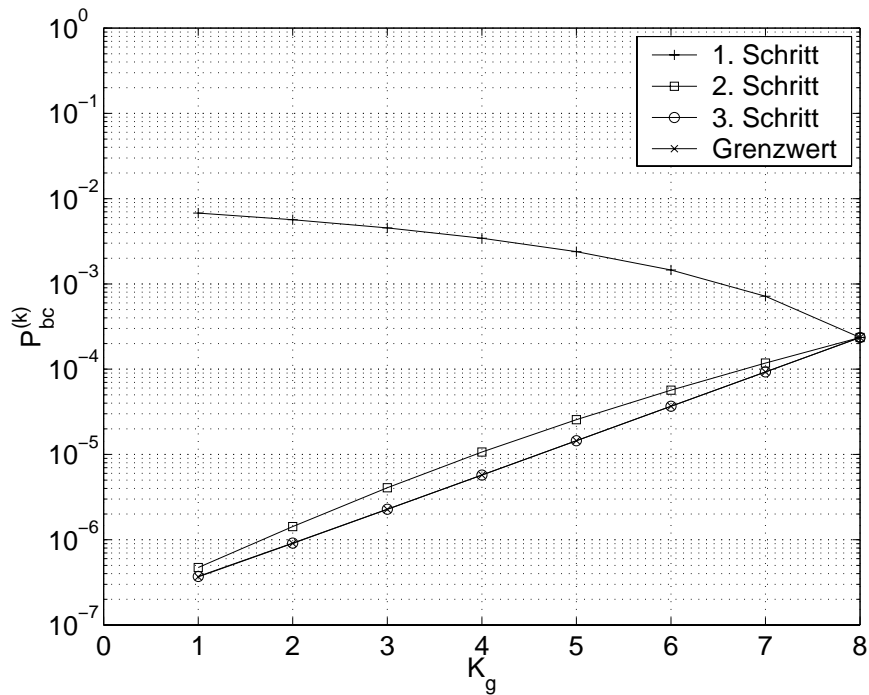


Bild 6.15. Codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}(i)$ ,  $k = 1 \dots K_g$ , der ersten Gruppe für MSJD abhängig von der Größe  $K_g$  der ersten Gruppe; Parameter:  $\kappa^{(k)} = 1$ ,  $K_{ges} = 8$ ,  $\gamma = -5,5$  dB

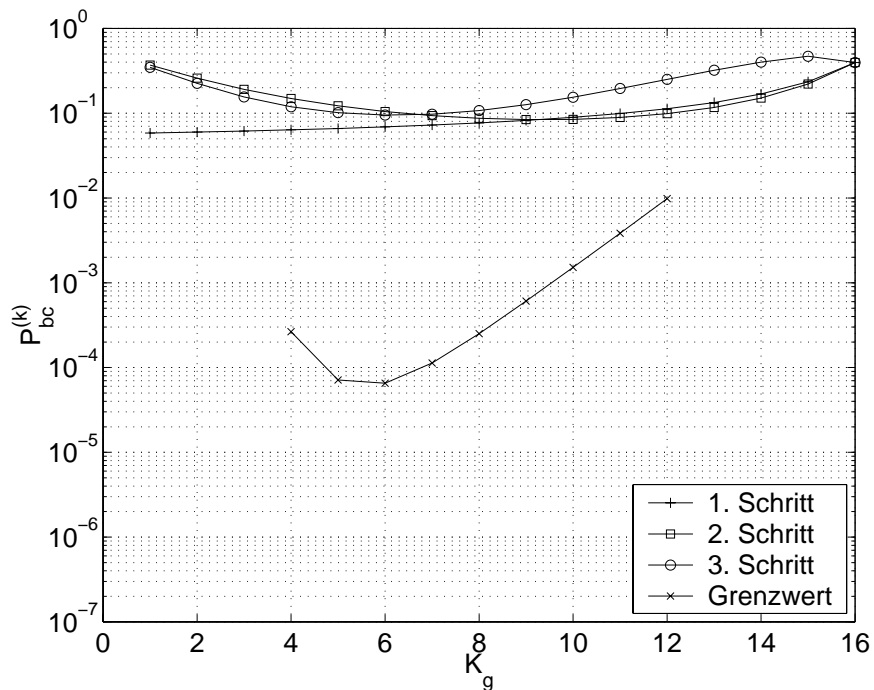


Bild 6.16. Codierte Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}^{(k)}(i)$ ,  $k = 1 \dots K_g$ , der ersten Gruppe für MSJD abhängig von der Größe  $K_g$  der ersten Gruppe; Parameter:  $\kappa^{(k)} = 1$ ,  $K_{ges} = 16$ ,  $\gamma = -5,5$  dB

Ein wesentliches Ziel dieser Dissertation ist das Gewinnen einer Aussage über die mit Techniken der Interzellinterferenzreduktion erreichbaren Kapazitätsgewinne für das untersuchte Mobilfunksystem. Um diese Ergebnisse im folgenden Kapitel 7 gewinnen zu können, benötigt man Bitfehlerkurven für alle denkbaren Kombinationen aus Anzahl  $K_R \in \{1 \dots 8\}$  der Mobilstationen in der Referenzzelle, Anzahl  $K_B \in \{0 \dots 16\}$  der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen und Clustergröße  $r \in \{1, 3, 4, 7\}$ . Die Mobilstationen der Referenzzelle bilden die erste Gruppe und die Interzellinterferenzquellen bilden die zweite Gruppe. Es gilt folglich

$$K_g = K_R . \quad (6.70)$$

Die minimale sinnvolle Anzahl an Mobilstationen in der Referenzzelle ist  $K_R = 1$ , und die bei dem betrachteten Verfahren maximal mögliche Anzahl an Mobilstationen in der Referenzzelle ist  $K_R = 16$ . Bei mehr als  $Q = 16$  Mobilstationen in einer Gruppe wäre die Zero-Forcing-Schätzung für diese Gruppe nicht mehr durchführbar. Da sich jedoch bereits bei wesentlich kleineren Anzahlen an Mobilstationen in einer Gruppe bereits hohe SNR-Degradationen  $\delta_j^{(g)}$  ergeben, erscheint es sinnvoll, maximal  $K_R = 8$  Mobilstationen in der Referenzzelle zu betrachten. Dies entspricht auch der maximalen Anzahl an Mittambelcodes, die in einem unmodifizierten TD-CDMA-Mobilfunksystem nach Tabelle 1.1 je Zelle zur Verfügung stehen. Die minimale Anzahl an berücksichtigten Interzellinterferenzquellen ist  $K_B = 0$ . Dieser Fall entspricht dem konventionellen JD. Die bei dem betrachteten Verfahren maximal mögliche Anzahl an berücksichtigten Interzellinterferenzquellen ist  $K_B = 16$ . Um realistische Ergebnisse zu erzielen, darf man nun nicht mehr vereinfachend annehmen, daß alle Mobilstationen mit der gleichen Leistung empfangen werden. Es wird vielmehr davon ausgegangen, daß alle Mobilstationen der Referenzzelle mit der Leistung  $C$  empfangen werden und daß die Interzellinterferenzquellen mit abgestuften Leistungen gemäß Bild 2.3 in Kapitel 2 empfangen werden. Es wird davon ausgegangen, daß die berücksichtigten Interzellinterferenzquellen tatsächlich die  $K_B$  stärksten Interzellinterferenzquellen sind. Um die theoretisch bestmöglichen Kapazitätsgewinne zu ermitteln, werden jeweils die nach unendlich vielen Iterationen erreichbaren Grenzwerte betrachtet. Als wesentliches Ergebnis sind in Tabelle 6.3 bis 6.4 die zum Erzielen einer codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $P_{bc}^{(k)} = 10^{-3}$ ,  $k = 1 \dots K_R$ , der Mobilstationen der Referenzzelle benötigten Signal-Stör-Verhältnisse  $\gamma$  am Empfängereingang zusammengefaßt.

### 6.2.3 Einfluß der Kanalschätzung

Bei den in Abschnitt 6.2.2 vorgestellten Untersuchungen zum Verfahren MSJD wird stets angenommen, daß die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$  und damit auch die Systemmatrizen  $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$  nach (6.1) perfekt bekannt sind. Dies ist in der Realität jedoch nicht

Tabelle 6.3. Zum Erzielen einer codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $P_{bc}^{(k)} = 10^{-3}$ ,  $k = 1 \dots K_R$ , der Mobilstationen der Referenzzelle benötigtes Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang; Parameter:  $r = 1$  und  $r = 3$

$r = 1$		$K_R$							
		1	2	3	4	5	6	7	8
$K_B$	0	-8,8 dB	-8,5 dB	-8,2 dB	-7,9 dB	-7,6 dB	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,3 dB
	1	-8,6 dB	-8,4 dB	-8,2 dB	-7,9 dB	-7,6 dB	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,3 dB
	2	-8,2 dB	-8,1 dB	-8 dB	-7,8 dB	-7,5 dB	-7,1 dB	-6,8 dB	-6,3 dB
	3	-7,8 dB	-7,7 dB	-7,6 dB	-7,5 dB	-7,3 dB	-7,0 dB	-6,7 dB	-6,3 dB
	4	-7,5 dB	-7,2 dB	-7,2 dB	-7,1 dB	-6,9 dB	-6,7 dB	-6,5 dB	-6,1 dB
	5	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,7 dB	-6,6 dB	-6,5 dB	-6,4 dB	-6,2 dB	-5,9 dB
	6	-7,0 dB	-6,4 dB	-6,2 dB	-6,1 dB	-6,0 dB	-5,9 dB	-5,8 dB	-5,6 dB
	7	-6,8 dB	-6,0 dB	-5,7 dB	-5,6 dB	-5,5 dB	-5,4 dB	-5,3 dB	-5,1 dB
	8	-6,5 dB	-5,6 dB	-5,2 dB	-5,0 dB	-4,9 dB	-4,8 dB	-4,7 dB	-4,6 dB
	9	-6,3 dB	-5,1 dB	-4,6 dB	-4,4 dB	-4,3 dB	-4,2 dB	-4,1 dB	-4,0 dB
	10	-6,0 dB	-4,7 dB	-4,0 dB	-3,7 dB	-3,6 dB	-3,5 dB	-3,4 dB	-3,3 dB
	11	-5,7 dB	-4,1 dB	-3,4 dB	-3,0 dB	-2,8 dB	-2,7 dB	-2,6 dB	-2,5 dB
	12	-5,4 dB	-3,5 dB	-2,6 dB	-2,2 dB	-1,9 dB	-1,8 dB	-1,6 dB	-1,5 dB
	13	-4,9 dB	-2,8 dB	-1,7 dB	-1,1 dB	-0,8 dB	-0,6 dB	-0,5 dB	-0,3 dB
	14	-4,3 dB	-1,8 dB	-0,7 dB	0,0 dB	0,3 dB	0,6 dB	0,9 dB	1,1 dB
	15	-3,3 dB	-0,4 dB	1,0 dB	1,7 dB	2,1 dB	2,3 dB	2,4 dB	2,5 dB
16	-1,6 dB	2,2 dB	3,9 dB	4,7 dB	5,1 dB	5,4 dB	5,5 dB	5,6 dB	
$r = 3$		$K_R$							
		1	2	3	4	5	6	7	8
$K_B$	0	-8,8 dB	-8,5 dB	-8,2 dB	-7,9 dB	-7,6 dB	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,3 dB
	1	-8,5 dB	-8,1 dB	-7,9 dB	-7,6 dB	-7,3 dB	-7,0 dB	-6,6 dB	-6,2 dB
	2	-8,3 dB	-7,9 dB	-7,5 dB	-7,2 dB	-6,9 dB	-6,6 dB	-6,2 dB	-5,8 dB
	3	-8,2 dB	-7,7 dB	-7,2 dB	-6,9 dB	-6,5 dB	-6,1 dB	-5,8 dB	-5,4 dB
	4	-8,2 dB	-7,5 dB	-7,0 dB	-6,6 dB	-6,2 dB	-5,8 dB	-5,4 dB	-5,0 dB
	5	-8,1 dB	-7,4 dB	-6,8 dB	-6,3 dB	-5,8 dB	-5,4 dB	-4,9 dB	-4,5 dB
	6	-8,1 dB	-7,3 dB	-6,6 dB	-6,1 dB	-5,5 dB	-5,0 dB	-4,5 dB	-4,0 dB
	7	-8,1 dB	-7,2 dB	-6,5 dB	-5,8 dB	-5,2 dB	-4,7 dB	-4,1 dB	-3,6 dB
	8	-8,0 dB	-7,1 dB	-6,3 dB	-5,6 dB	-4,9 dB	-4,3 dB	-3,7 dB	-3,1 dB
	9	-8,0 dB	-7,0 dB	-6,1 dB	-5,3 dB	-4,6 dB	-3,9 dB	-3,2 dB	-2,6 dB
	10	-8,0 dB	-6,9 dB	-5,9 dB	-5,0 dB	-4,2 dB	-3,5 dB	-2,7 dB	-2,0 dB
	11	-7,9 dB	-6,8 dB	-5,7 dB	-4,7 dB	-3,8 dB	-3,0 dB	-2,2 dB	-1,4 dB
	12	-7,9 dB	-6,7 dB	-5,5 dB	-4,4 dB	-3,3 dB	-2,4 dB	-1,5 dB	-0,6 dB
	13	-7,9 dB	-6,6 dB	-5,2 dB	-3,9 dB	-2,8 dB	-1,7 dB	-0,7 dB	0,3 dB
	14	-7,9 dB	-6,4 dB	-4,8 dB	-3,4 dB	-2,0 dB	-0,8 dB	0,4 dB	1,4 dB
	15	-7,8 dB	-6,2 dB	-4,4 dB	-2,5 dB	-0,8 dB	0,5 dB	1,5 dB	2,6 dB
16	-7,8 dB	-6,1 dB	-3,7 dB	-1,1 dB	1,1 dB	2,8 dB	4,2 dB	5,4 dB	

Tabelle 6.4. Zum Erzielen einer codierten Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $P_{bc}^{(k)} = 10^{-3}$ ,  $k = 1 \dots K_R$ , der Mobilstationen der Referenzzelle benötigtes Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang; Parameter:  $r = 4$  und  $r = 7$

$r = 4$		$K_R$							
		1	2	3	4	5	6	7	8
$K_B$	0	-8,8 dB	-8,5 dB	-8,2 dB	-7,9 dB	-7,6 dB	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,3 dB
	1	-8,6 dB	-8,2 dB	-7,8 dB	-7,5 dB	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,5 dB	-6,1 dB
	2	-8,5 dB	-8,0 dB	-7,6 dB	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,4 dB	-6,1 dB	-5,7 dB
	3	-8,4 dB	-7,9 dB	-7,4 dB	-7,0 dB	-6,5 dB	-6,1 dB	-5,7 dB	-5,2 dB
	4	-8,4 dB	-7,8 dB	-7,3 dB	-6,8 dB	-6,3 dB	-5,8 dB	-5,3 dB	-4,9 dB
	5	-8,4 dB	-7,7 dB	-7,1 dB	-6,6 dB	-6,1 dB	-5,5 dB	-5,0 dB	-4,5 dB
	6	-8,3 dB	-7,7 dB	-7,0 dB	-6,4 dB	-5,8 dB	-5,3 dB	-4,7 dB	-4,1 dB
	7	-8,3 dB	-7,6 dB	-6,9 dB	-6,3 dB	-5,6 dB	-5,0 dB	-4,4 dB	-3,8 dB
	8	-8,3 dB	-7,6 dB	-6,8 dB	-6,1 dB	-5,4 dB	-4,8 dB	-4,1 dB	-3,4 dB
	9	-8,3 dB	-7,5 dB	-6,7 dB	-6,0 dB	-5,2 dB	-4,5 dB	-3,8 dB	-3,0 dB
	10	-8,3 dB	-7,5 dB	-6,6 dB	-5,8 dB	-5,0 dB	-4,2 dB	-3,4 dB	-2,6 dB
	11	-8,3 dB	-7,4 dB	-6,5 dB	-5,7 dB	-4,8 dB	-3,9 dB	-3,0 dB	-2,1 dB
	12	-8,3 dB	-7,4 dB	-6,4 dB	-5,5 dB	-4,5 dB	-3,5 dB	-2,5 dB	-1,5 dB
	13	-8,3 dB	-7,3 dB	-6,3 dB	-5,3 dB	-4,1 dB	-3,0 dB	-1,9 dB	-0,8 dB
	14	-8,2 dB	-7,3 dB	-6,2 dB	-5,0 dB	-3,7 dB	-2,4 dB	-1,2 dB	0,2 dB
	15	-8,2 dB	-7,2 dB	-6,1 dB	-4,8 dB	-3,2 dB	-1,6 dB	0,0 dB	1,4 dB
	16	-8,2 dB	-7,2 dB	-5,9 dB	-4,4 dB	-2,4 dB	-0,1 dB	1,8 dB	3,5 dB
$r = 7$		$K_R$							
		1	2	3	4	5	6	7	8
$K_B$	0	-8,8 dB	-8,5 dB	-8,2 dB	-7,9 dB	-7,6 dB	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,3 dB
	1	-8,7 dB	-8,4 dB	-8,0 dB	-7,6 dB	-7,2 dB	-6,8 dB	-6,4 dB	-5,9 dB
	2	-8,7 dB	-8,3 dB	-7,9 dB	-7,5 dB	-7,1 dB	-6,6 dB	-6,1 dB	-5,6 dB
	3	-8,7 dB	-8,2 dB	-7,8 dB	-7,4 dB	-6,9 dB	-6,5 dB	-5,9 dB	-5,4 dB
	4	-8,7 dB	-8,2 dB	-7,8 dB	-7,3 dB	-6,8 dB	-6,3 dB	-5,8 dB	-5,2 dB
	5	-8,6 dB	-8,2 dB	-7,7 dB	-7,3 dB	-6,8 dB	-6,2 dB	-5,7 dB	-5,0 dB
	6	-8,6 dB	-8,2 dB	-7,7 dB	-7,2 dB	-6,7 dB	-6,1 dB	-5,5 dB	-4,9 dB
	7	-8,6 dB	-8,2 dB	-7,7 dB	-7,2 dB	-6,6 dB	-6,1 dB	-5,4 dB	-4,7 dB
	8	-8,6 dB	-8,2 dB	-7,7 dB	-7,1 dB	-6,6 dB	-6,0 dB	-5,3 dB	-4,6 dB
	9	-8,6 dB	-8,2 dB	-7,6 dB	-7,1 dB	-6,5 dB	-5,9 dB	-5,2 dB	-4,4 dB
	10	-8,6 dB	-8,1 dB	-7,6 dB	-7,1 dB	-6,5 dB	-5,8 dB	-5,1 dB	-4,3 dB
	11	-8,6 dB	-8,1 dB	-7,6 dB	-7,0 dB	-6,4 dB	-5,8 dB	-5,0 dB	-4,1 dB
	12	-8,6 dB	-8,1 dB	-7,6 dB	-7,0 dB	-6,4 dB	-5,7 dB	-4,9 dB	-4,0 dB
	13	-8,6 dB	-8,1 dB	-7,6 dB	-7,0 dB	-6,3 dB	-5,6 dB	-4,8 dB	-3,8 dB
	14	-8,6 dB	-8,1 dB	-7,6 dB	-7,0 dB	-6,3 dB	-5,5 dB	-4,7 dB	-3,6 dB
	15	-8,6 dB	-8,1 dB	-7,5 dB	-6,9 dB	-6,3 dB	-5,5 dB	-4,5 dB	-3,4 dB
	16	-8,6 dB	-8,1 dB	-7,5 dB	-6,9 dB	-6,2 dB	-5,4 dB	-4,4 dB	-3,1 dB

der Fall, da die Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$  geschätzt werden müssen, siehe Kapitel 3 und 5. Es stellt sich also die Frage, ob das Verfahren MSJD auch bei Verwenden gestörter, geschätzter Kanalimpulsantworten  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$  noch hinreichend gute Detektionsergebnisse liefert. Das Verwenden gestörter Kanalimpulsantworten  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$  wirkt sich bei dem Verfahren MSJD auf zweierlei Art negativ aus:

- Die gestörten Kanalimpulsantworten  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$  führen zu einer Verschlechterung der Schätzergebnisse des Zero-Forcing-Schätzers, da dieser nun von einem falschen Systemmodell, das heißt von gestörten Systemmatrizen  $\hat{\underline{\mathbf{A}}}^{(k)}$ , ausgeht. Dieser Effekt tritt bereits bei dem bekannten Joint Detection auf [Ste95].
- Bei der Signalrekonstruktion entsteht ein zusätzlicher Fehler durch die gestörten Kanalimpulsantworten  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$ . Dieser Effekt ist neu und tritt bei konventionellem Joint Detection nicht auf.

Der erste Effekt der Verschlechterung der Schätzergebnisse des Zero-Forcing-Schätzers wurde für konventionelle TD-CDMA-Mobilfunksysteme mit Joint Detection und ohne Interzellinterferenzreduktion bereits genau untersucht [Ste95]. Bei diesen Untersuchungen stellte sich heraus, daß sich in typischen Mobilfunkszenarien nur geringe, akzeptable Verschlechterungen der Schätzergebnisse aufgrund der gestörten Kanalimpulsantworten  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$  ergeben. Diese Ergebnisse sind auf TD-CDMA-Mobilfunksysteme mit MSJD und Interzellinterferenzreduktion übertragbar, da

- die Qualität der Kanalschätzergebnisse mit denjenigen eines konventionellen TD-CDMA-Mobilfunksystems ohne Interzellinterferenzreduktion vergleichbar ist, siehe Kapitel 5, und
- die zu erwartenden Bitfehlerraten  $P_{\text{bc}}^{(k)}$  und die Anzahl gemeinsam zu detektierender Mobilstationen und damit auch die Signal-Stör-Verhältnisse  $\gamma_{\text{in}}^{(k)}$  am Eingang des Zero-Forcing-Schätzers vergleichbar sind.

Insbesondere der zweite Punkt ist nicht selbstverständlich, da das Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang eines typischen TD-CDMA-Mobilfunksystems mit Interzellinterferenzreduktion schlechter als bei einem TD-CDMA-Mobilfunksystem ohne Interzellinterferenzreduktion sein wird. Dies liegt daran, daß man die Interzellinterferenzreduktion zum Erhöhen der Systemkapazität nutzt, was einem Reduzieren der Clustergröße  $r$  oder einem Erhöhen der mittleren Anzahl  $\bar{K}$  der Mobilstationen je

Zelle entspricht. Die Elimination der rekonstruierten Empfangssignale  $\hat{\mathbf{e}}^{(k)}$  der Mobilstationen der jeweils anderen Gruppe bei dem Verfahren MSJD führt jedoch letztlich zu vergleichbaren Signal–Stör–Verhältnissen  $\gamma_{\text{in}}^{(k)}$  am Eingang des Zero–Forcing–Schätzers.

Die Auswirkungen der fehlerhaften Signalrekonstruktion aufgrund der gestörten Kanalimpulsantworten  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$  sind ebenfalls eher gering. Besonders störempfindlich ist die Signalrekonstruktion, falls die zur Rekonstruktion verwendeten geschätzten Datenvektoren  $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$  der vorhergehenden Iteration praktisch fehlerfrei sind. Wenn die verwendeten Datenvektoren  $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$  bereits völlig falsch sind, kann durch die gestörten Kanalimpulsantworten  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ , sofern deren Energie der Energie der tatsächlichen Kanalimpulsantworten  $\mathbf{h}^{(k)}$  entspricht, kein zusätzlicher Fehler mehr entstehen. Im folgenden wird also der Fehler der Signalrekonstruktion im Falle fehlerfreier verwendeter Datenvektoren  $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$  und gestörter Kanalimpulsantworten  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$  betrachtet. In diesem Fall entspricht das Signal–Stör–Verhältnis der rekonstruierten Empfangssignale  $\hat{\mathbf{e}}^{(k)}$  aufgrund des linearen Rekonstruktionsprozesses dem Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma_{\text{h}}$  der gestörten Kanalimpulsantworten  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ . Man kann sich vorstellen, daß das rekonstruierte gestörte Empfangssignal  $\hat{\mathbf{e}}^{(k)}$  die Summe aus wahren Empfangssignal  $\mathbf{e}^{(k)}$  und aus einem Störsignal ist, die Elimination also aus einer perfekten Elimination des wahren Empfangssignals  $\mathbf{e}^{(k)}$  und der Überlagerung eines zusätzlichen, aus der fehlerhaften Empfangssignalrekonstruktion resultierenden Störsignals besteht. Man muß die Stärke dieses Störsignals nun mit der Stärke des ohnehin vorhandenen, von den nicht berücksichtigten Interzellularinterferenzquellen stammenden Störsignals vergleichen. Im folgenden wird davon ausgegangen, daß 90% der gesamten Interzellularinterferenzleistung  $I$  nach (2.13) berücksichtigt werden. Für eine genaue Betrachtung müssen die beiden Gruppen unterschieden werden:

- Bei der Detektion der ersten Gruppe werden die Empfangssignale  $\mathbf{e}^{(k)}$ ,  $k = K_{\text{R}}+1 \dots K_{\text{R}}+K_{\text{B}}$ , der berücksichtigten Interzellularinterferenzquellen eliminiert. Bei perfekter Elimination würden 10% der Interzellularinterferenzleistung  $I$  nach (2.13) als Störung zurückbleiben, da 90% der Interzellularinterferenzleistung  $I$  nach (2.13) berücksichtigt werden. Die Leistung des Rekonstruktionsfehlersignals würde genau dann der Leistung  $I_{\text{rest}}$  nach (2.15) der unberücksichtigten Interzellularinterferenz entsprechen, wenn das Signal–Stör–Verhältnis der geschätzten Kanalimpulsantworten

$$\gamma_{\text{h}} = \frac{90\%}{10\%} = 9 \hat{=} 9,5 \text{ dB} \quad (6.71)$$

ist. Dieser Wert wird in einem typischen Mobilfunkssystem sicher erreicht [Naß95, Ste96, Bla98].

- Bei der Detektion der zweiten Gruppe werden die Empfangssignale  $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$ ,  $k = 1 \dots K_R$ , der Mobilstationen der Referenzzelle eliminiert. Ein typischer Wert der zellularen Interferenzfunktion  $f(r, \alpha, \sigma_G)$  bei einer Clustergröße  $r$  von eins ist nach Tabelle 2.2 0,59. Die Leistung  $I_{\text{rest}}$  nach (2.15) der nicht berücksichtigten Interzellinterferenzleistung, die 10% der gesamten Interzellinterferenzleistung  $I$  nach (2.13) ist, entspricht also 5,9% der mittleren Empfangsleistung  $C$  nach (2.18) der Mobilstationen der Referenzzelle. Die Leistung des Rekonstruktionsfehlersignals würde in diesem Fall genau dann der Leistung  $I_{\text{rest}}$  der unberücksichtigten Interzellinterferenz entsprechen, wenn das Signal–Stör–Verhältnis der geschätzten Kanalimpulsantworten

$$\gamma_h = \frac{1}{5,9\%} = 16,9 \hat{=} 12,3 \text{ dB} \quad (6.72)$$

ist. Auch dieser Wert wird in einem typischen Mobilfunksystem erreicht [Naß95, Ste96, Bla98].

Bild 6.17 zeigt den Einfluß der Kanalschätzung auf die Datenschätzung. Dargestellt ist die codierte Bitfehlerrate  $P_{bc}^{(k)}$  abhängig vom Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma_h$  der geschätzten Kanalimpulsantworten. Das Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang wird so

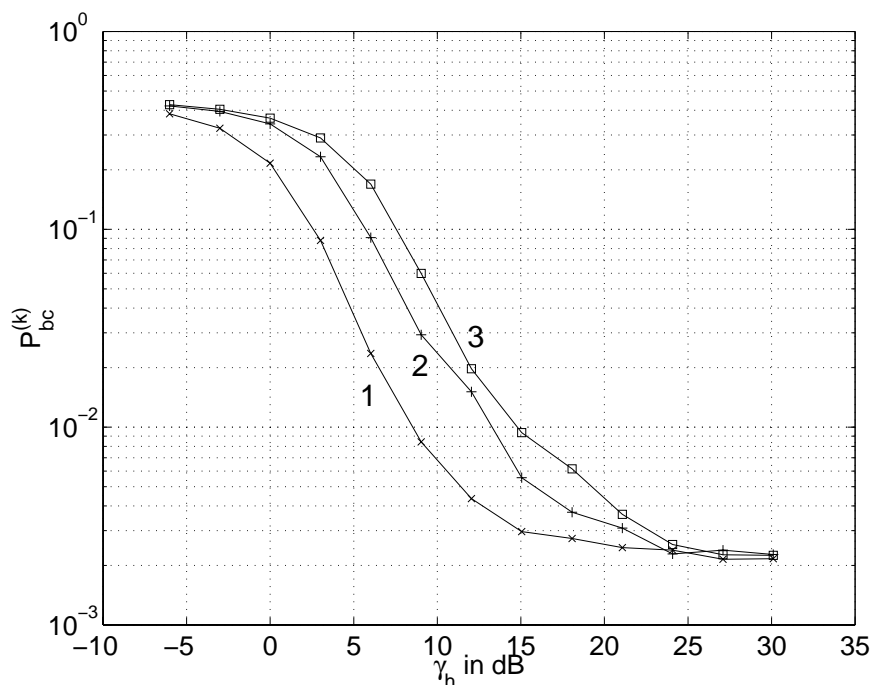


Bild 6.17. Einfluß der Kanalschätzung auf die Datenschätzung bei MSJD; Parameter:  $\gamma = -3$  dB,  $K_R = K_B = 8$ ,  $Q = 16$ ,  $T_c = 0,24414\mu\text{s}$ , COST207 Bad Urban Kanalmodell, orthogonale CDMA–Codes



eingestellt, daß sich im Fall perfekt bekannter Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$  eine Bitfehler rate von ca.  $10^{-3}$  ergibt. Es wird davon ausgegangen, daß alle Mobilstationen mit der gleichen mittleren Leistung  $C$  empfangen werden. Das Bild enthält drei Kurven:

1. Bei der ersten Kurve wird die gestörte  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$  Kanalimpulsantwort nur bei der Signalrekonstruktion verwendet, und beim Datenschätzen wird die exakte Kanalimpulsantwort  $\underline{\mathbf{h}}^{(k)}$  verwendet.
2. Bei der zweiten Kurve wird die gestörte Kanalimpulsantwort  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$  nur beim Datenschätzen verwendet, und bei der Signalrekonstruktion wird die exakte Kanalimpulsantwort verwendet.
3. Bei der dritten Kurve werden sowohl für die Signalrekonstruktion als auch beim Datenschätzen die gestörten Kanalimpulsantworten  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$  verwendet.

## 6.3 Iterative gemeinsame Detektion

Das Verfahren der iterativen gemeinsamen Detektion (Iterative Joint Detection, IJD) basiert auf dem gleichen Grundprinzip wie das Verfahren MSJD, siehe Abschnitt 6.2. Bild 6.18 zeigt das Blockbild eines Iterativen Joint Detection Datendetektors. Die wesentliche Idee besteht darin, den durchzuführenden Schätzprozeß nicht mehr explizit als eine Folge von Signalverarbeitungsschritten, die jeweils auf einen Teil der Signale angewendet werden, siehe Bild 6.2, anzusehen, sondern direkt einen gemeinsamen Schätzer zu entwerfen. Hierzu definiert man den aus dem Empfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}$  nach (6.2) und den in einem vorhergehenden Schritt geschätzten Datensymbolen  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  zusammengesetzten erweiterten Eingangsvektor

$$\tilde{\underline{\mathbf{e}}} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{e}} \\ \hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1) \end{pmatrix}. \quad (6.73)$$

Aus diesem erweiterten Eingangsvektor  $\tilde{\underline{\mathbf{e}}}$  ermittelt der Schätzer eine verbesserte Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  der Datensymbole. Für den Entwurf des Schätzers benötigt man ein Modell für das Zustandekommen des erweiterten Eingangsvektors  $\tilde{\underline{\mathbf{e}}}$ . Das Empfangssignal ergibt sich nach (6.2) mit einer Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  zu

$$\underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{d}} + \underline{\mathbf{n}}. \quad (6.74)$$

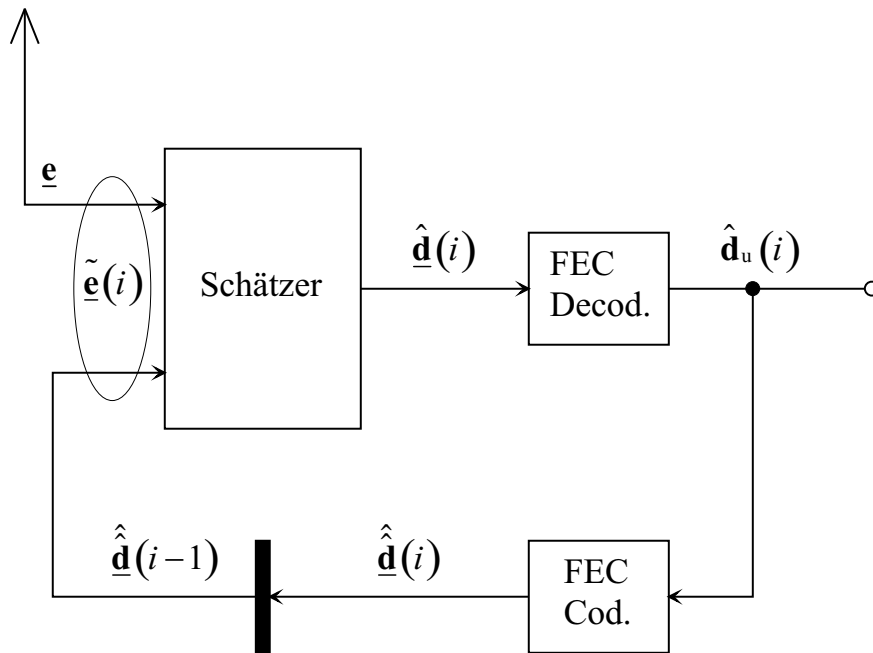


Bild 6.18. Blockbild eines Iterativen Joint Detection Datendetektors

Im folgenden wird davon ausgegangen, daß es sich bei dieser Störung  $\underline{n}$  um weißes, mittelwertfreies Gaußrauschen der Varianz  $\sigma_n^2$  mit der Kovarianzmatrix

$$\mathbf{R}_{nn} = E \{ \underline{n} \underline{n}^{*T} \} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (6.75)$$

handelt. Der Vektor der im vorhergehenden Schritt geschätzten Datensymbole ergibt sich als Summe des wahren Datenvektors  $\underline{d}$  nach (6.2) und eines Rekonstruktionsfehlers  $\underline{r}$ :

$$\hat{\underline{d}}(i-1) = \underline{d} + \underline{r}. \quad (6.76)$$

Im folgenden wird davon ausgegangen, daß die Rekonstruktionsfehler  $r_j$  aufeinanderfolgender Datensymbole  $d_j$  unkorreliert sind. Aus Sicht des Schätzers ist der Rekonstruktionsfehler  $\underline{r}$  ein mittelwertfreies Störsignal mit der Kovarianzmatrix

$$\mathbf{R}_{rr} = E \{ \underline{r} \underline{r}^{*T} \} = \begin{pmatrix} \sigma_{r,1}^2 & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & \sigma_{r, \text{NK}_{\text{ges}}}^2 \end{pmatrix}. \quad (6.77)$$

Diese Diagonalmatrix enthält auch Informationen darüber, welche der zuvor geschätzten Datensymbole  $\hat{d}_j(i-1)$  stärker und welche schwächer gestört sind. Liegen derartige Informationen nicht vor, so nimmt man an, daß alle Diagonalelemente gleich sind, und es gilt

$$\mathbf{R}_{rr} = \sigma_r^2 \mathbf{I}. \quad (6.78)$$

Man beachte jedoch, daß der Rekonstruktionsfehler aufgrund der diskreten Natur der Datensymbole  $\underline{d}_j$  nicht gaußverteilt ist. Es gibt vielmehr entsprechend der möglichen Differenzen zweier Symbole, siehe Bild 6.9, nur wenige mögliche diskrete Werte für die einzelnen Elemente des Rekonstruktionsfehlervektors  $\underline{\mathbf{r}}$ . Für die folgenden Herleitungen definiert man die erweiterte Systemmatrix

$$\tilde{\underline{\mathbf{A}}} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{A}} \\ \underline{\mathbf{I}} \end{pmatrix} \quad (6.79)$$

und den erweiterten Störvektor

$$\tilde{\underline{\mathbf{n}}} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{n}} \\ \underline{\mathbf{r}} \end{pmatrix}. \quad (6.80)$$

Wenn man von der plausiblen Annahme ausgeht, daß die Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  und der Rekonstruktionsfehler  $\underline{\mathbf{r}}$  unkorreliert sind, so ergibt sich die Kovarianzmatrix des erweiterten Störvektors zu

$$\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\underline{\mathbf{n}}}\tilde{\underline{\mathbf{n}}}} = \text{E} \{ \tilde{\underline{\mathbf{n}}} \tilde{\underline{\mathbf{n}}}^{*\text{T}} \} = \text{E} \left\{ \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{n}} \\ \underline{\mathbf{r}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{n}}^{*\text{T}} & \underline{\mathbf{r}}^{*\text{T}} \end{pmatrix} \right\} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}} & 0 \\ 0 & \underline{\mathbf{R}}_{\text{rr}} \end{pmatrix}. \quad (6.81)$$

Das Zustandekommen des erweiterten Eingangsvektors  $\tilde{\underline{\mathbf{e}}}$  läßt sich nun kompakt in der Form

$$\tilde{\underline{\mathbf{e}}} = \tilde{\underline{\mathbf{A}}} \underline{\mathbf{d}} + \tilde{\underline{\mathbf{n}}} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{A}} \\ \underline{\mathbf{I}} \end{pmatrix} \underline{\mathbf{d}} + \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{n}} \\ \underline{\mathbf{r}} \end{pmatrix} \quad (6.82)$$

beschreiben.

Einfache lineare Schätzer für  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i)$ , vgl. Bild 6.18, erhält man, wenn man die diskrete Natur des Rekonstruktionsfehlers  $\underline{\mathbf{r}}$  ignoriert. Der Verfasser schlägt vor, einen erwartungstreuen Schätzer zu verwenden, der den mittleren quadratischen Fehler  $\text{E} \left\{ \left| \hat{\underline{\mathbf{d}}}(i) - \underline{\mathbf{d}} \right|^2 \right\}$  zwischen geschätztem Datenvektor  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i)$  und wahren Datenvektor  $\underline{\mathbf{d}}$  nach (6.2) minimiert. Derartige Schätzer sind auch unter der Bezeichnung Gauß-Markov-Schätzer [BS75] bekannt. Obwohl die resultierende Berechnungsvorschrift

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i) = \left( \tilde{\underline{\mathbf{A}}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\underline{\mathbf{n}}}\tilde{\underline{\mathbf{n}}}} \tilde{\underline{\mathbf{A}}} \right)^{-1} \tilde{\underline{\mathbf{A}}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\underline{\mathbf{n}}}\tilde{\underline{\mathbf{n}}}}^{-1} \tilde{\underline{\mathbf{e}}} \quad (6.83)$$

formal der des Maximum-Likelihood-Schätzers [Wha71] entspricht, handelt es sich im vorliegenden Fall um keinen Maximum-Likelihood-Schätzer, da

- die zu schätzenden Datensymbole  $\underline{d}_j$  nur diskrete Werte annehmen können und
- der Rekonstruktionsfehler  $\underline{\mathbf{r}}$  nicht gaußverteilt ist.

Wenn, wie angenommen, Störung  $\underline{\mathbf{n}}$  und Rekonstruktionsfehler  $\underline{\mathbf{r}}$  unkorreliert sind, so läßt sich die Berechnungsvorschrift (6.83) weiter vereinfachen. Für die Inverse der Kovarianzmatrix des erweiterten Störvektors gilt

$$\underline{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{n}}}^{-1} = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{nn}}^{-1} & 0 \\ 0 & \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{rr}}^{-1} \end{pmatrix}. \quad (6.84)$$

Aus (6.83) folgt mit (6.79), (6.84) und (6.73)

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{d}}}(i) &= \left( (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \ \mathbf{I}) \cdot \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{nn}}^{-1} & 0 \\ 0 & \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{rr}}^{-1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{A}} \\ \mathbf{I} \end{pmatrix} \right)^{-1} \\ &\quad \cdot (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \ \mathbf{I}) \cdot \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{nn}}^{-1} & 0 \\ 0 & \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{rr}}^{-1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{e}} \\ \hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1) \end{pmatrix} \\ &= (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{A}} + \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{rr}}^{-1})^{-1} \cdot (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{nn}}^{-1} \underline{\mathbf{e}} + \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{rr}}^{-1} \hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)). \end{aligned} \quad (6.85)$$

Falls weiterhin (6.75) und (6.78) gelten, folgt aus (6.86)

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i) = \left( \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}} + \frac{\sigma_{\mathbf{n}}^2}{\sigma_{\mathbf{r}}^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \cdot \left( \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{e}} + \frac{\sigma_{\mathbf{n}}^2}{\sigma_{\mathbf{r}}^2} \hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1) \right). \quad (6.86)$$

Der Schätzer nach (6.86) soll nun noch für zwei besonders einfache Extremfälle diskutiert werden:

1. Falls die vorliegende Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  der vorhergehenden Iteration sehr schlecht ist, ist  $\sigma_{\mathbf{r}}^2$  sehr groß und folglich  $\sigma_{\mathbf{n}}^2/\sigma_{\mathbf{r}}^2$  sehr klein. In diesem Fall gilt

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i) \approx (\underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{e}}, \quad (6.87)$$

das heißt, der Schätzer entartet zum konventionellen Zero-Forcing-Schätzer. Gleiches gilt, falls die Störung des Empfangssignals sehr klein ist.

2. Falls die vorliegende Schätzung  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  der vorhergehenden Iteration sehr gut ist, ist  $\sigma_{\mathbf{r}}^2$  sehr klein und folglich  $\sigma_{\mathbf{n}}^2/\sigma_{\mathbf{r}}^2$  sehr groß. In diesem Fall gilt

$$\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i) \approx \hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1), \quad (6.88)$$

das heißt, der Schätzer übernimmt die Schätzung der vorhergehenden Iterationen. Gleiches gilt, falls die Störung  $\sigma_{\mathbf{n}}^2$  des Empfangssignals  $\underline{\mathbf{e}}$  sehr groß ist.

Zum Abschluß dieses Abschnitts soll noch auf eine Möglichkeit der Verallgemeinerung des Iterativen Joint Detections hingewiesen werden, siehe Bild 6.19. Hier wird die Datenschätzung  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}(i-1)$  der vorhergehenden Iteration dem Schätzer nicht direkt zugeführt, sondern zuvor einer durch die Rückkopplungsmatrix  $\underline{\mathbf{F}}$  beschriebenen linearen

Transformation unterworfen. Das das Zustandekommen des erweiterten Eingangsvektors beschreibende Modell bleibt weiterhin linear:

$$\tilde{\mathbf{e}} = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{d} + \tilde{\mathbf{n}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{F} \end{pmatrix} \mathbf{d} + \begin{pmatrix} \mathbf{n} \\ \mathbf{r} \end{pmatrix}. \quad (6.89)$$

Der einzige Unterschied zum bereits diskutierten linearen Modell (6.82) besteht darin, daß die Einheitsmatrix durch die allgemeine Rückkopplungsmatrix  $\mathbf{F}$  ersetzt wird. Der Vorteil einer solchen linearen Transformation im Rückkopplungspfad könnte darin bestehen, daß die Verteilung des resultierenden Rekonstruktionsfehlers einer Gaußverteilung ähnlicher wird und somit lineare Schätzverfahren eventuell bessere Ergebnisse liefern.

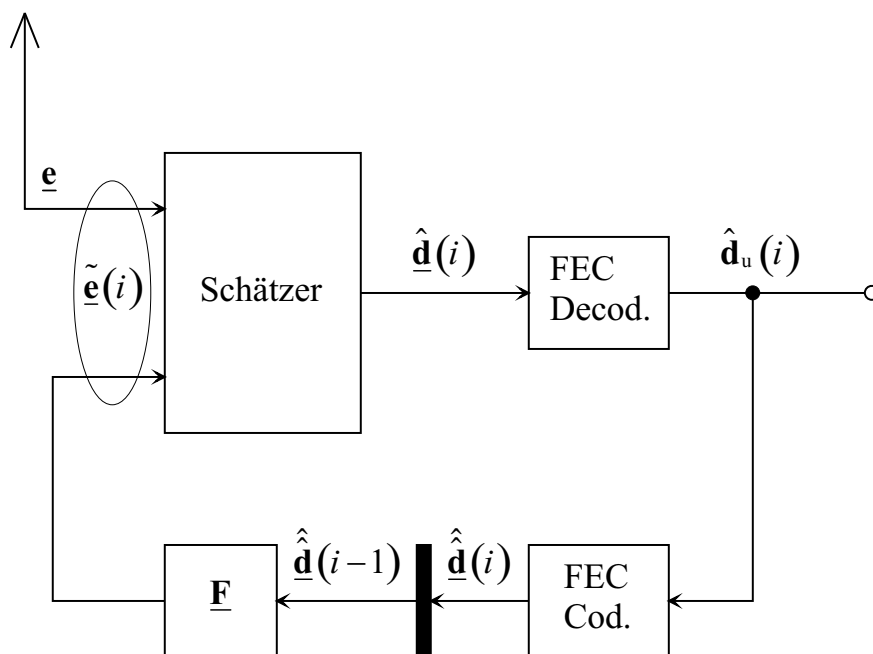


Bild 6.19. Blockbild eines verallgemeinerten Iterativen Joint Detection Datendetektors

## Kapitel 7

# Gesamtkonzept der Interzellinterferenzreduktion in TD–CDMA–Mobilfunksystemen

### 7.1 Vorbemerkung

Im folgenden wird das vom Verfasser entwickelte zellbasierte Gesamtkonzept zur Interzellinterferenzreduktion in der Aufwärtsstrecke vorgestellt. Das Verfahren erfordert keine Erweiterung oder Modifikation der zum Beispiel in [Naß95] ausführlich beschriebenen Sendesignalerzeugung in den Mobilstationen. Die Sendesignalerzeugung braucht daher hier nicht weiter erläutert zu werden. Die teilweise Elimination der Interzellinterferenz erfolgt bei der Empfangssignalverarbeitung in der Basisstation. Bei dem hier diskutierten zellbasierten Verfahren werden die Empfangssignale der einzelnen Basisstationen getrennt am Ort der jeweiligen Basisstation verarbeitet. Im Gegensatz dazu würden bei einem netzbasierten Verfahren die Empfangssignale mehrerer Basisstationen gemeinsam verarbeitet. Dies hätte den Vorteil, daß Informationen über die Interzellinterferenzsignale zwischen benachbarten Zellen ausgetauscht werden könnten, hat jedoch den Nachteil, daß die großen Mengen an unverarbeiteten Empfangssignalen zu einer zentralen Signalverarbeitungseinheit transportiert werden müßten.

Bild 7.1 zeigt ein Blockbild der Empfangssignalverarbeitung der Basisstation. Das Empfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}_{\text{bu}}$  eines Bursts enthält, im Gegensatz zu den Betrachtungen in den vorigen Kapiteln, Anteile, die auf datentragende Symbole und Anteile, die auf Mittambelchips zurückgehen.  $\underline{\mathbf{e}}_{\text{bu}}$  resultiert aus der Überlagerung der von den Mobilstationen  $k$  der Zellen  $z$  verursachten Empfangssignalanteile  $\underline{\mathbf{e}}_{\text{bu}}^{(k,z)}$  und einer eventuell zusätzlichen Störung  $\underline{\mathbf{n}}$ , die die verbleibende Interzellinterferenzleistung  $I_{\text{rest}}$  nach (2.15) repräsentiert. Das Empfangssignal  $\underline{\mathbf{e}}_{\text{bu}}^{(k,z)}$  läßt sich in fünf Anteile zerlegen [Naß95], siehe Bild 7.2:

1. Einem ausschließlich durch die vor der Mittambel gesendeten Datensymbole beeinflussten Anteil  $\underline{\mathbf{e}}_{\text{d}}^{(k,z,1)}$ .
2. Einem ausschließlich durch die nach der Mittambel gesendeten Datensymbole beeinflussten Anteil  $\underline{\mathbf{e}}_{\text{d}}^{(k,z,2)}$ .







- Kanalschätzung und
- Datendetektion

entsprechend den Betrachtungen in Kapitel 4, 5 und 6 aufteilen.

## 7.2 Systemkomponenten

### 7.2.1 Identifikation der relevanten Interzellinterferenzquellen

Bei der Identifikation der zu berücksichtigenden Interzellinterferenzquellen wird davon ausgegangen, daß alle relevanten Interzellinterferenzquellen in den sechs um die Referenzzelle liegenden Gleichkanalzellen, den sogenannten Nachbarzellen, sind. In einem ersten Schritt wird eine grobe Kanalschätzung für alle Interzellinterferenzquellen in den sechs Nachbarzellen durchgeführt. Diese Kanalschätzung erfolgt mit einem signalangepaßten Filter, siehe Abschnitt 4.3. Die geschätzten totalen Kanalimpulsantworten der Zellen  $z$  ergeben sich zu

$$\hat{\mathbf{h}}^{(z)} = \frac{1}{L} \mathbf{G}^{(z)*T} \mathbf{e}_m . \quad (7.1)$$

Da die konjugiert komplexen transponierten totalen Mittambelmatrizen  $\mathbf{G}^{(z)*T}$  der Zellen  $z$  rechtszirkulant [Mar87, ZF97] sind, erhält man die einzelnen Elemente der geschätzten totalen Kanalimpulsantworten  $\hat{\mathbf{h}}^{(z)}$  der Zellen  $z$  durch zyklische Faltung mit einer Periode des Mittabelgrundcodes  $\mathbf{m}^{(z)}$ , siehe Bild 7.3. Die weiteren Schritte der Identifikation der zu berücksichtigenden Interzellinterferenzquellen sind in Bild 7.4 dargestellt. Zunächst werden die Betragsquadrate  $\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2$  aller geschätzten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  aller Mobilstationen  $k$  aller sechs Nachbarzellen  $z = 1 \dots 6$  gebildet. Anschließend erfolgt eine Nachintegration. Eine Nachintegration ermöglicht zwar, bezogen auf einen isolierten Burst, keine bessere Identifikation der Interzellinterferenzquellen, siehe Kapitel 4, ist hier jedoch angebracht, da die Menge  $\mathbb{M}_B$  der zu berücksichtigenden Interzellinterferenzquellen nicht von Burst zu Burst geändert werden darf. Da ein reales Mobilfunksystem eine Verschachtelung über mehrere Bursts verwendet, erfordert die Datendetektion, daß die Menge  $\mathbb{M}_B$  der zu berücksichtigenden Interzellinterferenzquellen für die Dauer eines Verschachtelungsrahmens mit  $I_D$  Bursts festgehalten wird, siehe Abschnitt 7.2.3. Eine sinnvolle Vorgehensweise besteht folglich darin, die Menge  $\mathbb{M}_B$  der zu berücksichtigenden Interzellinterferenzquellen anhand der über die Dauer des

Verschachtelungsrahmens gemittelten Betragsquadrate  $\overline{\left| \hat{h}_w^{(k,z)} \right|^2}$  der geschätzten Kanaloeffizienten  $\hat{h}_w^{(k,z)}$  der Interzellinterferenzquellen zu ermitteln. Als nächstes werden die Position  $w_{\max}^{(k,z)}$  und das gemittelte Betragsquadrat  $\overline{\left| \hat{h}_{w_{\max}^{(k,z)}}^{(k,z)} \right|^2}$  des stärksten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}_{w_{\max}^{(k,z)}}^{(k,z)}$  der Kanalimpulsantwort  $\underline{h}^{(k,z)}$  jeder Interzellinterferenzquelle bestimmt. Die Menge  $\mathbb{M}_B$  der zu berücksichtigenden Interzellinterferenzquellen enthält die  $K_B$  Interzellinterferenzquellen mit den größten gemittelten Betragsquadraten  $\overline{\left| \hat{h}_{w_{\max}^{(k,z)}}^{(k,z)} \right|^2}$  des jeweils stärksten Kanalkoeffizienten. Als Nebenprodukt der Identifikation enthalten die Positionen  $w_{\max}^{(k,z)}$  Informationen über die bei der späteren Kanalschätzung benötigten Positionen der  $W_0$  relevanten Kanalimpulsantwortabtastwerte, siehe Abschnitt 7.2.2. Sowohl die Information über die  $W_0$  relevanten Kanalimpulsantwortabtastwerte als auch die Menge  $\mathbb{M}_B$  der  $K_B$  relevanten Interzellinterferenzquellen läßt sich kompakt mit dem Selektionsvektor  $\alpha$  darstellen, der aus  $\mathbb{M}_B$  und den Positionen  $w_{\max}^{(k,z)}$  unter Kenntnis von  $W_0$  gebildet werden kann, siehe Kapitel 4. Das Maximumsuchen, das Finden der  $K_B$  stärksten Interzellinterferenzquellen und das Bilden des Selektionsvektors  $\alpha$  erfolgt nur einmal je Verschachtelungsrahmen, das heißt alle  $I_D$  Bursts.

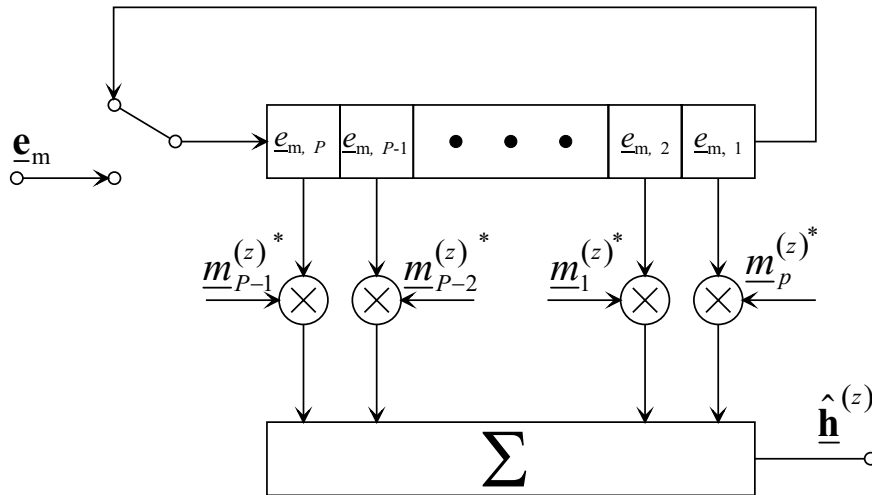


Bild 7.3. Zyklisches signalangepaßtes Filter zum Kanalschätzen [Ste95]

### 7.2.2 Kanalschätzung

Die Kanalschätzung für die Mobilstationen der Referenzzelle und die berücksichtigten Interzellinterferenzquellen erfolgt mit dem Verfahren des Schrumpfens der totalen Mittambelmatrix  $\underline{G}$ , siehe Kapitel 5. In einem ersten Schritt werden anhand des Selektionsvektors  $\alpha$  Spalten aus der totalen Mittambelmatrix  $\underline{G}$  gestrichen. Es entsteht

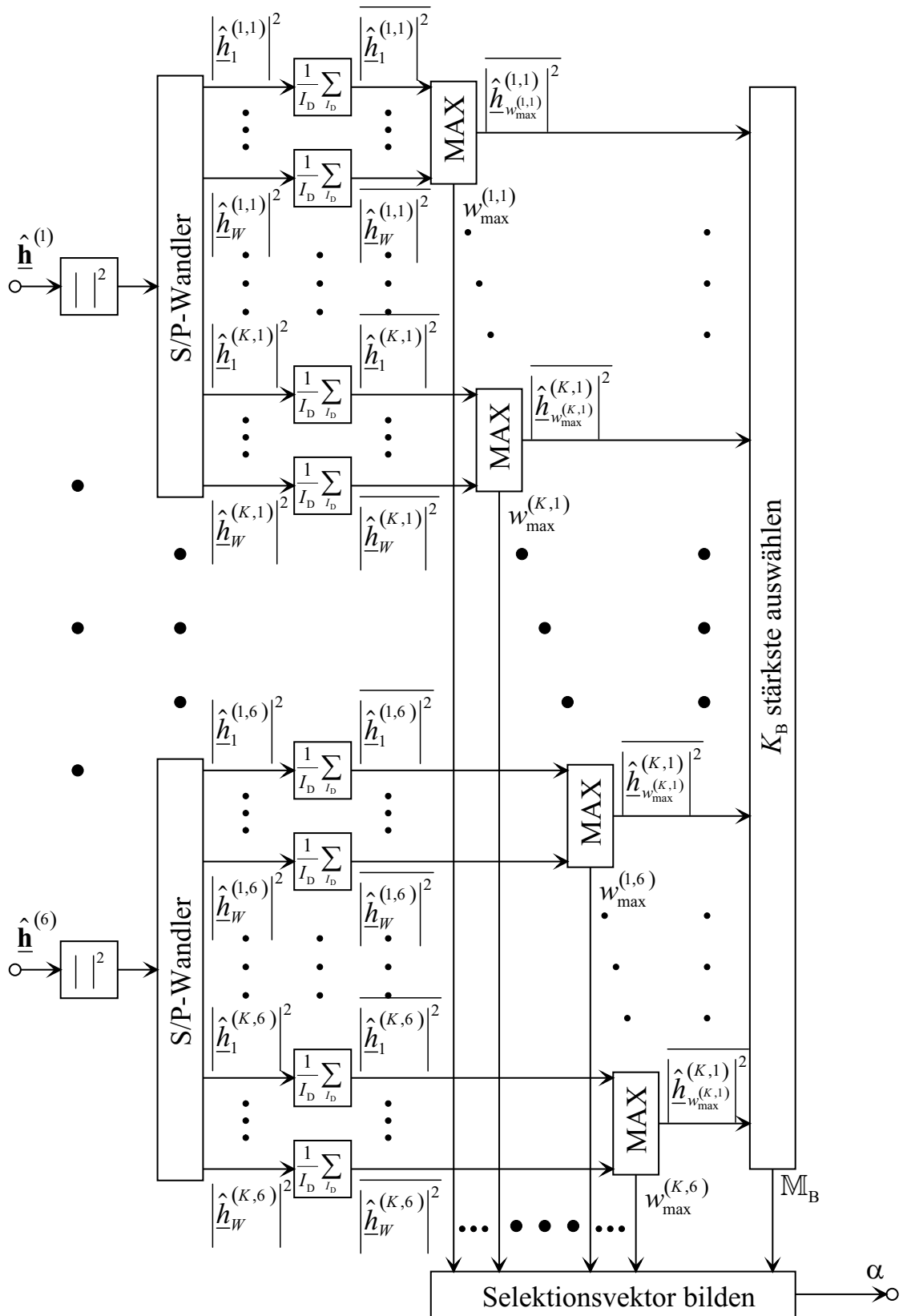


Bild 7.4. Ermitteln des Selektionsvektors  $\alpha$

die geschrumpfte totale Mittambelmatrix  $\tilde{\mathbf{G}}$ . Da sich der Selektionsvektor  $\alpha$  während der Dauer eines Verschachtelungsrahmens nicht ändert, muß das Mittambelmatrix-schrumpfen nur alle  $I_D$  Bursts durchgeführt werden. In einem zweiten Schritt wird eine Maximum-Likelihood-Kanalschätzung durchgeführt. Es gilt

$$\tilde{\mathbf{h}} = \left( \tilde{\mathbf{G}}^{*T} \tilde{\mathbf{G}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{G}}^{*T} \tilde{\mathbf{e}}_m . \quad (7.2)$$

Die Schätzmatrix

$$\mathbf{M} = \tilde{\mathbf{h}} = \left( \tilde{\mathbf{G}}^{*T} \tilde{\mathbf{G}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{G}}^{*T} \quad (7.3)$$

ist nun nicht mehr allein durch die zum Zeitpunkt der Systemkonstruktion festgelegte Mittambelmatrix  $\mathbf{G}$  bestimmt, sondern hängt auch vom Selektionsvektor  $\alpha$  ab. Die Schätzmatrix  $\mathbf{M}$  muß also jedesmal, wenn sich der Selektionsvektor  $\alpha$  ändert, neu berechnet werden. Dies geschieht maximal alle  $I_D$  Bursts. Die aufwendige Berechnung der Schätzmatrix  $\mathbf{M}$  ist also nicht bei jeder Kanalschätzung erneut durchzuführen. Die geschätzte totale Kanalimpulsantwort  $\hat{\mathbf{h}}$  erhält man aus der geschätzten geschrumpften totalen Kanalimpulsantwort  $\tilde{\mathbf{h}}$ , indem man unter Berücksichtigung des Selektionsvektors  $\alpha$  die fehlenden Nullen wieder einfügt.

### 7.2.3 Datendetektion

Bei den Verfahren zur Datenschätzung sind gegenüber den in Kapitel 6 vorgestellten Techniken noch folgende zwei Erweiterungen notwendig, um zu einem vollständigen Systemkonzept zu gelangen:

- In einem realen TD-CDMA System beinhaltet jeder Burst zwei Datenblöcke, siehe Bild 7.2.
- Üblicherweise wird eine Verschachtelung über mehrere Bursts durchgeführt, um Bündelfehler zu beseitigen.

Diese beiden Erweiterungen haben zur Folge, daß man bei Einbeziehen der Fehler-schutzcodierung in mehrschrittige Detektionsverfahren nach Bild 6.1 die Detektion eines empfangenen Datenblocks nicht mehr isoliert betrachten kann. Bild 7.5 zeigt das Blockbild eines Detektors nach dem Verfahren MSJD für Bursts mit je zwei Datenblöcken und einer Verschachtelung über  $I_D$  Bursts. Die Verarbeitung der Empfangsdaten  $\mathbf{e}_d^{(1)}$  und  $\mathbf{e}_d^{(2)}$  erfolgt in zwei Phasen. In der ersten Phase, mit den im Bild 7.5 gezeigten Schalterstellungen, werden die  $I_D$  Bursts eines Verschachtelungsrahmens empfangen und eine erste Datenschätzung durchgeführt. Da noch keine Datenschätzungen

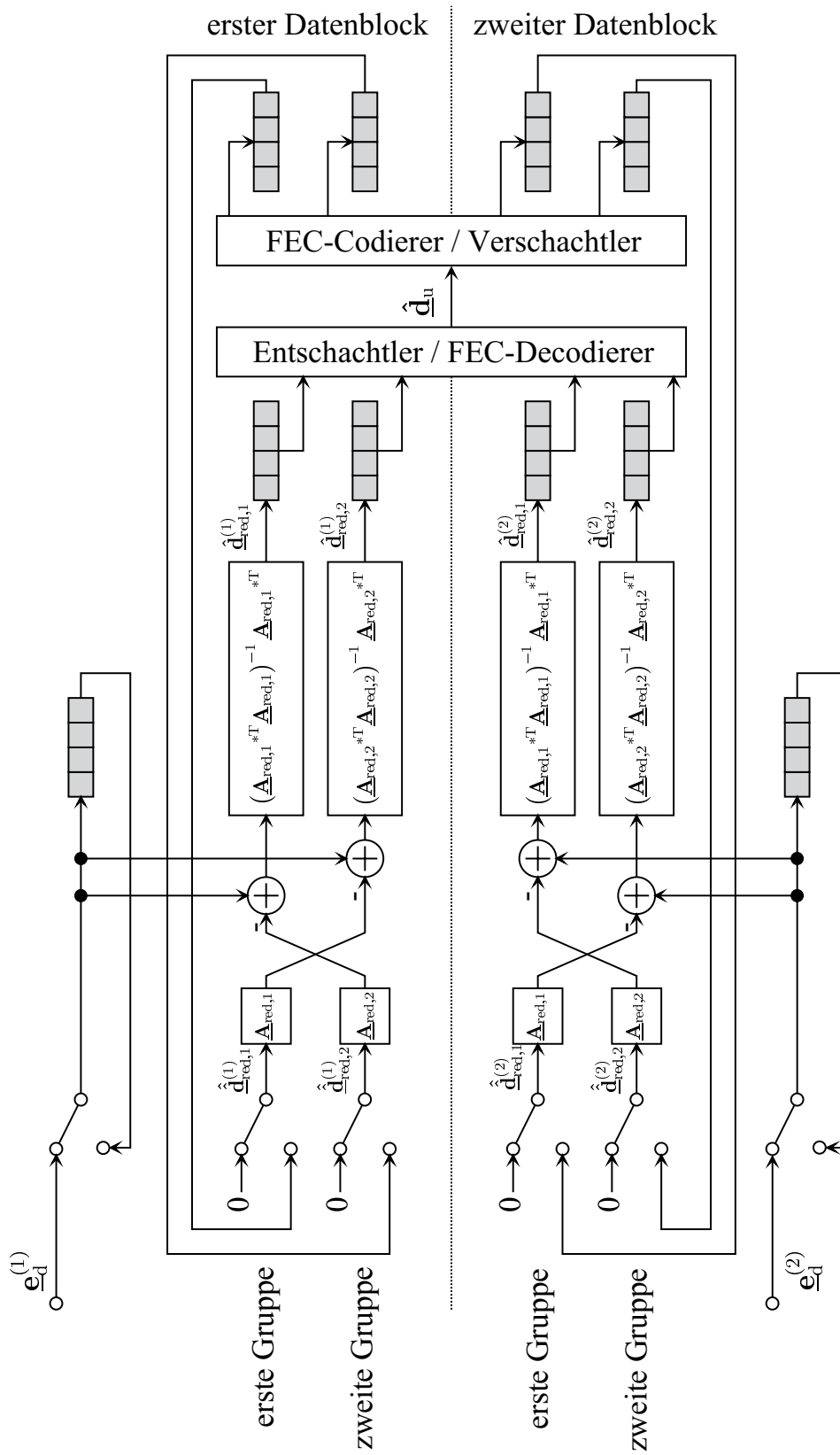


Bild 7.5. Blockbild des Detektors nach dem Verfahren MSJD

$\hat{\underline{\mathbf{d}}}$  einer vorhergehenden Iteration vorhanden sind, kann auch keine Signalrekonstruktion und -elimination erfolgen. Dies wird dadurch erreicht, daß  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$  zunächst gleich Null gesetzt wird. Die Schätzergebnisse  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$  der  $I_D$  Bursts werden zunächst in Schieberegistern gesammelt. Wenn alle  $I_D$  Bursts des Verschachtelungsrahmens empfangen wurden, können Entschachtelung und Fehlerschutzdecodierung durchgeführt werden. Hierzu werden die Schätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$  der codierten Daten  $\underline{\mathbf{d}}$  aller  $I_D$  Bursts parallel aus den Schieberegistern entnommen. Man erhält erste Schätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}_u$  der uncodierten Daten  $\underline{\mathbf{d}}_u$ , aus denen durch Fehlerschutzcodierung und Verschachtelung verbesserte Schätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$  der codierten Daten  $\underline{\mathbf{d}}$  gewonnen werden. Diese verbesserten Schätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$  werden gleichzeitig für alle  $I_D$  Bursts des Verschachtelungsrahmens gewonnen und parallel in die Schieberegister abgelegt. Nun erfolgt der Wechsel in die zweite Phase der Empfangssignalverarbeitung, in der die Schätzergebnisse  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$  iterativ verbessert werden. Hierzu werden alle Schalter in die andere Position umgeschaltet. Die Signalverarbeitung erfolgt analog zur ersten Phase, nur daß jetzt Datenschätzungen  $\hat{\underline{\mathbf{d}}}$  der vorhergehenden Iteration verwendet werden. Die Empfangsdaten  $\underline{\mathbf{e}}_d^{(1)}$  und  $\underline{\mathbf{e}}_d^{(2)}$  der  $I_D$  in der ersten Phase empfangenen Bursts des Verschachtelungsrahmens wurden ebenfalls in Schieberegistern zwischengespeichert und stehen in der zweiten Phase wieder zur Verfügung.

Da die Fehlerschutzdecodierung und -codierung aufgrund des Verschachtelns immer nur für alle  $I_D$  Bursts eines Verschachtelungsrahmens gemeinsam erfolgen kann, entsteht die wesentliche Forderung, daß sich die Menge  $M_B$  der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen während eines Verschachtelungsrahmens nicht ändern darf. Der Selektionsvektor  $\alpha$  könnte sich während eines Verschachtelungsrahmens dennoch ändern, wenn sich die Positionen der tatsächlichen Kanalimpulsantworten der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen während des Verschachtelungsrahmens ändern. Von dieser Möglichkeit wird hier jedoch kein Gebrauch gemacht, siehe Abschnitt 7.2.1.

Im Bild 7.5 wird nicht gezeigt, wie die teilnehmerreduzierten totalen Systemmatrizen  $\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g}$  aus den geschätzten Kanalimpulsantworten  $\hat{\underline{\mathbf{h}}}$  unter Beachtung des Selektionsvektors  $\alpha$  und unter Kenntnis der CDMA-Codes  $\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$  gebildet werden. Das Verfahren ist zum Beispiel in [Naß95] ausführlich beschrieben. Die Neuerung besteht darin, daß man dem Selektionsvektor  $\alpha$  entnehmen muß, welche Interzellinterferenzquellen beim Bilden der teilnehmerreduzierten totalen Systemmatrix  $\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},2}$  der zweiten Gruppe zu berücksichtigen sind. Die teilnehmerreduzierte totale Systemmatrix  $\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},1}$  beinhaltet immer alle Mobilstationen der Referenzzelle. Man beachte, daß die teilnehmerreduzierten totalen Systemmatrizen  $\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g}$  aufgrund der zeitvarianten Kanalimpulsantworten  $\underline{\mathbf{h}}$  von Burst zu Burst verschieden sein können. Man wird die teilnehmerreduzierten totalen Systemmatrizen  $\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g}$  für alle  $I_D$  Bursts eines Verschachtelungsrahmens nur

einmal in der ersten Phase der Empfangssignalverarbeitung berechnen und dann für die weiteren Iterationen in der zweiten Phase der Empfangssignalverarbeitung zwischenspeichern. Eine erhebliche Reduktion der erforderlichen Rechenleistung ist möglich, wenn man die Schätzmatrizen  $(\mathbf{A}_{\text{red},g} {}^*T \mathbf{A}_{\text{red},g})^{-1} \mathbf{A}_{\text{red},g} {}^*T$  ebenfalls nur einmal berechnet und dann zwischenspeichert.

Normalerweise interessiert man sich letztendlich nur für das Detektionsergebnis  $\hat{\mathbf{d}}_{\text{red},1}$  der Gruppe der Mobilstationen der Referenzzelle. Die von den Interzellinterferenzquellen gesendeten Daten  $\hat{\mathbf{d}}_{\text{red},2}$  sind irrelevant. In diesem Fall kann der Rechenaufwand des Multi-Step Joint Detection um die Hälfte reduziert werden, indem man nur die tatsächlich benötigten Ergebnisse berechnet. Man stellt fest, daß man in jeder Iteration nur eine der beiden Gruppen von Mobilstationen tatsächlich detektieren muß. Wenn man beispielsweise insgesamt drei Iterationen durchführt, braucht man in der dritten und letzten Iteration nur die Mobilstationen der Referenzzelle zu detektieren. Um die Rekonstruktion der Signale der zweiten Gruppe in dieser dritten Iteration durchführen zu können, benötigt man nur das Detektionsergebnis der zweiten Gruppe aus der zweiten Iteration. Das Detektieren der zweiten Gruppe in der zweiten Iteration erfordert zur Signalrekonstruktion wiederum nur das Detektieren der ersten Gruppe in der ersten Iteration.

## 7.3 Abschätzung der Systemperformanz

### 7.3.1 Erhöhen der Systemkapazität

Techniken der Interferenzreduktion kann man dazu nutzen, die spektrale Effizienz  $\eta$  des Mobilfunksystems zu erhöhen. Die Erhöhung der spektralen Effizienz  $\eta$  kommt dadurch zustande, daß man dank Interferenzreduktion bei gleichbleibender Systembandbreite  $B_u$ , Datenrate je Teilnehmer  $R$ , Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_b$  und Outage Probability  $P_{\text{out}}$  mehr Teilnehmer  $K$  je Zelle unterbringen kann oder eine kleinere Clustergröße  $r$  verwenden kann. Ziel dieses Abschnitts ist es, diesen durch Interferenzreduktion erzielbaren Gewinn abzuschätzen. Aufgrund der vielen gemachten Vereinfachungen, insbesondere beim Abschätzen der Bitfehlerkurven, siehe Kapitel 6, kann man nicht erwarten, daß die hier ermittelten Werte für die spektralen Effizienzen sehr exakt sind. Entscheidend ist vielmehr, daß die Verhältnisse der für verschiedene Systemparametrisierungen ermittelten spektralen Effizienzen  $\eta$  zueinander stimmig sind, und so die mit Interzellinterferenzreduktion gegenüber einem System ohne Interzellinterferenzreduktion erzielbare Verbesserung ermittelt werden kann.

Mit der Anzahl an Zeitschlitzten je Rahmen  $N_t$ , der Anzahl der kommunizierenden Mobilstationen je Zeitschlitz und Zelle  $K_R$ , der Datenrate  $R$  je Mobilstation, der Clustergröße  $r$  und der Bandbreite  $B_u$  eines Frequenzkanals ergibt sich die spektrale Effizienz des Mobilfunksystems zu [Ste96]

$$\eta = \frac{N_t K_R R}{r B_u} . \quad (7.4)$$

Dies setzt voraus, daß die mindestens geforderte Dienstgüte, charakterisiert durch die maximale akzeptable Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc,max}$  und die Outage Probability  $P_{out}$ , in diesem Mobilfunksystem bei dieser Parametrisierung gegeben ist. Für das hier untersuchte Mobilfunksystem gelten die in Tabelle 7.1 zusammengefaßten Parameter und Dienstgütekriterien. Ziel des letzten, in diesem Abschnitt diskutierten Entwurfschrittes ist es, geeignete Werte für

- die Anzahl der Mobilstationen in der Referenzzelle  $K_R$ ,
- die Anzahl der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen  $K_B$  und
- die Clustergröße  $r$

zu ermitteln. Dabei soll eine möglichst hohe spektrale Effizienz  $\eta$  erreicht werden. Das Parametertripel  $(K_R, K_B, r)$  beeinflusst die spektrale Effizienz  $\eta$  auf zweierlei Art und Weise. Einerseits hängt von diesen Parametern ab, ob das Mobilfunksystem überhaupt die Dienstgütekriterien erfüllt. Andererseits gehen die Parameter teilweise in die Berechnungsformel (7.4) für die spektrale Effizienz  $\eta$  ein. Es bietet sich daher folgende Vorgehensweise zum Ermitteln der spektralen Effizienz  $\eta$  für ein Parametertripel  $(K_R, K_B, r)$  an:

- Man untersucht, ob das Parametertripel  $(K_R, K_B, r)$  die Dienstgütekriterien erfüllt.
- Falls das Parametertripel  $(K_R, K_B, r)$  die Dienstgütekriterien erfüllt, berechnet man die spektrale Effizienz  $\eta$  nach (7.4).

Zum Überprüfen, ob ein Parametertripel  $(K_R, K_B, r)$  die Dienstgütekriterien erfüllt, hat sich folgendes Verfahren bewährt [Ste96]:

- Zunächst ermittelt man anhand der für das Parametertripel  $(K_R, K_B, r)$  gültigen Bitfehlerkurve, welches Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang zum Erreichen der maximal akzeptablen Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc,max}$  benötigt wird.



Tabelle 7.1. Parameter und Dienstgütekriterien des betrachteten Mobilfunksystems

Parameter und Dienstgütekriterien	Wert
Anzahl der Zeitschlitze je Rahmen	$N_t = 16$
Datenrate je Mobilstation	$R = 12,2 \text{ kBit/s}$
Bandbreite eines Funkkanals	$B_u = 4,096 \text{ MHz}$
maximale akzeptable Bitfehlerwahrscheinlichkeit	$P_{bc,max} = 10^{-3}$
Outage Probability	$P_{out} = 10\%$

- In einem zweiten Schritt ermittelt man mit Hilfe der Verteilungsfunktion des Signal–Stör–Verhältnisses die Wahrscheinlichkeit, mit der dieses mindestens erforderliche Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma$  unterschritten wird. Ist diese Wahrscheinlichkeit kleiner als die akzeptable Outage Probability  $P_{out}$ , so erfüllt das Mobilfunksystem die Dienstgütekriterien.

Bild 7.6 verdeutlicht diese Vorgehensweise nochmals. Die Parameter aus dem Parametertripel  $(K_R, K_B, r)$  beeinflussen die spektrale Effizienz  $\eta$  durch mehrere, teils gegenläufige Effekte, so daß es eine optimale Parametrisierung gibt.

- Erhöht man die Clustergröße  $r$ , so sinkt die Outage Probability  $P_{out}$  bei gegebener Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc,max}$ . Andererseits wird die spektrale Effizienz  $\eta$  nach (7.4) kleiner.
- Erhöht man die Anzahl der Mobilstationen in den Zellen  $K_R$ , so wird bei vorgegebener Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc,max}$  die Outage Probability  $P_{out}$  deutlich größer, da sowohl die Degradation bei der Datendetektion als auch die Interferenzstärke zunehmen. Andererseits wird die spektrale Effizienz  $\eta$  nach (7.4) größer.
- Erhöht man die Anzahl der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen  $K_B$ , so steigen einerseits die Degradationen bei der Datendetektion, man benötigt also ein größeres Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang zum Erreichen der maximal akzeptablen Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc,max}$ . Andererseits wächst aber auch das bei gegebener Outage Probability  $P_{out}$  verfügbare Signal–Stör–Verhältnis  $\gamma$  am Empfängereingang. Man erwartet, daß beim Einbeziehen weniger starker Interzellinterferenzquellen zunächst der positive Effekt der Erhöhung des verfügbaren Signal–Stör–Verhältnisses  $\gamma$  überwiegt, beim Einbeziehen vieler

auch schwächerer Interzellinterferenzquellen aber der negative Effekt der höheren Degradation bei der Datendetektion überwiegt.

Speziell für die hier interessierende maximale akzeptable Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc,max} = 10^{-3}$  findet man die durch Simulationen gewonnenen benötigten Signal-Stör-Verhältnisse  $\gamma$  am Empfängereingang in Tabelle 6.3 bis 6.4 in Kapitel 6. Des Weiteren benötigt man Verteilungsfunktionen des Signal-Stör-Verhältnisses  $\gamma$  für verschiedene Parametertripel  $(K_R, K_B, r)$ . Bislang wurden jedoch nur Verteilungsfunktionen des Signal-Stör-Verhältnisses  $\gamma$  für den Fall  $K_B = 0$  simulativ ermittelt [Ste96]. Hierzu wurden für ein durch das Tupel  $(K_R, r)$  charakterisiertes Mobilfunkszenario viele Interferenzszenarien ausgewürfelt, das heißt, es wurden für viele verschiedene Kanalsituationen die Empfangsleistungen  $R^{(m)}$  aller Mobilstationen im Zellnetz am Ort der Basisstation der Referenzzelle ermittelt. Aus diesen Ergebnissen kann man die zugehörigen Signal-Stör-Verhältnisse  $\gamma$  berechnen und näherungsweise die Verteilungsfunktion ermitteln. Da die Zwischenergebnisse noch vorliegen, kann man ohne erneutes auswürfeln von Interferenzszenarien auch die sich nach Berücksichtigen der  $K_B > 0$  stärksten Interzellinterferenzquellen einstellenden Signal-Stör-Verhältnisse  $\gamma$  berechnen und näherungsweise die gesuchten Verteilungsfunktionen ermitteln. Die prinzipiellen Abhängigkeiten des Signal-Stör-Verhältnisses  $\gamma$  von den einzelnen Parametern werden in Bild 7.7 bis 7.9 verdeutlicht. Man erkennt folgende Zusammenhänge:

- Die Interzellinterferenz wird durch Berücksichtigen von mehr Interzellinterferenzquellen, das heißt bei größerem  $K_B$  stets reduziert. Mit größer werdender Anzahl  $K_B$  an berücksichtigten Interzellinterferenzquellen erwartet man eine Zunahme der Interferenzdiversität, das heißt steiler verlaufende Kurven. Dies liegt daran, daß im Falle kleiner Anzahlen  $K_B$  an berücksichtigten Interzellinterferenzquellen die gesamte Interzellinterferenz im wesentlichen von wenigen starken Interzellinterferenzquellen verursacht wird. Im Falle großer Anzahlen  $K_B$  an berücksichtigten Interzellinterferenzquellen wird die Interzellinterferenz jedoch von vielen schwachen Interzellinterferenzquellen verursacht. Die Simulationsergebnisse können diesen Effekt jedoch nicht bestätigen, die Kurven scheinen sich vielmehr nur entsprechend der Interferenzreduktion zu verschieben. Dies könnte daran liegen, daß das simulierte Mobilfunkszenario insgesamt nur 48 Mobilstationen enthielt, das heißt, nach Berücksichtigen der  $K_B$  stärksten Interzellinterferenzquellen zu wenige Interzellinterferenzquellen übrigbleiben, um eine realitätsnahe Statistik der verbleibenden Interzellinterferenz zu ermitteln.

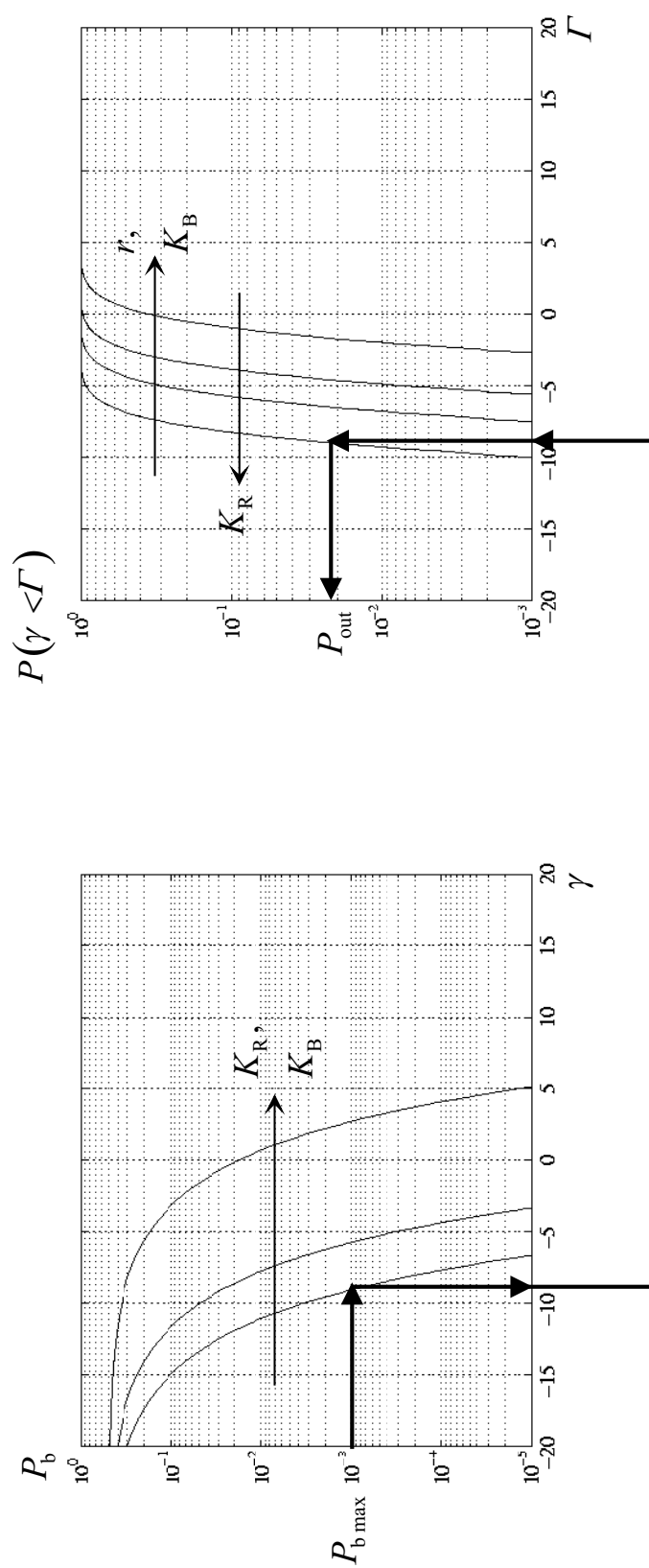


Bild 7.6. Schematische Darstellung des Verfahrens zum Ermitteln der spektralen Effizienz  $\eta$

- Bei größer werdender Clustergröße  $r$  wird die Interzellinterferenz schwächer. Mit kleiner werdender Clustergröße  $r$  steigt die Interferenzdiversität, das heißt die Kurven verlaufen steiler [Ste96].
- Die Interzellinterferenz wächst bei steigender Anzahl  $K_R$  von Mobilstationen je Zelle. Mit steigender Anzahl  $K_R$  an Mobilstationen je Zelle wird die Interferenzdiversität größer, das heißt die Kurven verlaufen steiler [Ste96].

In der Praxis ist es überflüssig, die spektrale Effizienz  $\eta$  für alle Wertetripel  $(K_R, K_B, r)$ , die das Dienstgütekriterium erfüllen, zu berechnen. Es interessiert vielmehr nur, welche maximale Mobilstationsanzahl  $K_R$  bei gegebener Clustergröße  $r$  und gegebener Anzahl  $K_B$  an berücksichtigten Interzellinterferenzquellen das Dienstgütekriterium gerade noch erfüllt und wie groß in diesem Fall die spektrale Effizienz  $\eta$  ist. Bei einer kleineren Anzahl  $K_R$  an Mobilstationen je Zelle wird das Dienstgütekriterium auf jeden Fall erfüllt. Die maximale spektrale Effizienz ergibt sich bei sonst unveränderter Parametrisierung immer bei der größtmöglichen Anzahl  $K_R$  an Mobilstationen je Zelle. Tabelle 7.2 faßt die für das betrachtete Mobilfunksystem ermittelten spektralen Effizienzen  $\eta$  zusammen. Es ist anzumerken, daß die Abschätzungen der spektralen Effizienzen  $\eta$  für große Anzahlen  $K_B$  an berücksichtigten Interzellinterferenzquellen sehr optimistisch sind. Wenn man große Anzahlen  $K_B$  an Interzellinterferenzquellen berücksichtigt, so berücksichtigt man auch einige sehr schwache Interzellinterferenzquellen. Die Kanalimpulsantworten schwacher Interzellinterferenzquellen lassen sich jedoch im Gegensatz zu den Kanalimpulsantworten starker Interzellinterferenzquellen nur sehr ungenau schätzen, so daß die durch Einbeziehen schwächerer Interzellinterferenzquellen erzielbaren Gewinne in der Praxis deutlich geringer als die Abschätzungen ausfallen. Mit  $K_B = 0$  sind als Sonderfall Mobilfunksysteme ohne Interzellinterferenzreduktion enthalten. Die ohne Interzellinterferenzreduktion erreichbare maximale spektrale Effizienz ist

$$\eta = 0,2383 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz Zelle}} \quad (7.5)$$

und wird mit  $K_R = 5$  Mobilstationen je Zelle bei einer Clustergröße  $r = 1$  erreicht. Mit Interzellinterferenzreduktion ist eine maximale spektrale Effizienz

$$\eta = 0,3813 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz Zelle}} \quad (7.6)$$

bei  $K_R = 8$  Mobilstationen je Zelle, mindestens  $K_B = 4$  berücksichtigten Interzellinterferenzquellen und einer Clustergröße  $r = 1$  erreichbar. Zusammenfassend kann man sagen, daß in der Aufwärtsstrecke des betrachteten Mobilfunksystems durch Techniken der Interzellinterferenzreduktion eine Erhöhung der spektralen Effizienz um ca. 60% möglich ist.

Tabelle 7.2. Spektrale Effizienzen  $\eta$ 

		$r = 1$		$r = 3$		$r = 4$		$r = 7$	
		$K_R$	$\eta / \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz Zelle}}$	$K_R$	$\eta / \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz Zelle}}$	$K_R$	$\eta / \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz Zelle}}$	$K_R$	$\eta / \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz Zelle}}$
$K_B$	0	5	0,2383	12	0,1906	13	0,1549	15	0,1021
	1	6	0,2859	13	0,2065	14	0,1668	16	0,1089
	2	7	0,3336	14	0,2224	15	0,1787	16	0,1089
	3	7	0,3336	14	0,2224	15	0,1787	16	0,1089
	4	8	0,3813	14	0,2224	15	0,1787	16	0,1089
	5	8	0,3813	14	0,2224	15	0,1787	16	0,1089
	6	8	0,3813	14	0,2224	15	0,1787	16	0,1089
	7	8	0,3813	14	0,2224	15	0,1787	16	0,1089
	8	8	0,3813	14	0,2224	15	0,1787	16	0,1089
	9	8	0,3813	14	0,2224	15	0,1787	16	0,1089
	10	7	0,3336	13	0,2065	14	0,1668	16	0,1089
	11	7	0,3336	13	0,2065	14	0,1668	15	0,1021
	12	6	0,2859	13	0,2065	14	0,1668	15	0,1021
	13	6	0,2859	12	0,1906	14	0,1668	15	0,1021
	14	5	0,2383	13	0,2065	14	0,1668	15	0,1021
	15	4	0,1906	11	0,1747	13	0,1549	15	0,1021
16	3	0,1430	10	0,1589	12	0,1430	15	0,1021	

### 7.3.2 Erhöhen der Übertragungsqualität

Ein weiterer möglicher Nutzen von Techniken der Interzellinterferenzreduktion neben der bereits in Abschnitt 7.3.1 diskutierten Erhöhung der spektralen Effizienz  $\eta$  besteht in einem Verbessern der Dienstgüte bei gleichbleibender spektraler Effizienz  $\eta$ . Hier interessiert insbesondere eine Reduktion der Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}$  bei gleichbleibender Anzahl  $K_R$  an Mobilstationen je Zelle und gleichbleibender Clustergröße  $r$  und gleichbleibender Outage Probability  $P_{out}$ . Die Vorgehensweise zum Ermitteln dieser Verbesserung der Bitfehlerwahrscheinlichkeiten ist ähnlich zu dem bereits diskutierten Verfahren des Ermitteln der spektralen Effizienz  $\eta$ . Man geht von einer vorgegebenen Outage Probability  $P_{out} = 10\%$  aus und ermittelt für jedes Wertetripel  $(K_R, K_B, r)$  zunächst aus der Verteilungsfunktion des Signal-Stör-Verhältnisses  $\gamma$  das verfügbare Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  und anschließend aus der Bitfehlerkurve die sich bei diesem Signal-Stör-Verhältnis  $\gamma$  einstellende Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}$ .

In Tabelle 7.3 sind die ohne Techniken der Interzellinterferenzreduktion, das heißt mit  $K_B = 0$ , erreichbaren Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}$  für verschiedenen Anzahlen  $K_R$  an Mobilstationen je Zelle und eine Clustergröße von  $r = 1$  zusammengefaßt. Tabelle 7.4 kann man die mit Techniken der Interzellinterferenzreduktion erzielbaren Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}$  entnehmen. Für jede Anzahl  $K_R$  an Mobilstationen je Zelle ist jeweils nur die kleinstmögliche Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{bc}$  und die hierzu erforderliche Anzahl  $K_B$  an berücksichtigten Interzellinterferenzquellen aufgeführt.

Tabelle 7.3. Ohne Interzellinterferenzreduktion erzielbare Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}$ ; Clustergröße  $r = 1$

$K_R$	1	2	3	4	5	6	7	8
$P_{bc}$	$10^{-17}$	$10^{-10}$	$5 \cdot 10^{-7}$	$2,1 \cdot 10^{-5}$	$2,3 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$4,9 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-2}$

Tabelle 7.4. Mit Interzellinterferenzreduktion erzielbare Bitfehlerwahrscheinlichkeiten  $P_{bc}$ ; Clustergröße  $r = 1$

$K_R$	1	2	3	4	5	6	7	8
$K_B$	16	9	9	8	8	8	7	7
$P_{bc}$	$\approx 0$	$\approx 0$	$1,1 \cdot 10^{-29}$	$7,3 \cdot 10^{-17}$	$4,3 \cdot 10^{-11}$	$9,5 \cdot 10^{-8}$	$1,1 \cdot 10^{-5}$	$2,3 \cdot 10^{-4}$

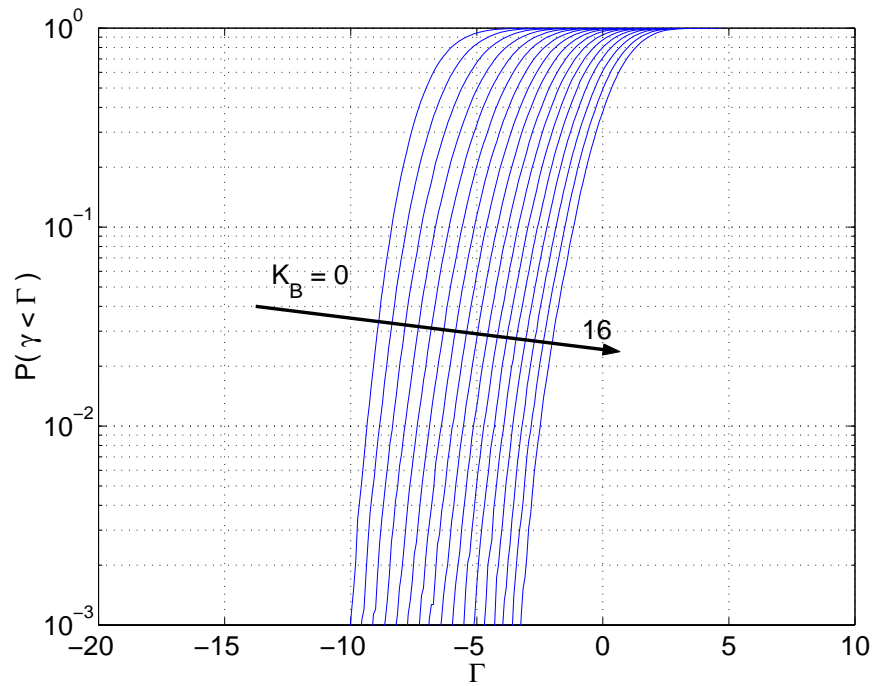


Bild 7.7. Verteilungsfunktion des Signal–Stör–Verhältnisses  $\gamma$  abhängig von der Anzahl  $K_B$  der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $r = 1$

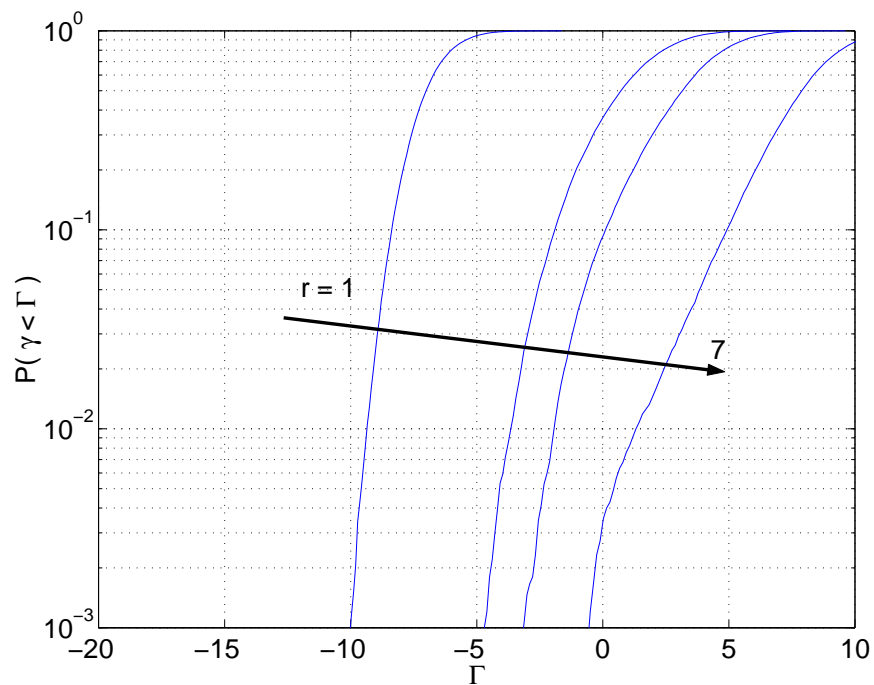


Bild 7.8. Verteilungsfunktion des Signal–Stör–Verhältnisses  $\gamma$  abhängig von der Clustergröße  $r$ ; Parameter:  $K_R = 8$ ,  $K_B = 0$

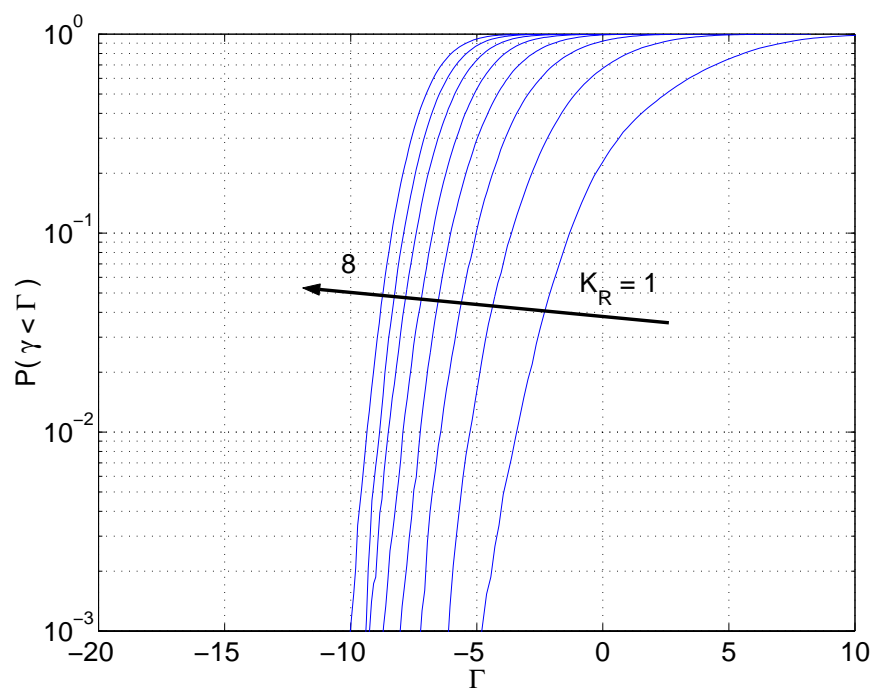


Bild 7.9. Verteilungsfunktion des Signal-Stör-Verhältnisses  $\gamma$  abhängig von der Anzahl  $K_R$  der Mobilstationen je Zelle; Parameter:  $K_B = 0$ ,  $r = 1$



## Kapitel 8

# Schlußfolgerungen und Ausblick

In dieser Dissertation wird ein Gesamtkonzept der Interzellinterferenzreduktion in der Aufwärtsstrecke eines TD-CDMA-Mobilfunksystems detailliert vorgestellt und sowohl theoretisch als auch simulativ untersucht. Es wird gezeigt, daß die Interzellinterferenzreduktion machbar ist und keinen wesentlich höheren Signalverarbeitungsaufwand als die konventionelle gemeinsame Detektion der Signale der Referenzzelle erfordert. Bei den vorgestellten Verfahren sind auch keine standardisierungsrelevanten Erweiterungen des Mobilfunkkonzeptes TD-CDMA erforderlich, das heißt, die Interzellinterferenzreduktion erfolgt ausschließlich bei der Empfangssignalverarbeitung in der Basisstation. Es sind keine Änderungen an den von den Mobilstationen zu sendenden Signalen erforderlich. Die Empfangssignalverarbeitung mit Interzellinterferenzreduktion läßt sich in die drei Schritte

- Identifikation der wenigen relevanten Interzellinterferenzquellen unter den vielen potentiellen Interzellinterferenzquellen anhand der gesendeten Mittambelsignale,
- Berücksichtigen der Interzellinterferenzquellen bei der Kanalschätzung mit dem Ziel, die Kanalimpulsantworten der Mobilstationen der Referenzzelle und der Interzellinterferenzquellen mit einer möglichst guten Qualität zu schätzen und
- Detektieren der Daten der Mobilstationen der Referenzzelle mit dem auf der Idee des Schätzens und Eliminierens der Interferenzsignale beruhenden Verfahren Multi-Step Joint Detection

zerlegen. Ein zentrales Problem beim Entwurf der Kanalschätzer und Datenschätzer besteht darin, daß das TD-CDMA-Mobilfunksystem in Bezug auf die Anzahl der unbekannt zu schätzenden Parameter und der Anzahl der dazu zur Verfügung stehenden Gleichungen derart ausgelegt ist, daß der Einsatz linearer Schätzverfahren gerade noch möglich ist. Da sich bei Berücksichtigen der Interzellinterferenz die Anzahl der zur Verfügung stehenden Gleichungen nicht erhöht, nun aber auch noch Parameter der Interzellinterferenzquellen geschätzt werden müssen, gilt es, leistungsfähigere, aufwandsgünstige, nichtlineare Verfahren zu finden. Die gefundenen Verfahren basieren darauf, bei der Kanalschätzung einige Kanalkoeffizienten aufgrund des a priori Wissens über die Kanalimpulsantworten gleich Null zu setzen und bei der Datenschätzung durch ein iteratives Verfahren die Fehlerschutzcodierung mit einzubeziehen.

Schließlich wird der mit Verfahren der Interzellinterferenzreduktion erreichbare Gewinn untersucht. Es wird gezeigt, daß sich die spektrale Effizienz des Mobilfunksystems durch Einsatz von Interzellinterferenzreduktionstechniken um ca. 60% erhöhen läßt. Es ist aber auch möglich, die Dienstgüte bei gleichbleibender spektraler Effizienz zu verbessern. So ist es beispielsweise möglich, die Bitfehlerrate in einem typischen Mobilfunksystem durch Interzellinterferenzreduktion um mehrere Zehnerpotenzen zu reduzieren.

Die hier vorgestellten Techniken der Interzellinterferenzreduktion in der Aufwärtsstrecke lassen sich relativ problemlos auf die Abwärtsstrecke übertragen, da die Abwärtsstrecke im Hinblick auf den Einsatz von Interzellinterferenzreduktionstechniken unproblematischer als die Aufwärtsstrecke ist. Dies liegt im wesentlichen daran, daß in der Abwärtsstrecke in einem synchronisierten Netz nur die wenigen umliegenden Basisstationen als potentielle Interzellinterferenzquellen in Betracht kommen. Dies vereinfacht insbesondere die Identifikation der Interzellinterferenzquellen und die Kanalschätzung.

Zumindest aus theoretischer Sicht könnten netzbasierte Verfahren der Interzellinterferenzreduktion besonders reizvoll sein. Es wäre zum Beispiel denkbar, in der Aufwärtsstrecke die Daten benachbarter Zellen gemeinsam aus den Empfangssignalen aller benachbarter Zellen zu schätzen. Man stellt fest, daß bei Anwenden derartiger Techniken das einzige, das Potential von Interzellinterferenzreduktionstechniken begrenzende Problem das Schätzen aller Kanalimpulsantworten von allen relevanten Mobilstationen zu allen Basisstationen ist. Die Anzahl der unbekanntenen Kanalkoeffizienten steigt quadratisch mit der Größe des betrachteten Zellnetzausschnitts, die Anzahl der zum Schätzen der Kanalkoeffizienten zur Verfügung stehenden Gleichungen steigt jedoch nur linear mit der Größe des Zellnetzausschnitts. Bei der Datenschätzung sind keine Probleme zu erwarten, da sowohl die Anzahl der unbekanntenen Datensymbole als auch die Anzahl der zum Schätzen der Datensymbole zur Verfügung stehenden Gleichungen linear mit der Größe des betrachteten Zellnetzausschnitts wachsen.

# Kapitel 9

## Zusammenfassung

Moderne Mobilfunksysteme, die nach dem zellularen Konzept arbeiten, sind interferenzbegrenzte Systeme. Ein wesentliches Ziel beim Entwurf zukünftiger Mobilfunkkonzepte ist daher die Reduktion der auftretenden Interferenz. Nur so läßt sich die spektrale Effizienz künftiger Mobilfunksysteme noch signifikant gegenüber dem Stand der Technik steigern. Die Elimination der Intrazellinterferenz, das heißt der auftretenden Wechselwirkungen zwischen Signalen mehrerer von der gleichen Zelle bedienter Teilnehmer, durch gemeinsame Detektion ist bereits ein wesentliches Merkmal des Luftschnittstellenkonzepts TD-CDMA. Ein bislang noch weitgehend unbeachtetes Potential zum Steigern von spektraler Effizienz und Kapazität hingegen ist die Reduktion der Interzellinterferenz, das heißt der durch Teilnehmer verschiedener Zellen wechselseitig verursachten Interferenz. Insbesondere in Systemen mit niedrigen Clustergrößen verspricht eine Reduktion der in diesem Fall sehr starken Interzellinterferenz erhebliche Gewinne. Die Interzellinterferenzreduktion ist daher der logische nächste Schritt nach der Intrazellinterferenzreduktion.

Die vorliegende Arbeit leistet einen Beitrag zum Entwickeln gewinnbringender Verfahren zur Reduktion der Interzellinterferenz in zukünftigen Mobilfunksystemen durch entsprechende Berücksichtigung und Elimination des Einflusses der Interzellinterferenzsignale in der empfängerseitigen Signalverarbeitung. Ziel ist eine verbesserte Schätzung der übertragenen Teilnehmerdaten zu erhalten, dazu werden Signale von Interzellinterferenzquellen beim Datenschätzen berücksichtigt. Die dabei benötigten Informationen werden mit den ebenfalls erläuterten Verfahren zur Identifikation und Selektion starker Interzellinterferenzquellen sowie einer gegenüber dem bisherigen Systementwurf erweiterten Kanalschätzung gewonnen. Es wird gezeigt, daß sich mit einem aufwandsgünstigen Detektor die relevanten Interzellinterferenzquellen zuverlässig identifizieren lassen. Mit einem auf kurze Mobilfunkkanäle, die in Hotspots vermehrt zu erwarten sind, optimierten Kanalschätzverfahren werden die aktuellen Mobilfunkkanalimpulsantworten für alle relevanten Teilnehmer bestimmt. Um die Datenschätzung für viele Teilnehmer durchführen zu können, wird das Schätzverfahren Multi-Step Joint Detection entworfen, das die von der herkömmlichen gemeinsamen Detektion bekannte SNR-Degradation verringert.

Die Simulationsergebnisse zeigen die Leistungsfähigkeit des entworfenen Systemkonzeptes. Die Interzellinterferenzreduktionsverfahren können sowohl zum Erhöhen der spektralen Effizienz des Systems, als auch zu einer Verbesserung der Dienstgüte bei gleichbleibender spektraler Effizienz gewinnbringend eingesetzt werden.

# Kapitel 10

## Summary

Modern mobile communication systems that are based on the cellular concept, are interference limited systems. While designing novel mobile communication concepts it is a major goal to reduce interference. This is the only way to get a significant improvement of the spectral efficiency compared to state of the art solutions. Using joint detection, elimination of intracell interference, that is interference caused by users being active in the same cell, is already an essential feature of the air interface concept TD-CDMA. However, a so far mostly unnoted potential to increase spectral efficiency and capacity is the reduction of intercell interference, the interference caused by users of other cells. Especially in systems with low reuse factors reduction of intercell interference promises remarkable gains. Therefore reduction of intercell interference is consequentially the next step after reduction of intracell interference.

This work contributes to the development of efficient concepts of intercell interference reduction for future mobile communication systems by considering and eliminating intercell interference signals in the receiver signal processing. The goal is to get improved estimates of the transmitted user data, therefore signals of intercell interferers are included in the data estimation process. To perform this task, additional information is required, which is gained by the also described concepts for identification and selection of strong intercell interferers, and the, compared to the conventional method, enhanced channel estimation. It is shown that a reliable identification of relevant intercell interferers can be accomplished by a low complexity detector. With a channel estimation technique, especially optimised for short channel impulse responses, which are typical for hot spot areas, channel impulse responses for all users of interest are estimated. Data estimation is performed by the newly designed estimation concept multi-step joint detection, which lowers the SNR-degradation well known from conventional joint detection.

The capability of the developed system concept is shown by simulation results. The technique of intercell interference reduction can be utilized to increase the spectral efficiency of the system as well as to improve the quality of service while keeping the spectral efficiency unchanged.

# Anhang A

## Liste häufig verwendeter Formelzeichen und Abkürzungen

### A.1 Formelzeichen

$a^{(m)}(t)$	Eingangssignal des Signatursignaldetektors
$a_{n_P}$	Gewicht eines Pfades der Kanalimpulsantwort
$A$	Amplitude eines gesendeten Signatursignals
$A^{(m)}$	Amplitude des Empfangssignals, das auf ein Signatursignal zurückgeht
$\underline{\mathbf{A}}$	totale Systemmatrix
$\tilde{\underline{\mathbf{A}}}$	modifizierte Systemmatrix bei MSJD
$\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$	teilnehmerspezifische Systemmatrix
$\underline{\mathbf{A}}_{\text{red},g}$	teilnehmerreduzierte totale Systemmatrix
$B_u$	Bandbreite eines Teilnehmerfrequenzbandes
$c$	Lichtgeschwindigkeit
$\mathbf{c}$	Gewichtsvektor der Nachinterpolationsfunktion
$\underline{\mathbf{c}}^{(k)}$	CDMA-Codevektor eines Teilnehmers
$c_n$	Element des Gewichtsvektors der Nachinterpolationsfunktion
$\cos(\cdot)$	Kosinusfunktion
$C$	mittlere Empfangsleistung einer Mobilstation an der Basisstation der Referenzzelle
$C^{(m)}$	Empfangsleistung der Mobilstation $m$ an der Basisstation der Referenzzelle
$d^{(u,z)}$	SNR-Degradation eines Mittambelcodes
$\hat{d}_n^{(k)}$	Element eines geschätzten teilnehmerspezifischen Datenvektors
$\underline{\mathbf{d}}$	totaler Datenvektor
$\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$	teilnehmerspezifischer Datenvektor
$\hat{\underline{\mathbf{d}}}$	geschätzter totaler Datenvektor
$\hat{\underline{\mathbf{d}}}$	rekonstruierter totaler Datenvektor
$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}$	geschätzter teilnehmerspezifischer Datenvektor
$\hat{\underline{\mathbf{d}}}^{(k)}$	rekonstruierter teilnehmerspezifischer Datenvektor
$d_f$	freie Distanz des Faltungscodes
$\underline{d}_n^{(k)}$	Element eines teilnehmerspezifischen Datenvektors
$\underline{\mathbf{d}}_{\text{red},g}$	teilnehmerreduzierter Datenvektor der Gruppe $g$
$d_u$	SNR-Degradation der ML-Kanalschätzung
$\underline{\mathbf{d}}_u^{(k)}$	uncodierter teilnehmerspezifischer Datenvektor
$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_u$	geschätzter uncodierter totaler Datenvektor
$\hat{\underline{\mathbf{d}}}_u^{(k)}$	geschätzter uncodierter teilnehmerspezifischer Datenvektor

$\underline{\mathbf{e}}$	Empfangsvektor der auf Datensymbole zurückgeht
$\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$	teilnehmerspezifischer Empfangsvektor der auf Datensymbole zurückgeht
$\tilde{\underline{\mathbf{e}}}$	erweiterter Eingangsvektor des Datenschätzers
$\underline{\hat{\mathbf{e}}}^{(k)}$	rekonstruierter Empfangssignalanteil eines Teilnehmers
$\underline{\mathbf{e}}_{\text{bu}}$	Empfangssignalvektor mit Signalen eines kompletten Bursts
$\underline{\mathbf{e}}_{\text{bu}}^{(k,z)}$	teilnehmerspezifischer Empfangssignalvektor mit Signalen eines kompletten Bursts
$\underline{\mathbf{e}}_{\text{d}}^{(\cdot)}$	Empfangsvektor der auf Datensymbole eines Datenblocks zurückgeht
$\underline{\mathbf{e}}_{\text{d}}^{(k,z,\cdot)}$	teilnehmerspezifischer Empfangssignalvektor der auf Datensymbole eines Datenblocks zurückgeht
$\underline{\mathbf{e}}_{\text{m}}$	totaler Mittambelempfangssignalvektor
$\underline{\mathbf{e}}_{\text{m}}^{(k,z)}$	teilnehmerspezifischer Mittambelempfangssignalvektor
$\underline{\mathbf{e}}_{\text{red},g}$	teilnehmerreduzierter Empfangssignalvektor der Gruppe $g$
$\exp\{.\}$	Exponentialfunktion
$E\{.\}$	Erwartungswert
$f(r, \alpha, \sigma_{\text{G}})$	zellulare Interferenzfunktion
$f_0$	Trägerfrequenz
$f_{\text{D},n_{\text{P}}}$	Dopplerfrequenz des Pfades $n_{\text{P}}$ einer Kanalimpulsantwort
$f_{\text{D},\text{max}}$	maximale Dopplerfrequenz
$f_{\text{g}}$	Grenzfrequenz bei der Tiefpaßfilterung
$f_n(i)$	Basisfunktion der Nachinterpolation
$f^{(m)}$	teilnehmerspezifische Signatursignalfrequenz
$\Delta f$	Differenz benachbarter Signatursignalfrequenzen
$\underline{\mathbf{F}}$	allgemeine Rückkopplungsmatrix
$\mathbf{F}$	Matrix der Funktionswerte bei der Nachinterpolation
$g$	Gruppennummer
$g^{(m)}$	mittlerer Funkfeldgewinn des Mobilfunkkanals der Mobilstation $m$ zur Basisstation der Referenzzelle
$g_{\text{mom}}^{(m)}$	momentaner Funkfeldgewinn des Mobilfunkkanals der Mobilstation $m$ zur Basisstation der Referenzzelle
$g_{\text{R}}$	Antennengewinn der Empfangsantenne
$g_{\text{T}}^{(m)}$	Antennengewinn der Sendeantenne
$G^{(m)}$	logarithmierter Funkfeldgewinn des Mobilfunkkanals der Mobilstation $m$ zur Basisstation der Referenzzelle
$\mathbf{G}$	Generatormatrix des Faltungscodes
$\underline{\mathbf{G}}$	totale Mittambelmatrix
$\underline{\mathbf{G}}^{(z)}$	zellenspezifische Mittambelmatrix
$\underline{\mathbf{G}}^{(k,z)}$	teilnehmerspezifische Mittambelmatrix
$\tilde{\underline{\mathbf{G}}}$	geschrumpfte totale Mittambelmatrix
$\tilde{\underline{\mathbf{G}}}^{(z)}$	geschrumpfte zellenspezifische Mittambelmatrix
$\tilde{\underline{\mathbf{G}}}^{(k,z)}$	geschrumpfte teilnehmerspezifische Mittambelmatrix
$\underline{h}^{(k,z)}$	zeitkontinuierliche Kanalimpulsantwort
$\underline{h}^{(k,z)}(\tau)$	zeitkontinuierliche Kanalimpulsantwort

$\underline{h}(\tau, t)$	zeitkontinuierliche Kanalimpulsantwort
$\underline{\mathbf{h}}$	totaler Kanalimpulsantwortvektor
$\underline{\mathbf{h}}^{(z)}$	zellenspezifischer Kanalimpulsantwortvektor
$\underline{\mathbf{h}}^{(k,z)}$	teilnehmerspezifischer Kanalimpulsantwortvektor
$\hat{\underline{\mathbf{h}}}$	geschätzter totaler Kanalimpulsantwortvektor
$\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k,z)}$	geschätzter teilnehmerspezifischer Kanalimpulsantwortvektor
$\tilde{\underline{\mathbf{h}}}$	geschrumpfter Kanalimpulsantwortvektor
$h_{\text{MF}}(\tau)$	Impulsantwort eines Matched-Filter
$h_{\text{R}}$	Höhe von der Empfangsantenne der Basisstation über Grund
$h_{\text{T}}^{(m)}$	Höhe von der Sendeantenne der Mobilstation $m$ über Grund
$\hat{h}_u$	Schätzung eines Elements des Kanalimpulsantwortvektors
$\underline{h}_w^{(k,z)}$	Element des teilnehmerspezifischen Kanalimpulsantwortvektors
$\underline{h}_w^{(k,z)}$	Element des teilnehmerspezifischen Kanalimpulsantwortvektors
$\hat{\underline{h}}_w^{(k,z)}$	Schätzung eines Elements des teilnehmerspezifischen Kanalimpulsantwortvektors
$I$	gesamte Interzellinterferenzleistung
$I^{(m)}$	Interzellinterferenzleistung des Teilnehmers $m$
$I_0(\cdot)$	Besselfunktion
$I_{\text{B}}$	Interferenzleistung der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen
$I_{\text{D}}$	Verschachtelungstiefe
$I_{\text{I}}$	Interzellinterferenzleistung der CDMA-Signale
$I_{\text{rest}}$	verbleibende Interzellinterferenzleistung
$I_{\text{S}}$	Interzellinterferenzleistung der Signatursignale
$\mathbf{I}$	Einheitsmatrix
$K$	Anzahl an Mobilstationen einer Zelle
$K^{(z)}$	Anzahl aktiver Mobilstationen in Zelle $z$
$\bar{K}$	mittlere Anzahl an Mobilstationen pro Zelle
$K_{\text{a}}$	Anzahl der Empfangsantennen pro Basisstation
$K_{\text{B}}$	Anzahl der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen
$K_{\text{g}}$	Größe der ersten Gruppe bei MSJD
$K_{\text{ges}}$	Gesamtzahl der in der Empfangssignalverarbeitung berücksichtigten Mobilstationen
$K_{\text{I}}$	Anzahl aller Interzellinterferenzquellen
$K_{\text{max}}$	Max. Anzahl gleichzeitig aktiver Mobilstationen pro Zeitschlitz
$K_{\text{R}}$	Anzahl der Mobilstationen in der Referenzzelle
$\mathbb{K}_{\text{B}}$	Menge der $K_{\text{B}}$ Interzellinterferenzquellen mit den größten $\hat{\kappa}^{(m)}$
$L$	Länge des ungestörten Teils einer Mittambel
$L_{\text{c}}$	Rückgrifftiefe des Faltungscodierers
$L_{\text{m}}$	Länge einer Mittambel
$\ln(\cdot)$	natürlicher Logarithmus
$\log_{10}$	Logarithmus zur Basis 10
$m$	Mobilstationsnummer
$\underline{m}_i^{(k,z)}$	Element des teilnehmerspezifischen Mittambelvektors

$M$	Mächtigkeit des Symbolvorrates
$\underline{\mathbf{M}}$	Schätzmatrix
$\underline{\mathbf{m}}^{(z)}$	zellenspezifischer Mittambelvektor
$\underline{\mathbf{m}}^{(k,z)}$	teilnehmerspezifischer Mittambelvektor
mod	Modulofunktion
$M$	Menge aller aktiven Mobilstationen
$M_B$	Menge der berücksichtigten Interzellinterferenzquellen
$M_I$	Menge aller Interzellinterferenzquellen
$M_R$	Menge der aktiven Mobilstationen in der Referenzzelle
$M_\nu$	Menge der $\nu$ stärksten Interzellinterferenzquellen
$n(t)$	Störsignal
$\underline{n}_u(t)$	Störsignal bei der Signatursignaldetektion
$\underline{\mathbf{n}}$	Störvektor
$\underline{\tilde{\mathbf{n}}}$	erweiterter Störvektor
$N$	Anzahl der Datensymbole in einem Empfangsblock
$N_0$	spektrale Leistungsdichte
$N_a$	Anzahl der Abgriffe des Faltungscodierers
$N_B$	Anzahl der Basisfunktionen bei der Nachinterpolation
$N_f$	Anzahl der Frequenzbereiche für FDMA
$N_I$	Mittelungstiefe der Nachinterpolation
$N_P$	Anzahl der Pfade einer Kanalimpulsantwort
$N_t$	Anzahl der Teilnehmerzeitschlitze in einem TDMA-Rahmen
$\mathbb{N}$	Menge der natürlichen Zahlen
$p$	Verhältnis der Empfangsleistungen von Signatursignalen zu CDMA-Signalen
$p^{(m)}(t)$	Signatursignal
$p.(.)$	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
$p_{g,MF}$	Prozeßgewinn des Matched-Filters
$p_{g,SI}$	Prozeßgewinn der Signatursignale
$P_b$	Bitfehlerrate
$P_{bc}^{(k)}$	codierte Bitfehlerrate
$P_{bc,max}$	maximale akzeptable Bitfehlerrate
$P_{bu}^{(k)}$	uncodierte Bitfehlerrate
$P_d$	Entdeckungswahrscheinlichkeit
$P_f$	Falschalarmwahrscheinlichkeit
$P_{fd}$	Wahrscheinlichkeit, daß mehr als ein Kanaltap $\overline{\hat{\kappa}}_w^{(m)}$ die Schwelle $S_B$ überschreitet
$P_I^{(m)}$	Signatursignalempfangsleistung der Interzellinterferenzquelle $m$
$P_m$	Mittambelperiode
$P_{out}$	Outage Probability
$P_R$	Signatursignalempfangsleistung eines Teilnehmers der Referenzzelle
$\mathbb{P}$	Menge von Pfaden einer Kanalimpulsantwort
$Q$	Anzahl der Chips pro CDMA-Code, Spreizfaktor



$r$	Clustergröße
$\underline{r}_j$	Rekonstruktionsfehler
$\underline{\mathbf{r}}$	Rekonstruktionsfehlervektor
$r_{\text{inter}}$	Interzellinterferenz–Reduktionsfaktor
$r_{\text{inter}}^{(K_B)}$	idealer Interzellinterferenz–Reduktionsfaktor
$r'_{\text{inter}}{}^{(K_B)}$	realer Interzellinterferenz–Reduktionsfaktor
$\Delta r_{\text{inter}}$	Differenz zwischen idealem und realem Interzellinterferenz–Reduktionsfaktor
$R$	Datenrate je Mobilstation
$R_c$	Coderate
$R^{(m)}$	Empfangsleistung der Mobilstation $m$ an der Basisstation der Referenzzelle
$\underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}$	Kovarianzmatrix von $\underline{\mathbf{n}}$
$\underline{\mathbf{R}}_{\text{rr}}$	Kovarianzmatrix von $\underline{\mathbf{r}}$
$S_B$	Schwelle
$t$	Zeit
$T^{(m)}$	Sendeleistung der Mobilstation $m$
$T_{\text{bu}}$	Burstdauer
$T_c$	Chipdauer
$T_d$	Datenburstdauer
$T_{\text{fr}}$	Dauer eines TDMA–Rahmens
$T_g$	Dauer der Schutzzeit
$T_h$	Kanalimpulsantwortdauer
$T_k$	Korrelationsdauer des Mobilfunkkanals
$T_m$	Dauer der Mittambel
$T_s$	Symboldauer
$u$	Nummer eines Kanalkoeffizienten
$\underline{u}^{(m)}$	Signal innerhalb des Signatursignaldetektors
$v$	Geschwindigkeit
$v(w, m)$	Funktion, die die Nummer $u$ eines bestimmten Kanalkoeffizienten in der totalen Kanalimpulsantwort liefert
$\text{Var}\{.\}$	Varianz
$w$	Nummer eines Kanalkoeffizienten
$w_0$	Position der tatsächlichen Kanalimpulsantwort
$W$	Kanalimpulsantwortlänge
$W_0$	tatsächliche Kanalimpulsantwortlänge
$W_0^{(k,z)}$	teilnehmerspezifische tatsächliche Kanalimpulsantwortlänge
$z$	Zellnummer
$\alpha$	Dämpfungsexponent
$\alpha_w^{(k,z)}$	Element des mobilstationsspezifischen Selektionsvektors
$\alpha_r$	roll–off–Faktor des Grundimpulses
$\boldsymbol{\alpha}$	totaler Selektionsvektor
$\boldsymbol{\alpha}^{(k,z)}$	mobilstationsspezifischer Selektionsvektor

$\alpha^{(z)}$	zellspezifischer Selektionsvektor
$\gamma$	Signal–Stör–Verhältnis
$\gamma^{(u,z)}$	Signal–Stör–Verhältnis eines Kanalschätzers
$\gamma_h$	Signal–Stör–Verhältnis der geschätzten Kanalimpulsantworten
$\gamma_{\text{in}}^{(k)}$	Signal–Stör–Verhältnis am Eingang eines gemeinsamen Datenschätzers
$\gamma_{\text{out}}^{(k)}$	Signal–Stör–Verhältnis am Ausgang eines gemeinsamen Datenschätzers
$\gamma_C$	Signal–Stör–Verhältnis der CDMA–Signale
$\gamma_P$	Signal–Stör–Verhältnis der Signatursignale
$\gamma_{\text{MF}}^{(u,z)}$	Signal–Stör–Verhältnis eines MF–Kanalschätzers
$\gamma_{\text{ML}}^{(u,z)}$	Signal–Stör–Verhältnis eines ML–Kanalschätzers
$\gamma_{\text{SI}}$	Signal–Stör–Verhältnis des Signatursignalschätzers
$\Gamma(\cdot)$	Gammafunktion
$\delta_j^{(g)}$	SNR–Degradation der Datenschätzung
$\underline{\Delta}^{(k)}(i)$	Fehlervektor bei MSJD
$\varepsilon^{(k)}$	Rekonstruktionsfehler
$\zeta(m)$	Funktion, die die Zellnummer $z$ der die Interzellinterferenzquelle $m$ zugeordnet ist, ausgibt
$\eta$	Spektrale Effizienz
$\eta_1$	im 1–ten Koeffizienten enthaltener Anteil der Energie einer Kanalimpulsantwort
$\theta_{n_P}$	Nullphase der Pfade einer Kanalimpulsantwort
$\kappa^{(m)}$	Interzellinterferenz–Relevanzindikator
$\hat{\kappa}^{(m)}$	Schätzung des Interzellinterferenz–Relevanzindikators
$\bar{\kappa}^{(m)}$	gemittelter Interzellinterferenz–Relevanzindikator
$\overline{\hat{\kappa}}^{(m)}$	gemittelter geschätzter Interzellinterferenz–Relevanzindikator
$\hat{\boldsymbol{\kappa}}^{(m)}$	Vektor der Interzellinterferenz–Relevanzindikatoren
$\lambda$	Wellenlänge
$\lambda'$	Nichtzentralitätsparameter einer nichtzentralen $\chi^2$ –Verteilung
$\mu(k, z)$	Funktion die jedem Tupel $(k, z)$ die entsprechende Interzellinterferenzquellennummer $m$ zuordnet
$\xi(\nu)$	Funktion, die die Nummer $m$ der $\nu$ –stärksten Interzellinterferenzquelle ausgibt
$\rho^{(m)}$	Abstand zwischen Mobilstation und Basisstation
$\sigma$	Standardabweichung der Störung des signatursignalbasierten Identifizierers
$\sigma(i)$	Standardabweichung der einem Datensymbol überlagerten Störung
$\sigma_G$	Standardabweichung des langsamen Schwundes
$\sigma_h$	Standardabweichung der geschätzten Kanalkoeffizienten
$\sigma_m$	Standardabweichung der Störung des mittambelbasierten Identifizierers
$\sigma_n$	Standardabweichung von $n(t)$
$\sigma_u$	Standardabweichung von $\underline{u}^{(m)}$
$\sigma_\kappa$	Standardabweichung von $\kappa$
$\sigma_{\bar{\kappa}}$	Standardabweichung von $\bar{\kappa}$

$\sigma_{\hat{\kappa}}^{(m)}$	Standardabweichung von $\hat{\kappa}^{(m)}$
$\tau$	Verzögerung
$\tau_{n_P}$	Verzögerung der Pfade einer Kanalimpulsantwort
$\varphi_0^{(m)}$	Nullphase
$(\cdot)^T$	Transponierte eines Vektors oder einer Matrix
$(\cdot)^*$	komplexe Konjugation einer Größe
$ \cdot $	Betrag einer Größe

## A.2 Abkürzungen

ACTS	<u>A</u> dvanced <u>C</u> ommunications <u>T</u> echnologies and <u>S</u> ervices
AWGN	<u>A</u> dditive <u>W</u> hite <u>G</u> aussian <u>N</u> oise
BS	<u>B</u> asis <u>s</u> tation
BU	<u>B</u> ad <u>U</u> rban
CDMA	<u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
COST	European <u>C</u> ooperation in the Field of <u>S</u> cientific and <u>T</u> echnical Research
DCS1800	<u>D</u> igital <u>C</u> ellular <u>S</u> ystem 1800
DECT	<u>D</u> igital <u>E</u> uropean <u>C</u> ordless <u>T</u> elephone
DL	<u>D</u> own <u>l</u> ink
ETSI	<u>E</u> uropean <u>T</u> elecommunications <u>S</u> tandards <u>I</u> nstitute
FDD	<u>F</u> requency <u>D</u> ivision <u>D</u> uplex
FDMA	<u>F</u> requency <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
FEC	<u>F</u> orward <u>E</u> rror <u>C</u> orrection
FPLMTS	<u>F</u> uture <u>P</u> ublic <u>L</u> and <u>M</u> obile <u>T</u> elecommunications <u>S</u> ystem
GSM	<u>G</u> lobal <u>S</u> ystem for <u>M</u> obile Communications
HF	<u>H</u> och <u>f</u> requenz
HT	<u>H</u> illy <u>T</u> errain
IJD	<u>I</u> teratives <u>J</u> oint <u>D</u> etection
IMT-2000	<u>I</u> nternational <u>M</u> obile <u>T</u> elecommunications – 2000
IO	<u>I</u> ndoor <u>O</u> ffice
ISI	<u>I</u> nter <u>S</u> ymbol <u>I</u> nterference
ITU	<u>I</u> nternational <u>T</u> elecommunications <u>U</u> nion
JCE	<u>J</u> oint <u>C</u> hannel <u>E</u> stimation
JD	<u>J</u> oint <u>D</u> etection
JD-CDMA	<u>J</u> oint <u>D</u> etection – <u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
MAI	<u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess <u>I</u> nterference
MF	<u>M</u> atched <u>F</u> ilter
ML	<u>M</u> aximum <u>L</u> ikelihood
MMSE	<u>M</u> inimum <u>M</u> ean <u>S</u> quare <u>E</u> rror
MS	<u>M</u> obil <u>s</u> tation

MSJD	<u>M</u> ulti- <u>S</u> tep <u>J</u> oint <u>D</u> etection
OIP	<u>O</u> utdoor to <u>I</u> ndoor and <u>P</u> edestrian
PDC	<u>P</u> ersonal <u>D</u> igital <u>C</u> ellular
PSK	<u>P</u> hase <u>S</u> hift <u>K</u> eying
PSTN	<u>P</u> ublic <u>S</u> witched <u>T</u> elephone <u>N</u> etwork
QPSK	<u>Q</u> uarternary <u>P</u> hase <u>S</u> hift <u>K</u> eying
RA	<u>R</u> ural <u>A</u> rea
SDMA	<u>S</u> pace <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
SNR	<u>S</u> ignal to <u>N</u> oise <u>R</u> atio
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
TDD	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision <u>D</u> uplex
TDMA	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
TD-SCDMA	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision - <u>S</u> ynchronous <u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
TU	<u>T</u> ypical <u>U</u> rban
UL	<u>U</u> plink
UMTS	<u>U</u> niversal <u>M</u> obile <u>T</u> elecommunications <u>S</u> ystem
UTRA	<u>U</u> MTS <u>T</u> errestrial <u>R</u> adio <u>A</u> ccess System
VHA	<u>V</u> ehicular <u>H</u> igh <u>A</u> ntenna
W-CDMA	<u>W</u> ideband - <u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
ZF	<u>Z</u> ero <u>F</u> orcing
ZF-BLE	<u>Z</u> ero <u>F</u> orcing - <u>B</u> lock <u>L</u> inear <u>E</u> qualizer

## Literatur

- [Bai89] Baier, A.: Correlative and iterative channel estimation in adaptive viterbi equalizers for tdma mobile radio systems. *ITG-Fachbericht 107, Stochastische Modelle und Methoden in der Informationstechnik*, Berlin, 1989, S. 67–75.
- [Bai94] Baier, P. W.: CDMA or TDMA? CDMA for GSM? *Proc. IEEE 5th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'94)*, Bd. 4, Den Haag, 1994, S. 1280–1284.
- [Bel57] Bellmann, R.: *Dynamic programming*. Princeton: Princeton University Press, 1957.
- [BIG74] Ben-Israel, A.; Greville, T. N. E.: *Generalized inverses: theory and applications*. New York: Wiley-Interscience, 1974.
- [BK91] Baier, A.; Koch, W.: Potential of CDMA for 3<sup>rd</sup> generation mobile radio systems. *Proc. Mobile Radio Conference*, Nice, 1991.
- [BKNS94a] Blanz, J.; Klein, A.; Naßhan, M.; Steil, A.: Cellular spectrum efficiency of a joint detection C/TDMA mobile radio system. Günther, C. G. (Hrsg.): *Proc. International Zurich Seminar on Digital Communications*, Bd. 783 der Reihe Lecture Notes in Computer Science, Zürich, 1994, S. 184–195.
- [BKNS94b] 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.
- [Bla98] Blanz, J. J.: *Empfangsantennendiversität in CDMA-Mobilfunksystemen mit gemeinsamer Detektion der Teilnehmersignale*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 535. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1998.
- [Bre59] Brennan, D. G.: Linear diversity combining techniques. *Proceedings of the IRE*, Bd. 47, 1959, S. 1075–1102.
- [BS75] Brammer, K.; Siffing, G.: *Stochastische Grundlagen des Kalman-Bucy-Filters*. München: Oldenbourg, 1975.
- [BSPJ97] Blanz, J. J.; Schmalenberger, R.; Papathanassiou, A.; Jung, P.: Smart antenna concepts for time-slotted CDMA. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Bd. 1, Phoenix, 1997, S. 11–15.
- [BWW99a] Baier, P. W.; Weber, T.; Weckerle, M.: Spreading techniques, a far-reaching technology. presented at ieee 5th international symposium on spread spectrum techniques and applications (isssta'98), sun city, 1998. Swarts, F.; et al. (Hrsg.): *CDMA Techniques for Third Generation Mobile Systems*, Boston/Dordrecht/London, 1999, S. 1–22.

- [BWW99b] Baier, P. W.; Weber, T.; Weckerle, M.: Spreading techniques, a far-reaching technology. Swarts, F.; van Rooyan, P.; Oppermann, I.; Lötter, M. P. (Hrsg.): *CDMA-Techniques for Third Generation Mobile Systems*. Kap. 1, S. 1–22. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [Cal88] Calhoun, G.: *Digital cellular radio*. Norwood: Artech House, Inc., 1988.
- [COS89] *COST 207: Digital land mobile radio communications*. Final Report, Office for Official Publications of the European Communities, Luxemburg, 1989.
- [ETS97] *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS (UMTS 30.03 version 3.1.0)*. Technischer Bericht TR 101 112, ETSI, 1997.
- [EV97] Eberspächer, J.; Vögel, H. J.: *GSM Global System for Mobile Communication*. Stuttgart: B. G. Teubner, 1997.
- [Fel94] Felhauer, T.: *Optimale erwartungstreue Algorithmen zur hochauflösenden Kanalschätzung mit Bandpreizsignalen*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 278. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1994.
- [FHNP95] Farsakh, C.; Haardt, M.; Nossek, J. A.; Pensel, K.: Adaptive antenna arrays in mobile radio systems. *ITG-Fachtagung*, Neu-Ulm, 1995, S. 101–108.
- [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.
- [For73] Forney, Jr, G. D.: The Viterbi algorithm. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 61, 1973, S. 268–278.
- [Fri96] Friedrichs, B.: *Kanalcodierung: Grundlagen und Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen*. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [Fuh97] Fuhl, J.: *Smart antennas for second and third generation mobile communications systems*. Dissertation, Technische Universität Wien, 1997.
- [Gib99] Gibson, J. D. (Hrsg.): *The Mobile Communications Handbook*. 2. Auflage. Heidelberg: Springer-Verlag, 1999.
- [HKK<sup>+</sup>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.
- [Hoe92] Hoehner, P.: A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 41, 1992, S. 461–468.

- [JBS93] Jung, P.; Baier, P. W.; Steil, A.: Advantages of CDMA and spread spectrum techniques over FDMA and TDMA in cellular mobile radio applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 42, 1993, S. 357–364.
- [JS95] Jung, P.; Steiner, B.: Konzept eines CDMA–Mobilfunksystems mit gemeinsamer Detektion für die dritte Generation. *Nachrichtentechnik/Elektronik*, Bd. 45, 1995, S. 10–14/24–27.
- [KB92a] Klein, A.; Baier, P. W.: Simultaneous cancellation of cross interference and ISI in CDMA mobile radio communications. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '92)*, Boston, 1992, S. 118–122.
- [KB92b] 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)*, Boston, 1992, S. 118–122.
- [Kit94] Kittel, L.: Bewertung von Mobilfunkvorhaben. *Tagungsbld. Aachener Kolloquium Signaltheorie*, Aachen, 1994, S. 317–322.
- [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.
- [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.
- [Koh94] Kohno, R.: Spatial and temporal filtering for co-channel interference in CDMA. *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'94)*, Oulu, 1994, S. 51–60.
- [KW90] Krantzik, A.; Wolf, D.: Statistische Eigenschaften von Fadingprozessen zur Beschreibung eines Landmobilfunkkanals. *Frequenz*, Bd. 44, 1990, S. 174–182.
- [LB96] Lee, W.; Bae, M.: Efficient interference suppression using a constrained beamformer for mobile communication. *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'96)*, Mainz, 1996, S. 282–286.
- [Lee80] Lee, W.: Studies of base-station antenna height effects on mobile radio. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 29, 1980, S. 253–259.

- [Lee89] Lee, W.: *Mobile cellular telecommunications systems*. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [Lee91] Lee, W. C. Y.: Overview of cellular CDMA. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 40, 1991, S. 291–302.
- [Lor85] Lorenz, R. W.: Zeit- und Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion eines Funkkanals bei Mehrwegeausbreitung mit besonderer Berücksichtigung des Mobilfunkkanals. *Der Fernmelde-Ingenieur*, Bd. 4, 1985, S. 2–45.
- [Mar87] Marple, Jr, S. L.: *Digital Spectral Analysis*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1987.
- [May99] Mayer, J.: *Signalisierungsprotokolle und Verkehrskapazität eines Mobilfunksystems der dritten Generation*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1999.
- [MBW<sup>+</sup>00] Meurer, M.; Baier, P. W.; Weber, T.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.: Joint transmission: advantageous downlink concept for CDMA mobile radio systems using time division duplexing. *Electronics Letters*, Bd. 11, 2000, S. 900–901.
- [MD79] Mac Donald, V. H.: The cellular concept. *The Bell System Technical Journal*, Bd. 58, 1979, S. 15–41.
- [MG86] Meinke, H.; Gundlach, F. W.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Grundlagen*. Bd. 1. 4. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1986.
- [MSW97] Mayer, J.; Schlee, J.; Weber, T.: Realtime feasibility of joint detection CDMA. *Proc. 2nd European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC'97)*, Bonn, 1997, S. 245–252.
- [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.
- [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*. Bd. 6 der Reihe Fortschrittberichte Mobilkommunikation. Kaiserslautern: Universität Kaiserslautern, 2000.
- [Par92] Parsons, J.: *The mobile radio propagation channel*. London: Pentech Press, 1992.
- [PG58] Price, R.; Green, Jr, P. E.: Communication technique for multipath channels. *Proceedings of the IRE*, Bd. 46, 1958, S. 555–570.



- [Pro95] Proakis, J. G.: *Digital Communications*. 3. Auflage. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [Rap95] Rapeli, J.: UMTS-targets, system concept and standardization in a global framework. *IEEE Personal Communications*, Bd. 2, 1995, S. 20–28.
- [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.
- [SB97a] Schmalenberger, R.; Blanz, J.: Influence of the distribution of mobile users on a  $C/I$  balanced multi antenna digital cellular radio system. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97)*, Helsinki, 1997, S. 898–902.
- [SB97b] Schmalenberger, R.; Blanz, J.: Multi antenna  $C/I$  balancing in the down-link of digital cellular mobile radio systems. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Phoenix, 1997, S. 607–611.
- [SB97c] Schmalenberger, R.; Blanz, J. J.: A comparison of two different algorithms for multi antenna  $C/I$  balancing. *Proc. 2nd European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC'97)*, Bonn, 1997, S. 483–490.
- [Sch99] Schlee, J.: *Ein Hardware-Demonstrator zur Konzeptverifikation eines JD-CDMA-Mobilfunksystems*. Bd. 1 der Reihe Fortschrittberichte Mobilkommunikation. Kaiserslautern: Universität Kaiserslautern, 1999.
- [SJ94] Steiner, B.; Jung, P.: Optimum and suboptimum channel estimation for the uplink of CDMA mobile radio systems with joint detection. *European Transactions on Telecommunications and Related Technologies*, Bd. 5, 1994, S. 39–50.
- [SOSL85] Simon, M.; Omura, J.; Scholtz, R.; Levitt, B.: *Spread spectrum communications*. Bd. 1–3. Rockville: Computer Science Press, 1985.
- [Ste92] Steele, R.: *Mobile Radio Communications*. London: Pentech Press, 1992.
- [Ste95] Steiner, B.: *Ein Beitrag zur Mobilfunk-Kanalschätzung unter besonderer Berücksichtigung synchroner CDMA-Mobilfunksysteme mit Joint Detection*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 337. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1995.
- [Ste96] Steil, A.: *Spektrale Effizienz digitaler CDMA-Mobilfunksysteme mit gemeinsamer Detektion*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 437. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1996.
- [Sto76] Stoer, J.: *Einführung in die Numerische Mathematik I*. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 1976.
- [Str98] Ströver, W.: Einigung über UMTS-Standard. *Nachrichtentechnische Zeitschrift (ntz)*, Bd. 51, 1998, S. 11.

- [Vit67] Viterbi, A. J.: Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 13, 1967, S. 260–269.
- [Vit71] Viterbi, A.: Convolutional codes and their performance in communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. COM-19, 1971, S. 751–772.
- [Vit91] Viterbi, A. J.: Wireless digital communication: A view based on three lessons learned. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 11, 1991, S. 33–36.
- [Wha71] Whalen, A. D.: *Detection of Signals in Noise*. New York: Academic Press, 1971.
- [ZF97] Zurmühl, R.; Falk, S.: *Matrizen und ihre Anwendungen*. Bd. 1. 7. Auflage. Berlin: Springer-Verlag, 1997.

Die Herren S. Eiffes, T. Emser, S. Haixiang, M. Kuffler, G. Tsatsaragos und C. C. Wu haben im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten unter Anleitung durch den Verfasser Beiträge zur vorliegenden Arbeit geleistet.

---

## Tabellarischer Lebenslauf

Name: Jochen Oster  
Adresse: Seb.-Kneipp-Str. 73  
56179 Vallendar

Geburtsdatum: 3. Februar 1972

Familienstand: ledig

Staatsangehörigkeit: deutsch

Schulbildung: 1978 – 1982 Grundschule Vallendar  
1982 – 1991 Priv. Johannesgymnasium Niederlahnstein

Schulabschluß: Abitur

Grundwehrdienst: 1991 – 1992 in Frankenberg/Eder und Koblenz

Studium: 1992 – 1997  
Studium der Elektrotechnik  
an der Universität Kaiserslautern

Studienabschluß: Diplom

Berufstätigkeit: Juli 1997 – Mai 2001  
wissenschaftlicher Mitarbeiter  
am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung  
und -verarbeitung der Universität Kaiserslautern

seit Juni 2001  
Systemingenieur  
SIEMENS AG, München