Torsten Bing
Schmalkaldener Str. 23
D–80807 München
Geburtsort: Gießen

Zeitduplexbasierte Mobilkommunikation, untersucht am Beispiel eines TD–CDMA–Mobilfunksystems

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

von
Dipl.–Ing. Torsten Bing

D386

Tag der Einreichung:	25.04.2001
Tag der mündlichen Prüfung:	13.06.2001
Dekan des Fachbereichs Elektrotechnik und Informationstechnik:	Prof. Dr.–Ing. R. Urbansky
Vorsitzender der Prüfungskommission:	Prof. Dr.–Ing. J. Beister
1. Berichterstatter:	Prof. Dr.–Ing. habil. P.W. Baier
2. Berichterstatter:	Prof. Dr.–Ing. habil. N. Wehn

Die Deutsche Bibliothek — CIP–Einheitsaufnahme

Bing, Torsten:
Zeitduplexbasierte Mobilkommunikation, untersucht am Beispiel eines TD–CDMA–Mobilfunksystems / Torsten Bing. Universität Kaiserslautern. Hrsg. von P.W. Baier. – Kaiserslautern : Univ., 2001
(Forschungsberichte Mobilkommunikation ; Bd. 8)
Zugl.: Kaiserslautern, Univ., Diss., 2001
ISBN 3–925178–61–9

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

Verfasser: Torsten Bing

Verlag: Universität Kaiserslautern

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

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in der Zeit von Mai 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 mir während des Entstehens dieser Arbeit ihre Unterstützung zuteil werden ließen.

Mein ganz besonderer Dank ergeht an Herrn Prof. P.W. Baier für das Anregen, Betreuen und Fördern meiner Arbeit. Durch seine stete Diskussionsbereitschaft sowie durch zahlreiche Ratschläge, Hinweise und Motivationen hat er wesentlich zum Entstehen und Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Herrn Prof. Dr.–Ing. N. Wehn danke ich für das ausgeprägte Interesse an dieser Arbeit und für die freundliche Übernahme des Korreferats. Weiterhin danke ich dem Vorsitzenden der Promotionskommission Herrn Prof. Dr.–Ing. J. Beister.

Dem Leiter des Zentrums für Mikroelektronik (ZMK) der Universität Kaiserslautern Herrn Dipl.–Math. U. Wasenmüller danke ich für die Unterstützung insbesondere zu Beginn meines Promotionsvorhabens. Den Mitarbeitern des ZMK als auch des Regionalen Hochschulrechenzentrums Kaiserslautern (RHRK) danke ich für die Beratung und Hilfestellung beim Entwikkeln von Simulationswerkzeugen sowie für die Möglichkeit, mit leistungsfähigen Rechnersystemen arbeiten zu können.

Den jetzigen und den ehemaligen Kollegen am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung danke ich für die angenehme Arbeitsatmosphäre und für viele fruchtbare Diskussionen, die mir oftmals weitergeholfen haben. Ein besonderer Dank ergeht an Herrn Dipl.–Ing. M. Weckerle für die zahlreichen gewinnbringenden Dialoge wissenschaftlichen Inhalts sowie an Herrn Dr.–Ing. F. Berens für die stets freundliche Zusammenarbeit in gemeinsam durchgeführten Projekten. Ein weiterer Dank ergeht an alle Studenten, die im Rahmen von Studien– und Diplomarbeiten unter meiner Anleitung Beiträge zu dieser Arbeit geleistet haben.

Die in der vorliegenden Arbeit enthaltenen Ergebnisse entstanden größtenteils im Rahmen eines Forschungsprojekts der Europäischen Union, für dessen Finanzierung ich mich bedanken möchte. Meine Anerkennung gebührt auch der Siemens AG, Unternehmensbereich ICM, insbesondere den Herren Dr.–Ing. E. Schulz und Dr.–Ing. B. Wegmann, für die fruchtbare Zusammenarbeit in gemeinschaftlichen Projekten während des Entstehens dieser Dissertation.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei meiner Familie, insbesondere meiner Frau, 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 Elektrischen Informationstechnik ermöglicht und mir immer Ihre uneingeschränkte Unterstützung zukommen lassen. Ihnen widme ich diese Arbeit.

München, im Juli 2001

Torsten Bing

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**
1.1 Trägerdienste und Transportkanäle 1
1.2 TD–CDMA 5
1.2.1 Historische Entwicklung und Standardisierung 5
1.2.2 Details der Luftschnittstelle 7
1.2.3 Möglichkeiten zum Realisieren von Transportkanälen 11
1.3 Interessierende Kanalmodelle 15
1.4 Wesentliche Ziele und Inhalt der Arbeit 19

2 Wichtige Gesichtspunkte TDD–basierter Luftschnittstellen **22**
2.1 Vorbemerkung 22
2.2 Laufzeit 22
2.2.1 Problem 22
2.2.2 Timing Advance 26
2.3 Interferenz 28
2.3.1 Problem 28
2.3.2 Lösungsvorschläge 32

3 Realisierung von Transportkanälen in TD–CDMA **36**
3.1 Einführung 36
3.2 Wesentliche Gesichtspunkte 37
3.2.1 Transportblock und Übertragungszeitintervall 37
3.2.2 Datenrate 38
3.2.3 Verzögerung 39
3.2.4 Coderate und FEC–Verfahren 40
3.2.5 Erforderliche Anzahl der Ressourcen 44
3.2.6 CDMA–Code–Pooling und Zeitschlitz–Pooling 46
3.2.7 Interleaving 52
3.3 Transportformate 53
3.3.1 Definition 53
3.3.2 Bewertungsmaß 55
3.4 Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate 57
3.4.1 Schnelle Leistungsregelung 57
3.4.2 Empfangsantennendiversität 60

4 Simulation **61**
4.1 Vorbemerkung . . . 61
4.2 Grundlagen der Software–Entwicklung . . . 62
4.2.1 Definition des Begriffs Software–Entwicklung . . . 62
4.2.2 Produktmodell . . . 63
4.2.3 Prozeßmodelle . . . 67
4.3 Programm–Entwicklung für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA . . . 68
4.3.1 Entwurfsmethode . . . 68
4.3.2 Entwickler–Anforderungen . . . 72
4.3.3 Programm–Entwurf . . . 78
4.3.4 Komponenten–Anforderungen . . . 83

5 Quantitative Untersuchung der Leistungsfähigkeit von Transportformaten in TD–CDMA **84**
5.1 Überblick . . . 84
5.2 Auswahl exemplarischer Transportformate . . . 84
5.3 Simulationsergebnisse . . . 87
5.3.1 Übersicht . . . 87
5.3.2 Simulationsergebnisse für Kanalmodell Indoor–A . . . 88
5.3.3 Simulationsergebnisse für Kanalmodell Pedestrian–A . . . 90
5.3.4 Simulationsergebnisse für Kanalmodell Vehicular–A . . . 93
5.4 Diskussion und Bewertung . . . 95

6 Zusammenfassung und Summary **101**
6.1 Zusammenfassung . . . 101
6.2 Summary . . . 102

Anhang A Liste verwendeter Abkürzungen und Formelzeichen **103**
A.1 Abkürzungen . . . 103
A.2 Formelzeichen . . . 105

Literaturverzeichnis **108**

1 Einleitung

1.1 Trägerdienste und Transportkanäle

Ein Mobilfunksystem gestattet den Informationsaustausch zwischen mobilen Kommunikationspartnern, die Teilnehmer heißen, innerhalb eines geographischen Gebiets, des Versorgungsgebiets. Das Versorgungsgebiet des Mobilfunksystems wird flächendeckend in einzelne Teilgebiete unterteilt, die Zellen genannt werden. In jeder Zelle stellt eine Basisstation (engl. Base Station, BS) die Verbindung zu den Endgeräten der sich in der Zelle befindenden Teilnehmer her. Die Endgeräte der Teilnehmer heißen Mobilstationen (engl. Mobile Stations, MSs). Die Grundlagen moderner Mobilfunksysteme [DB96, Gib96, GL97, Kam92, Pra98, Pro93] wurden bereits vielfach veröffentlicht und sind nicht Inhalt dieser Arbeit. Deshalb beschränkt sich der Autor auf die Angabe von Definitionen und Erläuterungen, die zum Verständnis der Arbeit notwendig sind und nicht vorausgesetzt werden können. Ansonsten wird auf die Literatur verwiesen.

Den Weg, den die Information beim Kommunizieren zweier MSs bzw. einer MS und einem ortsfesten Endgerät zurücklegt, bezeichnet man als Übertragungsstrecke. An der Übertragung sind i.a. verschiedene Systeme, die aus mehreren Systemkomponenten bestehen können, beteiligt. Jede Systemkomponente stellt eine Teilstrecke der Übertragungsstrecke dar. Die Teilstrecke zwischen MS und BS bezeichnet man als Funkübertragungsstrecke. Der Funkzugang ist diejenige Komponente eines Mobilfunksystems, die den Informationstransport über die Funkübertragungsstrecke realisiert.

Moderne Mobilfunksysteme der dritten Generation werden als 3G–Systeme [DABI96, GHS99, Huo97, OHG99, PMK00] bezeichnet. Das europäische 3G–System heißt UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) [Hil99, Hub99, Sam98, UFo98] und besteht aus dem terrestrischen Funkzugang UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) [ETS98a, Moh98, PMK00], dem terrestrischen Funkzugangsnetzwerk UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network) [3GP00a] und einem satellitenbasierten Funkzugang. Diese Arbeit befaßt sich ausschließlich mit UTRA.

Jede Systemkomponente stellt Trägerdienste (engl. Bearer Services) [3GP00b] für die Übertragung der Information über die zugehörige Teilstrecke zur Verfügung. Trägerdienste benachbarter Teilstrecken können zu hierarchisch übergeordneten Trägerdiensten zusammengefaßt werden, wodurch eine Hierarchie von Trägerdiensten entsteht. Die höchste Ebene dieser Hierarchie ist der Ende–zu–Ende–Trägerdienst, der die aus allen Teilstrecken bestehende Übertragungsstrecke umfaßt. Die Hierarchie von Trägerdiensten in UMTS ist in [3GP00b] angegeben.

Die Definition von Trägerdiensten erfolgt mittels die Charakteristik der Informationsübertragung beschreibender Attribute. Wichtige Attribute von Ende–zu–Ende–Trägerdiensten in UMTS sind [3GP00c]:

- Vermittlungsart:
  leitungsvermittelt/ paketvermittelt
- Verkehrstyp:
  konstante Datenrate/ variable Datenrate/ Echtzeit mit min. garantierter Datenrate
- Verkehrscharakteristik:
  unidirektional/ bidirektional symmetrisch/ bidirektional asymmetrisch
- Dienstqualität (Quality of Service, QoS):
  Datenrate R_Σ, Verzögerung T_Σ, Bitfehlerrate P_Σ

Der Autor beschränkt die Betrachtung auf leitungsvermittelte Ende–zu–Ende–Trägerdienste konstanter Datenrate und bidirektional asymmetrischer Verkehrscharakteristik. Die QoS eines Ende–zu–Ende–Trägerdienstes resultiert aus der QoS der Trägerdienste aller Teilstrecken. Dies soll am folgenden Beispiel verdeutlicht werden: Die QoS, d.h. die Datenrate R_Σ, die Verzögerung T_Σ und die Bitfehlerrate P_Σ, eines aus zwei Teilstrecken bestehenden Ende–zu–Ende–Trägerdienstes ergibt sich aus den Datenraten R_1, R_2, den Verzögerungen T_1, T_2, und den Bitfehlerraten P_1, P_2, der Trägerdienste der Teilstrecken gemäß

$$\begin{aligned} R_\Sigma &= \min(R_1, R_2), \\ T_\Sigma &= T_1 + T_2, \\ P_\Sigma &= P_1 + P_2 - 2P_1P_2. \end{aligned} \tag{1.1}$$

Ist die QoS der beiden Teilstrecken bekannt, kann mit (1.1) die QoS des aus diesen Teilstrecken bestehenden Ende–zu–Ende–Trägerdienstes berechnet werden. Ein Funkzugang benötigt ein Frequenzband bestimmter Bandbreite B_u zum Realisieren eines Trägerdienstes. Die gesamte Bandbreite der für die Funkübertragung verwendbaren Frequenzbänder ist jedoch begrenzt [ERC99]. Deshalb stellt die Funkübertragungsstrecke i.a. den begrenzenden Faktor für die QoS eines Ende–zu–Ende–Trägerdienstes dar. Folglich sind bei UMTS die Trägerdienste von UTRA [3GP00b] der begrenzende Faktor für die Informationsübertragung und damit von besonderem Interesse.

UTRA umfaßt Protokolle der Schichten eins bis drei des von ISO (International Standardization Organization) spezifizierten OSI (Open System Interconnection)–Referenzmodells [Wal98] für kommunizierende Systeme. Die eigentliche Funkübertragung geschieht auf Schicht 1 (engl. Layer 1, L1), der physikalischen Schicht [HKO+00]. L1 bietet der übergeordneten Schicht 2 (engl. Layer 2, L2), der Sicherungsschicht, die Übertragung von Daten an. Die Schnittstelle zwischen L1 und L2 bilden die Transportkanäle (engl. Transport Channels) [3GP00d].

Der UTRA–Standard spezifiziert unterschiedliche Gruppen von Transportkanälen [3GP00d], die hier jedoch nicht von Interesse sind. In dieser Arbeit wird folgende vereinfachte Definition des Transportkanals verwendet: Ein Transportkanal ist eine unidirektionale Verbindung zwischen einer MS und einer BS mit spezifizierter QoS. Die QoS des Transportkanals ist durch die Parameter

- Datenrate R_{tc} des Transportkanals,
- Verzögerung T_{tc} des Transportkanals und
- Bitfehlerrate P_{tc} des Transportkanals

definiert. Zum Realisieren der Trägerdienste von UTRA durch Funkübertragung müssen die von L1 angebotenen Transportkanäle verwendet werden. Hierzu ist das Abbilden der Attribute der Trägerdienste von UTRA, die bereits definiert wurden, auf die Transportkanäle notwendig. An dieser Abbildung sind L2– und L3–Protokolle [GKSS00a, GKSS00b, 3GP00e] beteiligt, wie beispielsweise RLC (Radio Link Control) [3GP00f] und RRC (Radio Resource Control) [3GP00g], die nicht Inhalt dieser Arbeit sind. Es ist aber möglich, grundsätzliche Zusammenhänge zwischen den Trägerdiensten von UTRA und den Transportkanälen herzustellen: Ein bidirektionaler Trägerdienst erfordert das gleichzeitige Bestehen mindestens eines Transportkanals für den Informationstransport von der MS zur BS und mindestens eines Transportkanals für den Informationstransport von der BS zur MS. Die Übertragungsstrecken von der MS zur BS und von der BS zur MS heißen Aufwärtsstrecke (engl. Uplink, UL) und Abwärtsstrecke (engl. Downlink, DL). An dieser Stelle wird angenommen, daß ein bidirektionaler Trägerdienst von UTRA durch jeweils einen einzigen Transportkanal in der Aufwärts– und Abwärtsstrecke realisiert wird. Die Asymmetrie eines Trägerdienstes von UTRA hat Transportkanäle mit unterschiedlichen Datenraten in der Aufwärts– und in der Abwärtsstrecke zur Folge.

Das gleichzeitige Bestehen eines Transportkanals in der Aufwärts– und in der Abwärtsstrecke erfordert den Einsatz eines der beiden bekannten Duplexverfahren Zeitduplex (engl. Time Division Duplex, TDD) und Frequenzduplex (engl. Frequency Division Duplex, FDD), deren

Tabelle 1.1. QoS ausgewählter Transportkanäle

Bezeichner	Datenrate R_{tc}	Verzögerung T_{tc}	Bitfehlerrate P_{tc}
SD64	64 kbit/s	50 ms	10^{-6}
SD144	144 kbit/s		
SD384	384 kbit/s		
SD512	512 kbit/s		
SD2048	2048 kbit/s		
LD64	64 kbit/s	300 ms	
LD144	144 kbit/s		
LD384	384 kbit/s		
LD512	512 kbit/s		
LD2048	2048 kbit/s		

Funktionsweise z.B. in [ENS97, PN98, Wal98] beschrieben ist. Die Luftschnittstelle (engl. Air Interface, AI) eines Funkzugangs definiert alle an der Übertragung beteiligten technischen Verfahren einschließlich des verwendeten Duplexverfahrens. UTRA stellt zwei Luftschnittstellen zur Verfügung:

- Das FDD–basierte WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) [DGNS98, Moh98, OP98a, PMK00], auch UTRA–FDD genannt.
- Das TDD–basierte TD–CDMA (Time Division Code Division Multiple Access) [BBK00, BW98, HKK+00, Moh98], auch UTRA–TDD genannt.

TDD bietet gegenüber FDD erhebliche Vorteile [BKN99, BL00, BMWT00, ENS97, MBL+00], z.B. können TDD–basierte Luftschnittstellen i.a. unterschiedliche Datenraten in der Aufwärts– und in der Abwärtsstrecke flexibler und effizienter bereitstellen als FDD–basierte Luftschnittstellen. Deshalb liegt dieser Dissertation das TDD–basierte TD–CDMA zu Grunde. Insbesondere beschäftigt sich diese Arbeit mit Konzepten zur Realisierung von Transportkanälen bei TD–CDMA.

Ausgangspunkt der weiteren Untersuchungen ist eine Auswahl an Transportkanälen, deren QoS in Tabelle 1.1 spezifiziert ist. Die in Tabelle 1.1 angegebenen Bezeichner setzen sich aus dem Kürzel SD (Short Delay) bzw. LD (Long Delay), das die Verzögerung $T_{tc} = 50$ ms bzw. $T_{tc} = 300$ ms impliziert, und der Datenrate R_{tc} in kbit/s zusammen. Die Auswahl der Transportkanäle wurde in Anlehnung an die für die Trägerdienste von UTRA definierten Wertebereiche [3GP00b, Tabelle 5] getroffen.

1.2 TD–CDMA

1.2.1 Historische Entwicklung und Standardisierung

Die Anzahl K_c der sich in einer einzigen Zelle von UTRA befindenden Teilnehmer mit gleichzeitig auftretendem Kommunikationswunsch ist typischerweise größer als eins. Ohne spezielle Maßnahmen kann die BS jedoch nur eine einzige Verbindung zu einer bestimmten MS in der Zelle unterhalten [Pro93]. In diesem Fall wäre die Blockierwahrscheinlichkeit P_{bl}, das ist die Wahrscheinlichkeit für das Ablehnen eines Kommunikationswunschs einer MS durch die BS, inakzeptabel hoch. Das gleichzeitige Versorgen mehrerer MSs durch die BS heißt Vielfachzugriff (engl. Multiple Access, MA). Dazu ist jedoch das Vielfachzugriffsproblem [Ste92] zu lösen. Zur Lösung des Vielfachzugriffproblems und zur Reduzierung der Blockierwahrscheinlichkeit P_{bl} verwendet man besondere Verfahren, die als Vielfachzugriffsverfahren (engl. MA Schemes) [Bai94, Bai96, Gib96, GL97, Pra98, Tab00, Wal98] bezeichnet werden. Es existieren die folgenden vier elementaren Vielfachzugriffsverfahren:

- Frequenzmultiplex (engl. Frequency Division Multiple Access, FDMA),
- Zeitmultiplex (engl. Time Division Multiple Access, TDMA),
- Codemultiplex (engl. Code Division Multiple Access, CDMA) und
- Raummultiplex (engl. Space Division Multiple Access, SDMA).

Die elementaren Vielfachzugriffsverfahren FDMA, TDMA, CDMA und SDMA gehören zu den Grundlagen moderner Mobilfunksysteme und sind in zahlreichen Veröffentlichungen ausführlich erläutert. Die Vertrautheit des Lesers mit den elementaren Vielfachzugriffsverfahren FDMA, TDMA, CDMA und SDMA wird in dieser Arbeit vorausgesetzt. Neben dem verwendeten Duplexverfahren TDD bzw. FDD ist das eingesetzte Vielfachzugriffsverfahren das wichtigste Charakteristikum der Luftschnittstelle eines Mobilfunksystems. Dabei ist sowohl der ausschließliche Gebrauch eines einzigen der vier elementaren Verfahren FDMA, TDMA, CDMA oder SDMA möglich, als auch die Kombination mehrerer bzw. aller elementarer Vielfachzugriffsverfahren. Durch das Anwenden mehrerer elementarer Vielfachzugriffsverfahren entstehen hybride Vielfachzugriffsverfahren [BJK96].

Die Luftschnittstellen von 3G–Systemen basieren überwiegend auf hybriden Vielfachzugriffsverfahren [OP98b]. Am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung [Bai] wurde in den 90er Jahren intensiv an der Definition einer Luftschnittstelle für 3G–Systeme gearbeitet. Das Ergebnis dieser Arbeit war eine Luftschnittstelle, die auf dem hybri-

den Vielfachzugriffsverfahren TDMA/CDMA basiert und als Ergänzung eine FDMA–Komponente zuläßt. Außerdem kann das am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung entwickelte Mehrteilnehmerdetektionsverfahren [KA00, Ver98] Joint Detection (JD) [BN93, KKB96, Kle96, SMW97, BPD+97] verwendet werden. Die entwickelte Luftschnittstelle wurde mit JD–CDMA [BKNS94, BPB+97, Sch99, Web00] bezeichnet.

Die Europäische Kommission (engl. European Commission, EC) finanziert seit Ende der 80er Jahre Rahmenprogramme zur Erforschung der Grundlagen von 3G–Systemen und zur Vorbereitung der Einführung solcher Systeme [BGM+98, DIE97]. Das Rahmenprogramm ACTS (Advanced Communication Technologies and Services) begann 1995 und beinhaltete insgesamt ca. 250 einzelne Projekte. Das Projekt FRAMES (Future Radio Wideband Multiple Access Systems) [Moh99, NTD+98] war das einzige ACTS–Projekt, das sich mit der Luftschnittstelle von UTRA befaßte. FRAMES vereinigte Hersteller, Betreiber, Unternehmen, Forschungsorganisationen und Universitäten zu einer Arbeitsgemeinschaft mit dem Ziel, eine Luftschnittstelle zu entwickeln und vorzuschlagen, welche den vorgegebenen Anforderungen an 3G–Systeme [ETS98a] gewachsen ist. Der Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung war einer der Vertragspartner der EC in FRAMES. Das oben bereits erwähnte JD–CDMA wurde in Kooperation des Lehrstuhls mit der Siemens AG in FRAMES eingebracht.

FRAMES erarbeitete das aus zwei Modi bestehende FMA (FRAMES Multiple Access)–Luftschnittstellenkonzept [Moh97, NTD+98, OSC+97]. Ein Modus basiert auf JD–CDMA. Das FMA–Luftschnittstellenkonzept war eine wichtige Eingabe für die von ETSI (European Telecommunications Standards Institute) [ETS] durchgeführte Standardisierung von UTRA. Die heutige Luftschnittstelle TD–CDMA von UTRA geht im wesentlichen auf das, wie bereits erwähnt, am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung entwickelte JD–CDMA zurück. Auch die Luftschnittstelle des in China standardisierten 3G–Systems TD–SCDMA (Time Division Synchronous CDMA) [OP98b] ist der Luftschnittstelle TD–CDMA von UTRA sehr ähnlich.

Um die Standardisierung von UTRA voranzutreiben, wurde das 3GPP (3rd Generation Partnership Project) [3GP] gegründet. 3GPP stellte gegen Ende des Jahres 1999 den mit Release–99 bezeichneten UMTS–Standard, einschließlich UTRA und seiner beiden Luftschnittstellen TD–CDMA und WCDMA, vor. Seitdem wurde der UMTS–Standard permanent weiterentwikkelt. Die Einführung von UMTS soll im Jahr 2002 erfolgen [3GP].

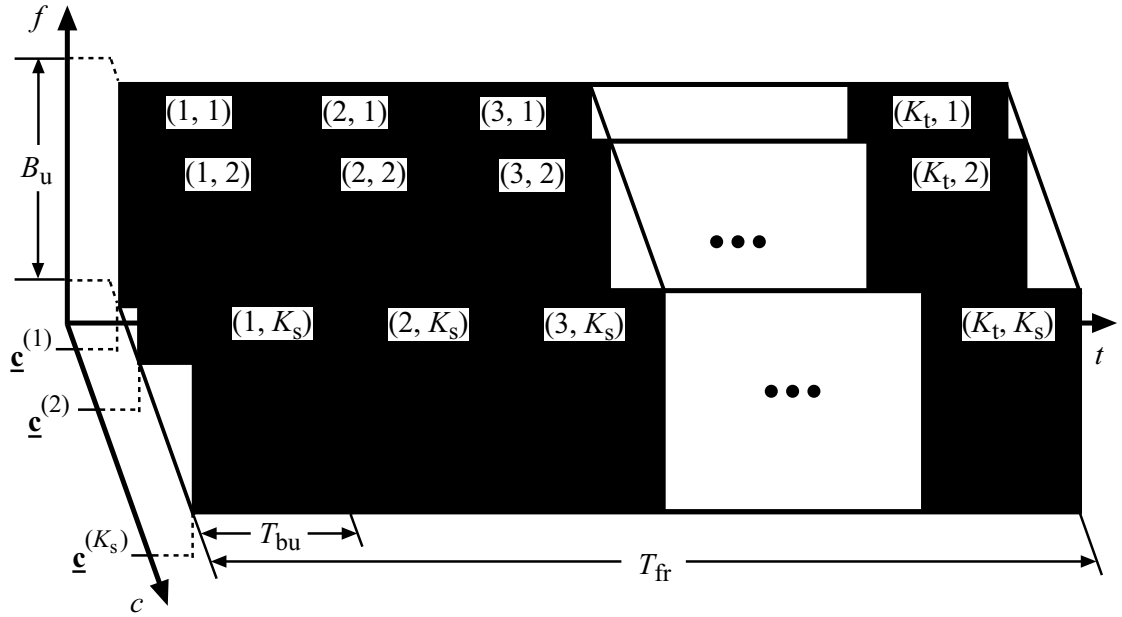

Bild 1.1. Rahmenstruktur von TD–CDMA [Naß95, Bla98, Sch99, May99, Web00]

1.2.2 Details der Luftschnittstelle

Im vorliegenden Abschnitt werden die wesentlichen Details und technischen Verfahren von TD–CDMA summarisch vorgestellt. Diese Details und Verfahren sind Stand der Technik. Dabei werden wichtige Definitionen eingeführt, die für weitere Untersuchungen grundlegend sind. Die nachfolgenden Angaben entsprechen dem Entwicklungsstand von TD–CDMA des Jahres 1998 [OP98b]. Im Rahmen der Weiterentwicklung des TD–CDMA–Standards wurden die Werte weniger technischer Parameter geändert, so daß Abweichungen der nachfolgenden Angaben vom aktuellen TD–CDMA [HKK+00, 3GP00a, 3GP00g] bestehen. Die Abweichungen sind nach Meinung des Autors jedoch geringfügig, so daß die in dieser Arbeit gewonnenen Ergebnisse i.a. auf das aktuelle TD–CDMA übertragen werden können.

Bild 1.1 zeigt die Rahmenstruktur von TD–CDMA. Das hybride Vielfachzugriffsverfahren, das wie bereits in Abschnitt 1.2.1 erwähnt aus TDMA und CDMA besteht, unterteilt die Rahmendauer $T_{\mathrm{fr}} = 10\,\mathrm{ms}$ in $K_{\mathrm{t}} = 16$ Zeitschlitze der jeweiligen Dauer $T_{\mathrm{bu}} = 625\,\mu\mathrm{s}$. In jedem Zeitschlitz stehen K_{s} CDMA–Codes

$$\underline{\mathbf{c}}^{(k_{\mathrm{s}})} = \left(\underline{c}_1^{(k_{\mathrm{s}})}, \underline{c}_2^{(k_{\mathrm{s}})} \ldots \underline{c}_Q^{(k_{\mathrm{s}})}\right)^{\mathrm{T}},\ k_{\mathrm{s}} = 1 \ldots K_{\mathrm{s}},\ \underline{c}_q^{(k_{\mathrm{s}})} \in \{1, 0\},\ q = 1 \ldots Q, \tag{1.2}$$

der Dimension $Q = 16$ zur Verfügung. Die Dimension Q der CDMA–Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_{\mathrm{s}})}$,

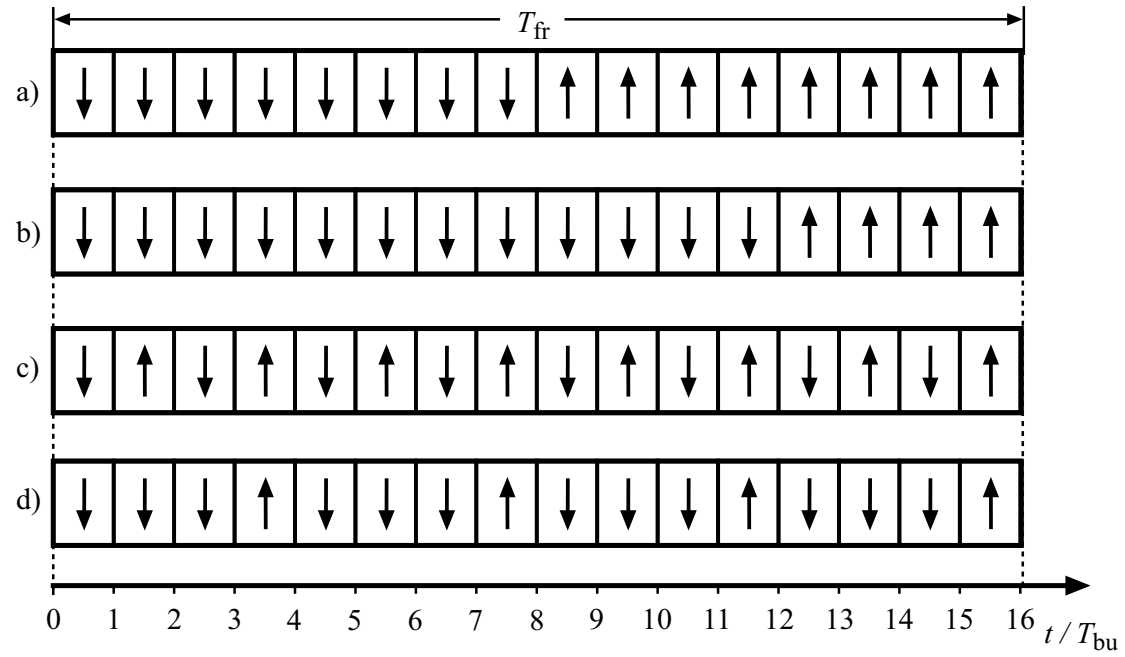

Bild 1.2. Beispiele für Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen [HKKO+00, 3GP00h]
a) Einfach–Umschaltzeitpunkt–Konfiguration, symmetrisch
b) Einfach–Umschaltzeitpunkt–Konfiguration, asymmetrisch
c) Mehrfach–Umschaltzeitpunkt–Konfiguration, symmetrisch
d) Mehrfach–Umschaltzeitpunkt–Konfiguration, asymmetrisch

$k_{\mathrm{s}} = 1 \ldots K_{\mathrm{s}}$, nach (1.2) ist gleich der Anzahl existierender orthogonaler CDMA–Codes. Damit ist die maximale Anzahl K_{s} in einem Zeitschlitz verwendeter CDMA–Codes auf $Q = 16$ begrenzt [BWW98, Goi98].

Das in der betrachteten Zelle verwendete Frequenzband hat die Bandbreite $B_{\mathrm{u}} = 4{,}096\ \mathrm{MHz}$. Die Bandbreite B_{u} wird durch das eingesetzte hybride Vielfachzugriffsverfahren in $K_{\mathrm{t}} \cdot K_{\mathrm{s}}$ separierbare Kommunikationskanäle eingeteilt, die als Ressourcen [Web00] bezeichnet werden. Die Anzahl der Ressourcen eines Rahmens wird mit N_{fr} bezeichnet. Die Ressourcen sind in Bild 1.1 durch die Kombinationen $(k_{\mathrm{t}}, k_{\mathrm{s}})$, $k_{\mathrm{t}} = 1 \ldots K_{\mathrm{t}}$, $k_{\mathrm{s}} = 1 \ldots K_{\mathrm{s}}$, markiert. Die verschiedene CDMA–Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_{\mathrm{s}})}$, $k_{\mathrm{s}} = 1 \ldots K_{\mathrm{s}}$, verwendenden Ressourcen eines jeden der K_{t} Zeitschlitze sind zeitlich synchronisiert. Diese Synchronität bietet folgende Vorteile:

- Das Mehrteilnehmerdetektionsverfahren JD, siehe Abschnitt 1.2.1, kann eingesetzt werden.
- Der Einsatz adaptiver Antennentechniken [BBS97, BBP97, Bla98, BL00, BPH+00, BPW99, LB00a, LB00b, Pap00, Wec01] wird begünstigt.

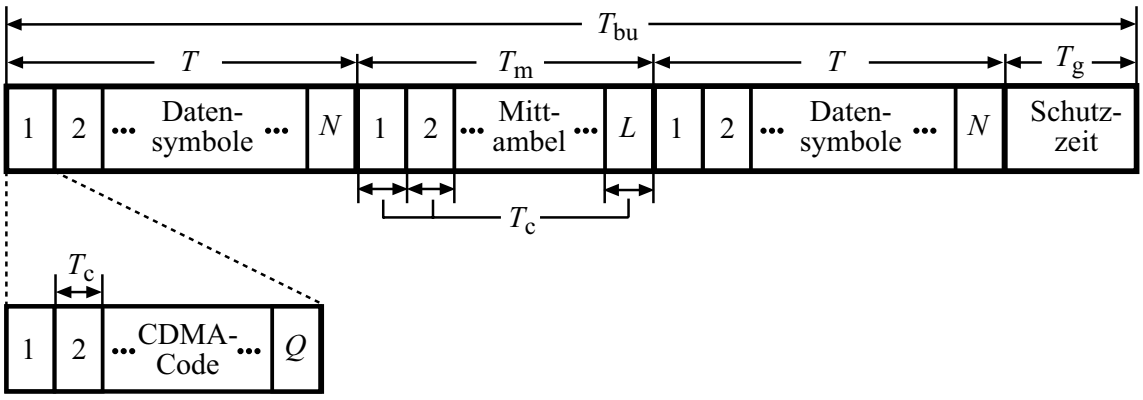

Bild 1.3. Burststruktur von TD–CDMA [Bla98, Sch99, May99, PMK00, 3GP00h]

Das einer Zelle zur Verfügung stehende Frequenzband der Bandbreite B_u wird mittels TDD für das Übertragen in der Aufwärts– und in der Abwärtsstrecke verwendet. Dabei kann jeder Zeitschlitz k_t, $k_t \in \{1 \ldots K_t\}$, eines Rahmens sowohl der Aufwärts– als auch der Abwärtsstrecke zugewiesen werden. Beim Zuweisen der Zeitschlitze an die Aufwärts– bzw. an die Abwärtsstrecke sind sowohl Einfach– als auch Mehrfach–Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen möglich [3GP00h]. Eine Umschaltzeitpunkt–Konfiguration heißt symmetrisch, wenn die Anzahl K_{UL} der Zeitschlitze in der Aufwärtsstrecke gleich der Anzahl K_{DL} der Zeitschlitze in der Abwärtsstrecke ist; falls dies nicht zutrifft, liegt Asymmetrie vor. Bild 1.2 zeigt vier mögliche Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen. Ein nach oben bzw. nach unten gerichteter Pfeil in einem Zeitschlitz bedeutet die Zuordnung des Zeitschlitzes zur Aufwärts– bzw. zur Abwärtsstrecke. Es ist zu beachten, daß der erste Zeitschlitz des Rahmens der Abwärtsstrecke zugeordnet sein muß, um der MS gegebenenfalls die Detektion des Rahmenbeginns anhand von der BS gesendeter Signale zu ermöglichen [3GP00h]. Des weiteren muß die Kommunikation in der Aufwärtsstrecke durch mindestens einen Zeitschlitz pro Rahmen gewährleistet werden [3GP00h]. In dieser Arbeit werden ausschließlich Einfach–Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen, siehe Bild 1.2 a und b, betrachtet.

Die Übertragung bei TD–CDMA erfolgt in Bursts mit der prinzipiellen Struktur nach Bild 1.3. Zum Übertragen eines Bursts ist eine einzige Ressource notwendig. Ein Burst besteht aus zwei Datenblöcken, die durch eine Mittambel

$$\underline{\mathbf{m}}^{(k)} = \left(\underline{m}_1^{(k)}, \underline{m}_2^{(k)} \ldots \underline{m}_L^{(k)}\right)^{\mathrm{T}},\ \mathrm{m}_l^{(k)} \in \mathrm{C},\ l = 1 \ldots L,\ k \in \{1 \ldots K\}, \tag{1.3}$$

der Länge L voneinander getrennt sind, sowie einer Schutzzeit der Dauer T_g. Die Mittambel $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, nach (1.3) ist einer bestimmten MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, zugeordnet und

Tabelle 1.2. Burstformate von TD–CDMA [3GP00h]

Burstformat	Datenblöcke	Mittambel	Schutzzeit
Typ 1	$N = 61$ $NQ = 976$ $T = 238{,}3\ \mu s$	$L = 512$ $T_m = 125{,}0\ \mu s$	$T_g/T_c = 96$ $T_g = 23{,}4\ \mu s$
Typ 2	$N = 69$ $NQ = 1104$ $T = 269{,}5\ \mu s$	$L = 256$ $T_m = 62{,}5\ \mu s$	$T_g/T_c = 96$ $T_g = 23{,}4\ \mu s$

dient der empfängerseitigen Kanalschätzung [BS93, SJ94, SK93, Ste95], die nicht Gegenstand der Arbeit ist. In jedem Datenblock werden N Datensymbole eines M–wertigen Modulationsalphabets übertragen. Jedes Datensymbol des Bursts in Bild 1.3 wird mit dem CDMA–Code $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}$, $k_s \in \{1 \ldots K_s\}$, der zugehörigen Ressource gefaltet. Ein Element $\underline{c}_q^{(k_s)}$, $q \in \{1 \ldots Q\}$, $k_s \in \{1 \ldots K_s\}$, des CDMA–Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}$, $k_s \in \{1 \ldots K_s\}$, hat die Dauer $T_c = 0{,}24414\ \mu s$ und heißt Chip. Somit ergeben sich die Dauer T eines Datenblocks zu NQT_c und die Dauer T_m der Mittambel zu LT_c.

Unter Beachtung der vorgegebenen Größen $T_{bu} = 625\ \mu s$, $T_c = 0{,}24414\ \mu s$ und $Q = 16$ sind die Anzahl N der Datensymbole pro Datenblock, die Länge L der Mittambel sowie die Dauer T_g der Schutzzeit wählbar. Eine mögliche Wertebelegung der Parameter N, L und T_g wird als Burstformat bezeichnet. Für TD–CDMA wurden die in Tabelle 1.2 angegebenen Burstformate standardisiert [3GP00d]. Das Modulationsalphabet ist QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) mit der Wertigkeit $M = 4$. Das Burstformat Typ 1 nach Tabelle 1.2 ermöglicht den Transport von $N = 61$ Datensymbolen pro Datenblock und verwendet eine Mittambel der Länge $L = 512$, die das Schätzen von Kanalimpulsantworten [Par92, Skl97a, Skl97b] der Länge $W = 57$ für $K = 8$ MSs ermöglicht. Der Zusammenhang zwischen L, W und K sowie das zum Kanalschätzen verwendete Verfahren wurde bereits mehrfach veröffentlicht [BS93, SJ94, SK93, Ste95]. Das mit Typ 2 bezeichnete Burstformat nach Tabelle 1.2 ermöglicht das Schätzen der Kanalimpulsantworten mit $W = 64$ für $K = 3$ MSs, kann aufgrund der kürzeren Mittambel mit $L = 256$ Elementen jedoch $N = 69$ Datensymbole pro Datenblock transportieren. Das Darstellen prinzipieller Vorgehensweisen kann anhand eines einzigen ausgewählten Burstformats erfolgen. Für die Untersuchungen dieser Arbeit wurde das Burstformat Typ 2 ausgewählt. Tabelle 1.3 faßt die wichtigsten Parameter von TD–CDMA zusammen.

Weil in der Aufwärts– und in der Abwärtsstrecke dasselbe Frequenzband verwendet wird, sind die zugehörigen Mobilfunkkanäle bei statischem Szenario identisch [ENS97]. Diese Reziprozität der Mobilfunkkanäle der Aufwärts– und der Abwärtsstrecke ermöglicht den Einsatz spe-

Tabelle 1.3. Wichtige Parameter von TD–CDMA und deren Werte [Moh98]

Duplexverfahren	TDD
Vielfachzugriffsverfahren	hybrides TDMA/CDMA
Umschaltzeitpunkt–Konfiguration	symmetrisch oder asymmetrisch, und einfach oder mehrfach
Bandbreite	$B_{\mathrm{u}} = 4{,}096$ MHz
Rahmendauer	$T_{\mathrm{fr}} = 10$ ms
Anzahl der Zeitschlitze je Rahmen	$K_{\mathrm{t}} = 16$
Dauer eines Zeitschlitzes	$T_{\mathrm{bu}} = 625$ µs
Chipdauer	$T_{\mathrm{c}} = 0{,}24414$ µs
Länge eines CDMA–Codes	$Q = 16$
Modulationsalphabet	QPSK, $M = 4$

zieller gewinnbringender Verfahren, wie z.B. des JT (Joint Transmission) [PMWB00, BMWT00, MBW+00, TMW00] und der kanalspezifischen Vorverzerrung [ESN95, ENS97], die nicht Inhalt der Arbeit sind, und der schnellen Leistungsregelung mit offener Schleife [BB99a, WH00, YD97]. Eine schnelle Leistungsregelung hat das Ziel, die durch schnellen Schwund (engl. Fast Fading) [Par92, Skl97a, Tab00] verursachten Fluktuationen der momentanen Leistung $C(t)$ des Empfangssignals durch das Regeln der Sendeleistung $P(t)$ auszugleichen. Hierzu benötigt der Sender das Wissen über die momentane Leistung $C(t)$ des Empfangssignals. Wird dem Sender dieses Wissen vom Empfänger signalisiert, so spricht man von einer geschlossenen Regelungsschleife [Gib96]. Eine offene Regelungsschleife [Gib96] liegt vor, wenn der Sender dieses Wissen selbst akquiriert. Aufgrund der Reziprozität der Mobilfunkkanäle der Aufwärts– und der Abwärtsstrecke kann der Sender eine Messung in der jeweils anderen Strecke vornehmen und die Sendeleistung $P(t)$ entsprechend einstellen.

1.2.3 Möglichkeiten zum Realisieren von Transportkanälen

In Abschnitt 1.1 wurden Transportkanäle durch die Parameter Datenrate R_{tc}, Verzögerung T_{tc} und Bitfehlerrate P_{tc} definiert. Im vorigen Abschnitt 1.2.2 wurden die Details der Luftschnittstelle TD–CDMA vorgestellt. Darauf aufbauend hat der vorliegende Abschnitt das Ziel, prinzipielle Möglichkeiten zum Realisieren von Transportkanälen bei TD–CDMA zu zeigen.

Die Ressource, siehe Abschnitt 1.2.1, ist eine Schlüsselgröße für die Übertragung bei TD–CDMA und ermöglicht, wie bereits erwähnt, das Übertragen eines einzigen Bursts. Es wurde

ebenfalls bereits erwähnt, daß ausschließlich das Burstformat Typ 2, siehe Tabelle 1.2, betrachtet wird. Jedes der $N = 69$ Datensymbole eines Datenblocks enthält beim verwendeten Modulationsverfahren QPSK $\mathrm{ld}(M = 4)$ gleich zwei Bits (Binary Digits), die als Rohdaten bezeichnet werden. Die Anzahl N_r der in einem Burst enthaltenen Rohdaten ist demnach gleich 276. Die zu übertragenden Bits bezeichnet man als Nutzdaten. Die Anzahl der in einem Burst enthaltenen Nutzdaten werde mit N_i bezeichnet. In der Regel ergeben sich die Rohdaten aus den Nutzdaten durch Kanalcodierung [Bos92] mittels FEC (Forward Error Correction)–Verfahren [Bos92, Pro98, Wic95], die redundante Information einfügen, die im Empfänger zum Korrigieren von Fehlern verwendet wird. Die Coderate R_c [Bos92, Pro98, Wic95] des verwendeten FEC–Verfahrens ist das Verhältnis $N_\mathrm{i}/N_\mathrm{r}$. Die Erzeugung der codierten Daten aus den Nutzdaten im Sender wird als Codierung [Bos92, Hag96, Pro93, Wic95] bezeichnet. Die Rücktransformation der übertragenen codierten Daten in Nutzdaten im Empfänger wird als Decodierung [Bos92, Hag96, Pro93, Wic95] bezeichnet. Bei der Decodierung erfolgt die Korrektur von Übertragungsfehlern. FEC–Verfahren sind Inhalt von Abschnitt 3.2.4. Für die folgenden Betrachtungen im vorliegenden Abschnitt wird zur Vereinfachung angenommen, daß bei der Übertragung keine Fehler auftreten und kein FEC–Verfahren eingesetzt wird. Folglich ist die Anzahl N_r der Rohdaten eines Bursts gleich der Anzahl N_i der Nutzdaten eines Burst. Demzufolge stellt jede einzelne Ressource eines Rahmens die Datenrate

$$R_\mathrm{r} = \frac{N_\mathrm{i}}{T_\mathrm{fr}} = \frac{276}{10\ \mathrm{ms}} = 27600\ \mathrm{bit/s} = 27{,}6\ \mathrm{kbit/s} \tag{1.4}$$

zur Verfügung. Unter der Annahme, daß alle orthogonalen CDMA–Codes eingesetzt werden, d.h. $K_\mathrm{s} = Q$, ergibt sich die maximale Anzahl verwendeter Ressourcen eines Rahmens zu

$$N_\mathrm{fr,\,max} = Q \cdot K_\mathrm{t} = 16 \cdot 16 = 256\,. \tag{1.5}$$

Die Summe der Datenraten aller gleichzeitig bestehenden Verbindungen innerhalb der betrachteten Zelle soll als Datenrate R_fr der Zelle bezeichnet werden. Mit der Datenrate R_r einer Ressource nach (1.4) und der maximalen Anzahl $N_\mathrm{fr,\,max}$ der Ressourcen eines Rahmens nach (1.5) ergibt sich die maximale Datenrate der Zelle zu

$$R_\mathrm{fr,\,max} = N_\mathrm{fr,\,max} \cdot R_\mathrm{r} = 256 \cdot 27{,}6\ \mathrm{kbit/s} = 7065{,}6\ \mathrm{kbit/s}\,. \tag{1.6}$$

Die maximale Datenrate $R_\mathrm{fr,\,max}$ der Zelle nach (1.6) ist die theoretisch ermittelte obere Grenze für die Datenübertragung in TD–CDMA.

Zum Realisieren des Datenverkehrs eines Transportkanals muß dieser Ressourcen verwenden. Prinzipiell kann jede Ressource des Rahmens einem beliebigen Transportkanal einer beliebi-

gen MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, in der Aufwärts– oder in der Abwärtsstrecke zugewiesen werden. Hierbei sind jedoch Bedingungen zu beachten, die nun erarbeitet werden. Es wird angenommen, daß jede MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, entweder in der Aufwärts– oder in der Abwärtsstrecke aktiv ist und die Übertragung ihrer Daten über einen einzigen Transportkanal abgewickelt wird. Es besteht also eine 1:1–Abbildung zwischen Transportkanälen und MSs.

Für den Fall, daß die maximale Anzahl $K_{\max}$ gleichzeitig aktiver MSs erzielt werden soll, wird jeder MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, eine einzige Ressource zugewiesen. Deshalb ist die maximale Anzahl $K_{\max}$ gleichzeitig aktiver MSs gleich der maximalen Anzahl $N_{\mathrm{fr,\,max}} = 256$ der Ressourcen, wobei jede MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, die Datenrate $R^{(k)} = 27{,}6\ \mathrm{kbit/s}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, erhält. Es ist zu beachten, daß jeder Zeitschlitz k_{t}, $k_{\mathrm{t}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{t}}\}$, entweder der Aufwärts– oder der Abwärtsstrecke zugewiesen werden kann, so daß die Anzahl K aktiver MSs in jeder der beiden Strecken ein Vielfaches der Anzahl K_{s} pro Zeitschlitz verwendeter CDMA–Codes ist.

Für den Fall, daß mehrere Ressourcen einer einzigen MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, zugewiesen werden sollen, setzt man Bündelungstechniken [PMK00, Wal98] ein. Diese bekannten Techniken werden mit dem Englischen Ausdruck Pooling bezeichnet. Zeitschlitz–Pooling liegt vor, wenn sich diese Ressourcen in verschiedenen Zeitschlitzen des Rahmens befinden. CDMA–Code–Pooling liegt vor, wenn diese Ressourcen im selben Zeitschlitz liegen und sich durch die CDMA–Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_{\mathrm{s}})}$, $k_{\mathrm{s}} = 1 \ldots K_{\mathrm{s}}$, nach (1.2) unterscheiden. Zeitschlitz–Pooling und CDMA–Code–Pooling können gleichzeitig eingesetzt werden. Würden einer einzigen MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, durch Zeitschlitz– und CDMA–Code–Pooling alle Ressourcen zugewiesen, so stünde dieser MS die maximale Datenrate $R_{\mathrm{fr,\,max}}$ der Zelle nach (1.6) insgesamt für Auf– und Abwärtsstrecke zur Verfügung. Weil mindestens ein Zeitschlitz des Rahmens der Aufwärts– und der Abwärtsstrecke zugewiesen werden muß, siehe Abschnitt 1.2.2, kann die MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, höchstens mit der Datenrate

$$R_{\max}^{(k)} = R_{\mathrm{fr,\,max}} \cdot \frac{K_{\mathrm{t}} - 1}{K_{\mathrm{t}}} = 6624{,}0\ \mathrm{kbit/s}, \; k \in \{1 \ldots K\}, \tag{1.7}$$

in einer Strecke kommunizieren. Unter der Annahme, daß die Anzahl K gleichzeitig aktiver MSs gleich eins ist, kann die Datenrate $R^{(k)}$ dieser MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, mit der Granularität $R_{\mathrm{r}} = 27{,}6\ \mathrm{kbit/s}$ nach (1.4) und der oberen Schranke $R_{\max}^{(k)}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, nach (1.7) erzielt werden. Weil angenommen wurde, daß eine 1:1–Abbildung zwischen Transportkanälen und MSs besteht, ist das Realisieren der Datenrate $R_{\mathrm{d,\,tc}}$ eines Transportkanals ebenfalls mit der Granularität $R_{\mathrm{r}} = 27{,}6\ \mathrm{kbit/s}$ nach (1.4) und der oberen Schranke $R_{\max}^{(k)}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, nach (1.7) möglich. Unter der Annahme, daß von L2 zu einem bestimmten Zeitpunkt t_0 angelieferte

Nutzdaten sofort zu Bursts verarbeitet werden und im auf t_0 folgenden Zeitschlitz übertragen werden, liegt die Verzögerung T_{tc} des Transportkanals im Intervall $[T_{bu}, 2T_{bu}]$.

Die soeben durchgeführte Untersuchung basierte auf der Annahme, daß keine Fehler bei der Übertragung auftreten und die Bitfehlerrate P_{tc} des Transportkanals gleich Null ist. Diese theoretisch interessante Annahme widerspricht jedoch den in realen Mobilfunksystemen herrschenden Übertragungsbedingungen. In der Regel treten Fehler beim Übertragen der Rohdaten auf. Die Bitfehlerrate P_r der Rohdaten ist i.a. viel größer als die maximal zulässige Bitfehlerrate P_{tc} des Transportkanals. Deshalb ist der Einsatz von FEC–Verfahren erforderlich, siehe Abschnitt 3.2.4. Das Einfügen von Redundanz durch ein FEC–Verfahren mit der Coderate R_c reduziert aber die Datenrate $R^{(k)}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, der Nutzdaten der MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, um den Faktor der Coderate R_c. Außerdem wird bei FEC–Verfahren i.a. Interleaving [Bos92, Pro98, Wic95] eingesetzt. Interleaving ist das Verteilen der FEC–codierten Daten auf verschiedene Bursts. Liegen diese Bursts in verschiedenen Zeitschlitzen, so erhöht sich die Verzögerung T_{tc} des zugehörigen Transportkanals. In der Regel werden die am Interleaving beteiligten Bursts sogar in mehreren aufeinanderfolgenden Rahmen gesendet.

Die vorangehende Betrachtung hat gezeigt, daß TD–CDMA viele Möglichkeiten zur Realisierung der Parameter Datenrate R_{tc}, Verzögerung T_{tc} und Bitfehlerrate P_{tc} von Transportkanälen bietet. Folgende Verfahren und Größen hat der Autor dabei als Freiheitsgrade zum Realisieren von Transportkanälen identifiziert:

- Zeitschlitz–Pooling,
- CDMA–Code–Pooling,
- FEC–Verfahren,
- Coderate R_c und
- Interleaving.

Dem Autor ist keine Veröffentlichung bekannt, die eine umfassende Betrachtung der Abhängigkeiten und Zusammenhänge der genannten Freiheitsgrade beim Realisieren von Transportkanälen enthält.

Tabelle 1.4. Wichtige Eigenschaften der ausgewählten Kanalmodelle [ITU97]

Kanalmodell	R.M.S.–Delay–Spread	Doppler–Spektrum
Indoor–A	35 ns	flach
Pedestrian–A	45 ns	klassisch
Vehicular–A	370 ns	klassisch

1.3 Interessierende Kanalmodelle

Zum Modellieren realer Mobilfunkkanäle für die Simulation verwendet man i.a. statistische Kanalimpulsantwortmodelle (Abk. Kanalmodelle) [Naß95, Skl97a, Bla98]. Die Grundlagen dieser Kanalmodelle für die Simulation sind nicht Inhalt dieser Arbeit und werden als bekannt vorausgesetzt. Für die Untersuchung von Vorschlägen [BJK96, OP98b] für 3G–Systeme hat die ITU (International Telecommunications Union) Kanalmodelle [ITU97, ETS98b] für die Zelltypen [Pra98] Piko–, Mikro– und Makrozelle spezifiziert. Die Kanalmodelle für Pikozellen heißen Indoor–Office–A und –B (Abk. Indoor–A und –B). Die Kanalmodelle für Mikro– bzw. Makrozellen heißen Outdoor–to–Indoor–and–Pedestrian–A und –B (Abk. Pedestrian–A und –B) bzw. Vehicular–High–Antenna–A und –B (Abk. Vehicular–A und –B) [ITU97, ETS98b]. Das jeweilige A–Modell bzw. B–Modell hat eine besonders kleine bzw. besonders große Verzögerungsspreizung (engl. Delay Spread) [Skl97a], die in der zugehörigen Umgebung auftritt. Für die Untersuchungen in dieser Arbeit wurden Indoor–A, Pedestrian–A und Vehicular–A ausgewählt.

Die Spezifikation der Kanalmodelle ist in [ITU97, ETS98b] zu finden und wird hier nicht angeführt. Für die Interpretation von Simulationsergebnissen sind jedoch der R.M.S (Root Mean Square)–Delay–Spread [Skl97a] und die Charakteristik des Doppler–Spektrums [Skl97a] wichtig. Diese wesentlichen charakteristischen Eigenschaften sind in Tabelle 1.4 für Indoor–A, Pedestrian–A und Vehicular–A angegeben. Des weiteren wurde für Indoor–A, Pedestrian–A und Vehicular–A jeweils eine exemplarische Kanalimpulsantwortfolge für ein Zeitintervall der Dauer 200 ms bei der Geschwindigkeit $v = 10\,\text{km/h}$ der MS erzeugt und in den Bildern 1.4, 1.6 und 1.8 dargestellt. Die momentane Kanalenergie $E_\text{h}(t)$ ist die Energie [Pro93] der aktuellen Kanalimpulsantwort. Für Indoor–A, Pedestrian–A und Vehicular–A wurde jeweils die momentane Kanalenergie $E_\text{h}(t)$ einer exemplarischen Kanalimpulsantwortfolge der Dauer 400 ms bei der Geschwindigkeit $v = 10\,\text{km/h}$ der MS ermittelt und in den Bildern 1.5, 1.7 und 1.9 dargestellt. Die jeweilige Varianz σ_h^2 der momentanen Kanalenergie $E_\text{h}(t)$ ist in Tabelle 1.5 angegeben. Man erkennt, daß die Varianz σ_h^2 der momentanen Kanalenergie $E_\text{h}(t)$, siehe Tabelle 1.5, bei zunehmendem R.M.S.–Delay–Spread, siehe Tabelle 1.4, abnimmt.

Die charakteristischen Eigenschaften von Indoor–A hat der Autor durch die Darstellung einer exemplarischen Kanalimpulsantwortfolge für ein Zeitintervall der Dauer 200 ms in Bild 1.4 und durch die Darstellung eines exemplarischen Verlaufs der momentanen Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ für ein Zeitintervall der Dauer 400 ms in Bild 1.5 visualisiert.

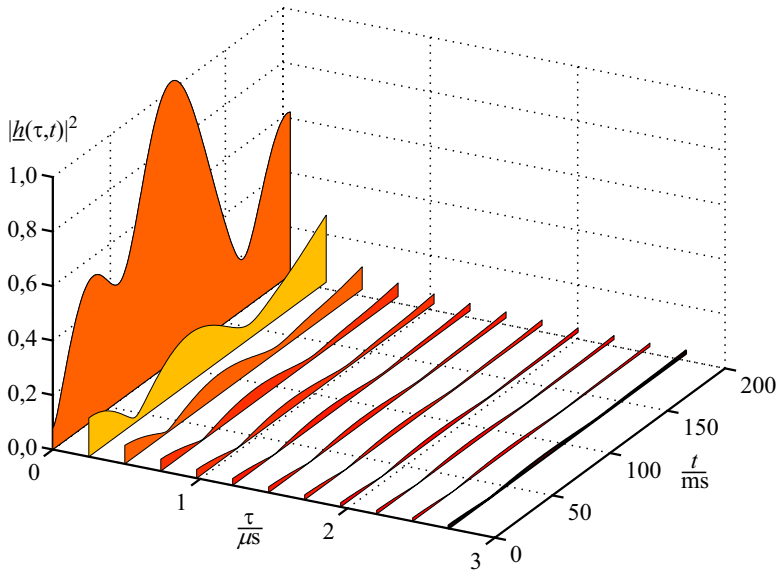

Bild 1.4. Exemplarische Kanalimpulsantwortfolge für Indoor–A; $v = 10$ km/h

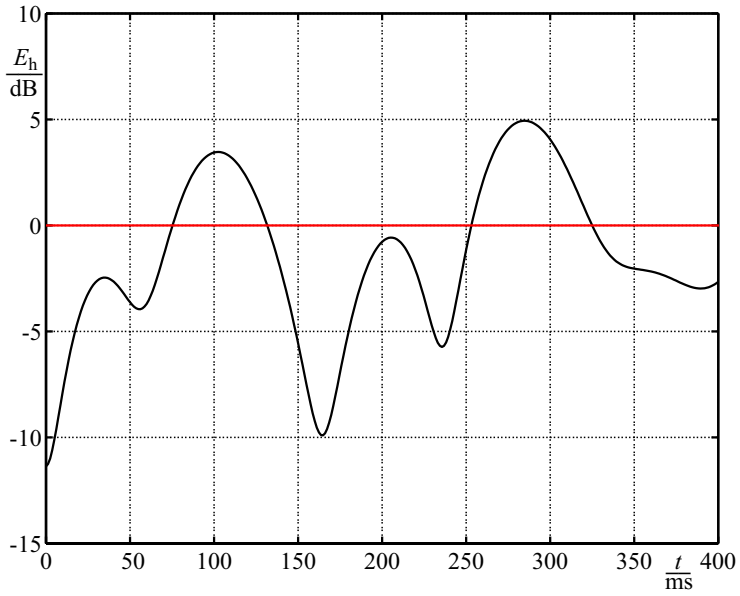

Bild 1.5. Exemplarischer Verlauf der momentanen Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ für Indoor–A; $v = 10$ km/h

Die charakteristischen Eigenschaften von Pedestrian–A hat der Autor durch die Darstellung einer exemplarischen Kanalimpulsantwortfolge für ein Zeitintervall der Dauer 200 ms in Bild 1.6 und durch die Darstellung eines exemplarischen Verlaufs der momentanen Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ für ein Zeitintervall der Dauer 400 ms in Bild 1.7 visualisiert.

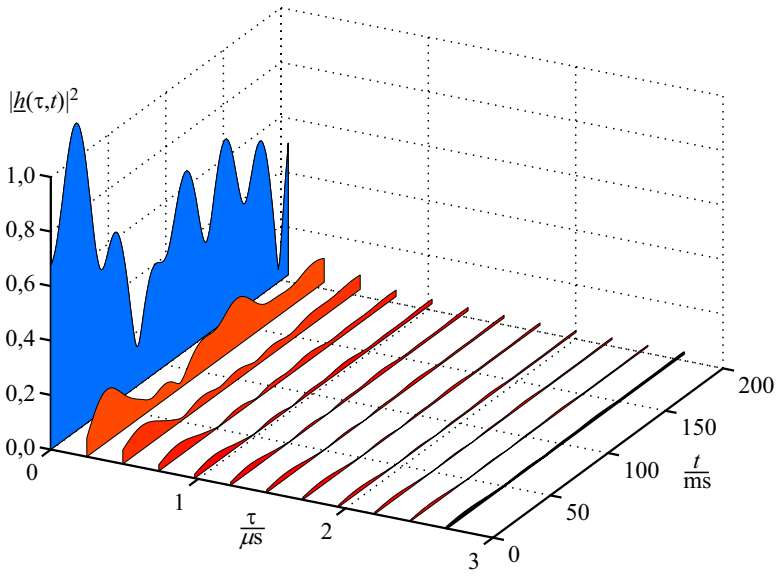

Bild 1.6. Exemplarische Kanalimpulsantwortfolge für Pedestrian–A; $v = 10$ km/h

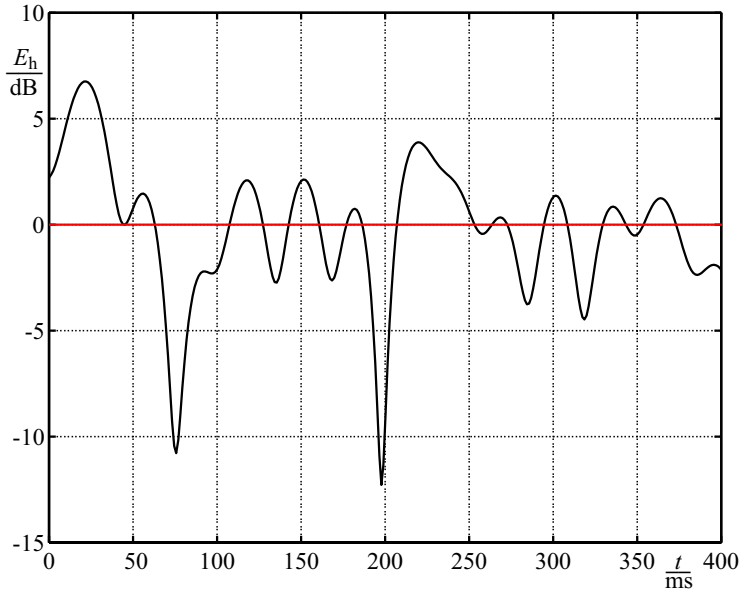

Bild 1.7. Exemplarischer Verlauf der momentanen Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ für Pedestrian–A; $v = 10$ km/h

Die charakteristischen Eigenschaften von Vehicular–A hat der Autor durch die Darstellung einer exemplarischen Kanalimpulsantwortfolge für ein Zeitintervall der Dauer 200 ms in Bild 1.8 und durch die Darstellung eines exemplarischen Verlaufs der momentanen Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ für ein Zeitintervall der Dauer 400 ms in Bild 1.9 visualisiert.

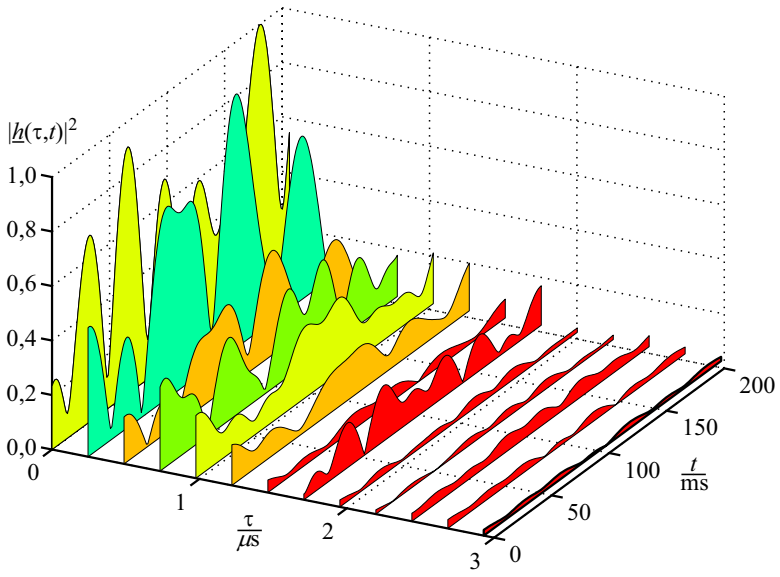

Bild 1.8. Exemplarische Kanalimpulsantwortfolge für Vehicular–A; $v = 10$ km/h

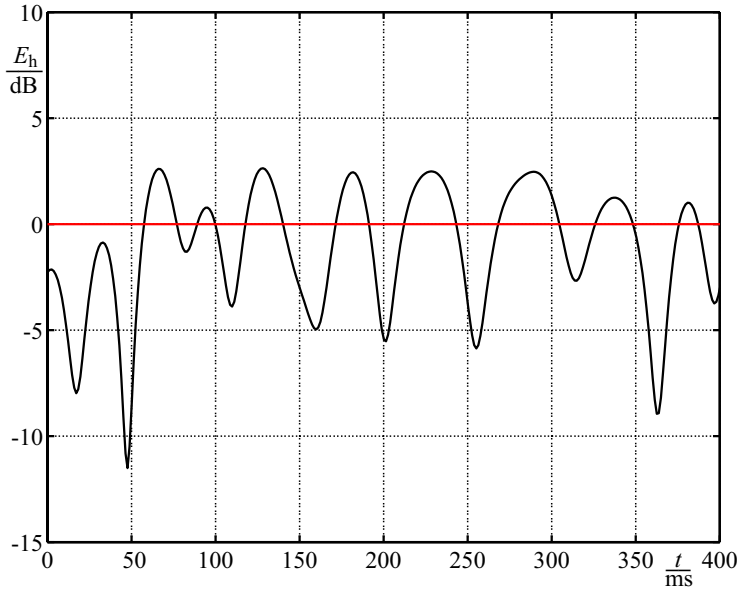

Bild 1.9. Exemplarischer Verlauf der momentanen Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ für Vehicular–A; $v = 10$ km/h

Tabelle 1.5. Varianz σ_h^2 der momentanen Kanalenergie $E_h(t)$

Kanalimpulsantwortmodell	Varianz σ_h^2 der momentanen Kanalenergie $E_h(t)$
Indoor–A	-0,64 dB
Pedestrian–A	-1,77 dB
Vehicular–A	-2,87 dB

1.4 Wesentliche Ziele und Inhalt der Arbeit

Endziel der vorliegenden Arbeit ist das Angeben von Empfehlungen für die Realisierung von Transportkanälen in TD–CDMA. Die Untersuchungen erfolgen am Beispiel der in Tabelle 1.1 aufgeführten exemplarischen Transportkanäle. Hierzu ist auch die Betrachtung der beim Verwenden von TDD wichtigen Gesichtspunkte Laufzeit und Interferenz in TD–CDMA erforderlich.

Die konkrete Realisierung eines Transportkanals ist das Transportformat [3GP00d, PMK00], das die zur Übertragung auf L1 verwendeten Verfahren und Techniken beschreibt. Die Untersuchung der Realisierung der Parameter Datenrate R_{tc} und Verzögerung T_{tc} von Transportkanälen durch Transportformate kann theoretisch erfolgen. Die resultierende Bitfehlerrate P der Nutzdaten beim Verwenden eines bestimmten Transportformats kann jedoch nur durch Simulation auf Verbindungsebene (Link Level, LL) bestimmt werden [Naß95].

Weil die am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung existierenden Simulationsprogramme keine Flexibilität bezüglich der Implementierung von Transportformaten bieten, war das Entwickeln einer neuen Simulationsumgebung notwendig. Die Software–Entwicklung [Jal91, Web00] wurde vom Autor nach den im V–Modell [Rom90, Rom95] definierten Entwicklungsschritten Problemanalyse, Programm–Entwicklung und Programmierung durchgeführt.

Eine exemplarische Auswahl von Transportformaten zum Realisieren der in Tabelle 1.1 definierten Transportkanäle soll untersucht werden. Hierzu wird die Leistungsfähigkeit der exemplarischen Transportformate mit Hilfe der entwickelten Simulationsumgebung ermittelt.

Die konkreten Ziele der vorliegenden Arbeit sind:

- Vorstellen von TD–CDMA und Beschreiben der technischen Verfahren, insbesondere der L1/L2–Schnittstelle, die durch Transportkanäle definiert ist. Aufzeigen der prinzi-

piellen Möglichkeiten zum Realisieren von Transportkanälen in TD–CDMA. Dies ist in der Einleitung bereits geschehen.

- Untersuchung der beim Verwenden von TDD wichtigen Gesichtspunkte Laufzeit und Interferenz in TD–CDMA. Darstellen der Problematik und Angeben von Lösungen bzw. Lösungsvorschlägen.

- Die Untersuchung der Abhängigkeiten und Zusammenhänge der in Abschnitt 1.2.3 identifizierten Freiheitsgrade beim Realisieren von Transportkanälen. Insbesondere soll dargestellt werden, welche wesentlichen Gesichtspunkte sich aus den Parametern Datenrate R_{tc}, Verzögerung T_{tc} und Bitfehlerrate P_{tc} eines Transportkanals für die Realisierung ergeben. Als konkrete Realisierung eines Transportkanals wird das Transportformat definiert.

- Entwickeln eines Simulationsprogramms zum Erproben verschiedener Transportformate. Dabei wird das V–Modell [Rom90, Rom95] zu Grunde gelegt, das die Software–Entwicklung in aufeinander aufbauende Entwurfsschritte untergliedert.

- Auswählen exemplarischer Transportformate zur Realisierung der in Tabelle 1.1 spezifizierten Transportkanäle. Ermitteln der Leistungsfähigkeit der exemplarischen Transportformate durch Simulation mit dem entwickelten Programm.

- Vergleichen der Simulationsergebnisse und Bewerten der Leistungsfähigkeit der exemplarischen Transportformate.

- Erarbeiten und Angeben von Empfehlungen für die Realisierung von Transportkanälen durch Transportformate in TD–CDMA.

Die Gliederung der Arbeit orientiert sich an den oben dargestellten Zielen:

In Kapitel 2 werden die wichtigen Gesichtspunkte Laufzeit und Interferenz in TD–CDMA untersucht. Dabei wird festgestellt, daß die Laufzeit in Piko– und Mikrozellen vernachlässigbar ist. Des weiteren wird die Problematik der Interferenz zwischen MSs und BSs, der MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz, erläutert. Es werden Vorschläge zum Vermeiden und Reduzieren dieser TDD–spezifischen Interferenz angegeben.

Die Untersuchung der Abhängigkeiten und Zusammenhänge der in Abschnitt 1.2.3 vom Autor identifizierten Freiheitsgrade beim Realisieren von Transportkanälen in TD–CDMA ist Gegenstand von Kapitel 3. Zunächst diskutiert der Autor alle wesentlichen Gesichtspunkte der Realisierung. Anschließend werden die Parameter des Transportformats definiert, das alle Ver-

fahren und Techniken der Realisierung von Transportkanälen auf L1 zusammenfaßt. Diese Definition ist Stand der Technik. Als wichtige Verfahren für die Reduzierung der Bitfehlerrate P der Nutzdaten werden die schnelle Leistungsregelung und die Antennendiversität, die Stand der Technik sind, vorgestellt.

Gegenstand von Kapitel 4 ist die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA. Dabei wird die Verbindungsebene, die sich auf die Übertragung innerhalb einer einzigen Zelle beschränkt, betrachtet. Für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA ist zunächst das Entwickeln eines geeigneten Programms erforderlich. Dabei wird auf Prinzipien, Konzepte, Methoden und Modelle der Informatik für die Software–Entwicklung zurückgegriffen. Deshalb sind die Grundlagen der Software–Entwicklung [Rom95] Gegenstand von Abschnitt 4.2. Die Entwicklung des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA ist Gegenstand von Abschnitt 4.3.

Inhalt von Kapitel 5 ist die quantitative Untersuchung der Leistungsfähigkeit von Transportformaten in TD–CDMA. Hierzu werden exemplarische Transportformate für die in Tabelle 1.1 definierten Transportkanäle ausgewählt und durch Simulationen mit dem in Kapitel 4 beschriebenen Simulationsprogramm untersucht. Die Ergebnisse der Simulationen für die in Abschnitt 1.3 eingeführten Kanalmodelle Indoor–A, Pedestrian–A und Vehicular–A werden in Kapitel 5 dargestellt, diskutiert und bewertet.

Kapitel 6 enthält Zusammenfassungen der vorliegenden Arbeit in deutscher und englischer Sprache.

2 Wichtige Gesichtspunkte TDD–basierter Luftschnittstellen

2.1 Vorbemerkung

Die beiden Duplexverfahren TDD und FDD basieren auf fundamental unterschiedlichen Konzepten [ENS97] für die Trennung der Signale von Aufwärts– und Abwärtsstrecke. Bei TDD geschieht das Separieren dieser Signale zeitlich durch abwechselndes Übertragen in einer der beiden Strecken in demselben Frequenzband [EV97, OP98b]. Im Fall von FDD steht für Aufwärts– und Abwärtsstrecke jeweils ein eigenes Frequenzband zur Verfügung. Das Trennen der Signale beider Strecken wird durch entsprechende Sende– und Empfangsfilter in MS und BS ermöglicht [EV97, OP98b]. Bei TDD muß ein Schutzzeitintervall zwischen aufeinanderfolgenden Sende– und Empfangsintervallen vorgesehen werden [ENS97]. Die erforderliche Dauer T_w des Schutzzeitintervalls hängt von der Ausbreitungsdauer der Signale zwischen MS und BS – der Laufzeit Δt (engl. Propagation Delay) [ENS97, Pra98] – ab. Deshalb ist diese Laufzeit Δt ein wichtiger Gesichtspunkt bei TD–CDMA, der in Abschnitt 2.2 eingehend betrachtet wird. Insbesondere soll die Frage geklärt werden, welche Auswirkungen die Schutzzeitintervalle auf die Realisierung von Transportkanälen haben. Wie bereits in Abschnitt 1.4 erwähnt, tritt bei FDD–basierten Luftschnittstellen ausschließlich Interferenz zwischen einer MS und einer BS auf. Die Leistungsfähigkeit TDD–basierter Luftschnittstellen wird jedoch zusätzlich durch MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz begrenzt. Notwendige Maßnahmen zum Reduzieren der Interferenz wirken sich u.U. auf die Realisierung von Transportkanälen in TD–CDMA aus. Deshalb ist die Interferenz Gegenstand von Abschnitt 2.3.

2.2 Laufzeit

2.2.1 Problem

Das Grundproblem bei TDD besteht darin, daß eine MS bzw. BS nicht gleichzeitig senden und empfangen kann. Deshalb muß bei TDD ein Schutzzeitintervall zwischen aufeinanderfolgenden Sende– und Empfangsintervallen vorgesehen werden [ENS97]. Das Zweifache der Laufzeit Δt wird als Umlaufzeit $2\Delta t$ (engl. Round Trip Delay) [Skl97a, Pra98] bezeichnet. Die Dauer T_w des Schutzzeitintervalls zwischen den Sende– und Empfangsintervallen bei TDD–basierten Luftschnittstellen muß größer als die oder gleich der Umlaufzeit $2\Delta t$ sein. Dieser Zusammenhang zwischen der Dauer T_w des Schutzzeitintervalls und der Umlaufzeit $2\Delta t$ ist allgemein bekannt und aufgrund dieses Zusammenhangs kommt es zu einem Problem für TDD–basierte Luftschnittstellen [ENS97]. Dieses Problem soll nachfolgend erläutert werden, weil es der Ausgangspunkt der Lösungsfindung für TD–CDMA ist.

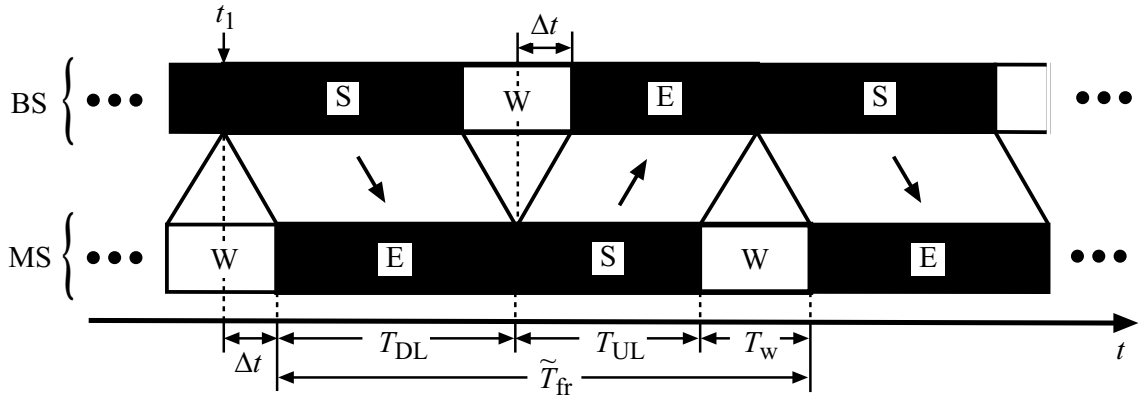

Bild 2.1. Sendeintervall (S), Empfangsintervall (E) und Warteintervall (W) bei TDD–basierter Kommunikation zwischen einer MS und einer BS [ENS97]

Bild 2.1 betrifft die Kommunikation einer MS und einer BS auf TDD–Basis. Zum Zeitpunkt t_1 beginnt die BS mit dem Aussenden des Signals der Abwärtsstrecke der Dauer T_{DL}, das zum Zeitpunkt $t_1 + \Delta t$ als Empfangssignal an der MS eintrifft. Die Sende– und Empfangsintervalle sind in Bild 2.1 mit S und E bezeichnet. Die Ausbreitungswege der elektromagnetischen Wellen der Signale zwischen MS und BS heißen Signalpfade [Skl97a]. Es wird angenommen, daß ein einziger Signalpfad zwischen MS und BS besteht, dessen Länge hier mit Δs bezeichnet wird. Mit dieser Weglänge Δs und der Lichtgeschwindigkeit c_0 ergibt sich die Laufzeit

$$\Delta t = \frac{\Delta s}{c_0} \tag{2.1}$$

[HMS89]. Nach dem Empfang des vollständigen Signals der Abwärtsstrecke beginnt die MS unverzüglich mit dem Senden des Signals der Aufwärtsstrecke der Dauer T_{UL}, das wiederum um die Laufzeit Δt verzögert an der BS eintrifft, siehe Bild 2.1. Folglich ergibt sich nach jedem Sendeintervall einer MS bzw. einer BS für die MS bzw. die BS ein ungenutztes Zeitintervall der Dauer T_{w}, die gleich der Umlaufzeit $2\Delta t$ ist. Ein ungenutztes Zeitintervall ist in Bild 2.1 als Warteintervall (W) bezeichnet. Bei der Kommunikation einer BS und einer einzigen MS, siehe Bild 2.1, folgt auf ein Sendeintervall immer ein Warteintervall, d.h. es ist nicht möglich unmittelbar nach dem Senden mit dem Empfangen zu beginnen. Nach (2.1) hängt die Laufzeit Δt und damit auch die Umlaufzeit $2\Delta t$ lediglich von der Weglänge Δs ab. In Bild 2.1 wird kein TDMA eingesetzt. Die Rahmen von MS und BS in Bild 2.1 enthalten nur ein einziges Sende– und ein einziges Empfangsintervall. Bei TD–CDMA entspricht dies einer Einfach–Umschaltzeitpunkt–Konfiguration, siehe Bild 1.2 a und b. Setzt man voraus, daß die Übertragung mit der Abwärtsstrecke beginnt, so wiederholen sich die Folgen Sende–, Warte– und Empfangsintervall an der BS und Empfangs–, Sende– und Warteintervall an der MS peri-

odisch. Die Summe der Dauern T_{UL} und T_{DL} der Aufwärts– und Abwärtsstrecke ist gleich der Rahmendauer T_{fr}. Die Rahmendauer T_{fr} wird für die Übertragung genutzt. Die gesamte Dauer einer aus Empfangs–, Sende– und Warteintervall bestehenden Folge beträgt

$$\tilde{T}_{fr} = T_{fr} + (2 \cdot \Delta t) . \tag{2.2}$$

$\tilde{T}_{fr}$ werde als Rahmendauer plus Schutzzeit bezeichnet. Auf der Basis der bekannten Problematik nach Bild 2.1 hat der Autor das Verhältnis der Rahmendauer T_{fr} und der Rahmendauer plus Schutzzeit $\tilde{T}_{fr}$ nach (2.2) abhängig von der Weglänge Δs mit $\tilde{T}_{fr}$ als Parameter untersucht. Bild 2.2 zeigt das Ergebnis dieser Untersuchung. Der Quotient

$$\frac{T_{fr}}{\tilde{T}_{fr}} = \frac{T_{fr}}{T_{fr} + 2\Delta t} = \frac{T_{fr}}{T_{fr} + 2\Delta s / c_0} \tag{2.3}$$

ermöglicht die Bewertung und den Vergleich von Luftschnittstellen für die Kommunikation einer einzigen MS und einer einzigen BS bei einer Situation nach Bild 2.1. Ziel ist das Ermitteln des Quotienten $T_{fr}/\tilde{T}_{fr}$ für die Zelltypen Piko–, Mikro–, Makro– und Satellitenzelle. Dazu ist der Zusammenhang zwischen der Weglänge Δs und den genannten Zelltypen herzustellen.

Bei der Satellitenzelle besteht eine direkte Verbindung (engl. Line Of Sight, LOS) zwischen der MS und der BS [Wal98]. Demzufolge kann die Weglänge Δs durch die Höhe der Umlaufbahn der Satelliten approximiert werden. Hier soll ein LEO (Low Earth Orbiting)–Satellit angenommen werden, dessen Höhe der Umlaufbahn ca. 500 km beträgt [Wal98]. Der jeweilige maximale Radius r_{max} von Zellen der Zelltypen Piko–, Mikro– bzw. Makrozelle beträgt $r_{max} = 0{,}4$ km, $r_{max} = 2$ km bzw. $r_{max} = 20$ km [Pra98]. Der maximale Radius r_{max} der Zellen eines Zelltyps ist gleich der maximalen Distanz zwischen MS und BS. Befindet sich die MS am Rand der Zelle, so ist die Weglänge Δs bei einer LOS–Verbindung gleich dem maximalen Radius r_{max}. In den Zelltypen Piko–, Mikro– und Makrozelle ist i.a. keine direkte Verbindung (engl. No Line Of Sight, NLOS) zwischen MS und BS vorhanden. Bei NLOS–Verbindungen ergeben sich die Signalpfade durch Reflexionen und Beugungen an Objekten in der Umgebung [Skl97a, Pra98]. Deshalb wird der Zusammenhang zwischen der Weglänge Δs und dem maximalen Radius r_{max} einer Zelle durch $\Delta s = 1{,}5\ r_{max}$ für die vorliegende Untersuchung approximiert. Dieser Spezialfall $\Delta s = 1{,}5\ r_{max}$ soll für die Zelltypen Piko–, Mikro– und Makrozelle angenommen werden.

Unter Verwendung von Bild 2.2 hat der Autor den Quotienten $T_{fr}/\tilde{T}_{fr}$ für die Zelltypen Piko–, Mikro–, Makro– und Satellitenzelle mit der Rahmendauer plus Schutzzeit $\tilde{T}_{fr}$ als Parameter ermittelt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 2.1 enthalten. Es ist zu beachten, daß Bild 2.2 und

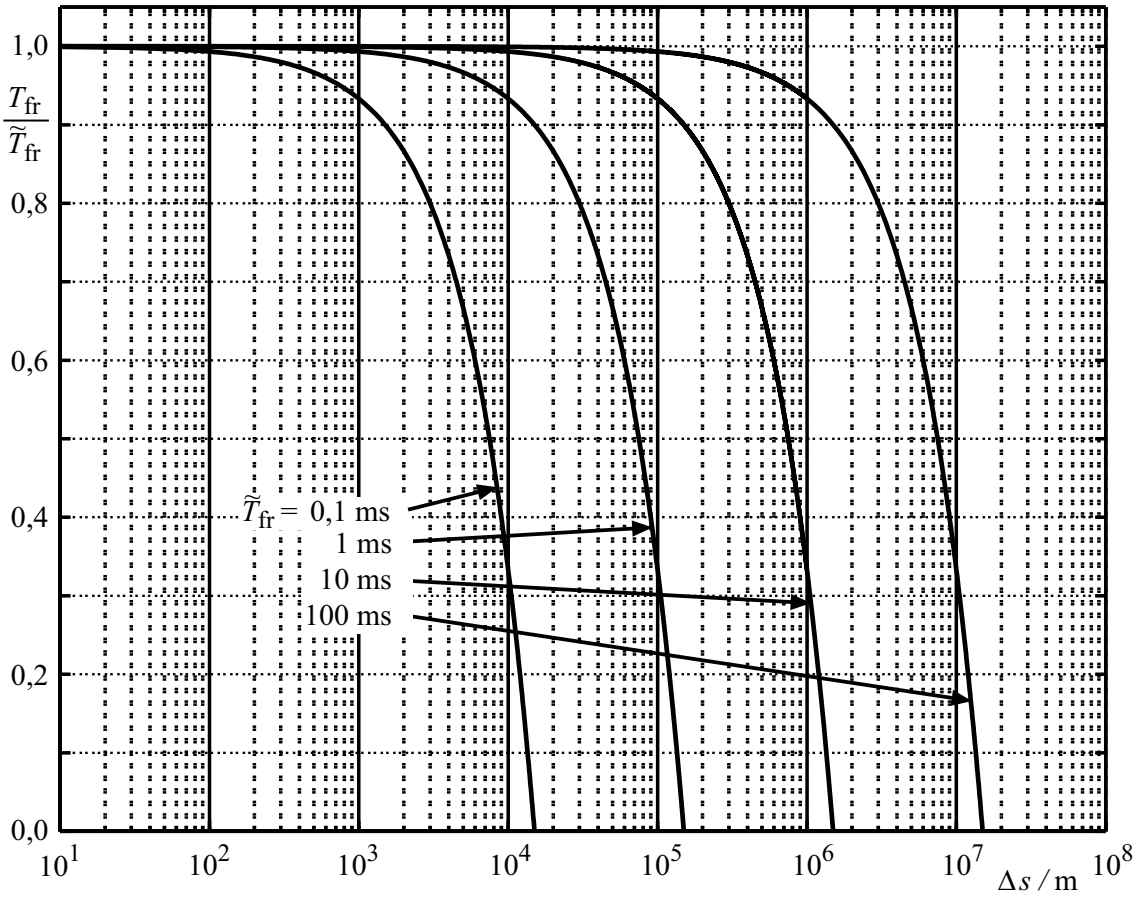

Bild 2.2. Verhältnis $T_{fr}/\tilde{T}_{fr}$ der Rahmendauer T_{fr} und der Rahmendauer plus Schutzzeit $\tilde{T}_{fr}$ als Funktion der Weglänge Δs; Parameter: $\tilde{T}_{fr}$

Tabelle 2.1. Zelldaten und Verhältnis $T_{fr}/\tilde{T}_{fr}$ der Rahmendauer T_{fr} und der Rahmendauer plus Schutzzeit $\tilde{T}_{fr}$ für verschiedene Zelltypen; Parameter: $\tilde{T}_{fr}$

				$T_{fr}/\tilde{T}_{fr}$	
Zelltyp	r_{max} / km	Δs / km	$2\Delta t$ / ms	$\tilde{T}_{fr}$ = 1 ms	$\tilde{T}_{fr}$ = 10 ms
Pikozelle	0,4	0,6	0,004	0,996	0,999
Mikrozelle	2	3	0,02	0,980	0,998
Makrozelle	20	30	0,2	0,800	0,980
Satelliten-zelle	500	500	3,34	–	0,666

Tabelle 2.1 ausschließlich für Einfach–Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen, siehe Bild 1.2 a und b, gelten. Die Werte in Tabelle 2.1 verdeutlichen, daß das Verwenden von TDD im Fall der Rahmendauer plus Schutzzeit $\tilde{T}_{\mathrm{fr}} = 1\,\mathrm{ms}$ in Pikozellen ohne Einbußen bezüglich der Rahmendauer T_{fr} und in Mikrozellen lediglich mit nach Ansicht des Autors vernachlässigbarem Verlust möglich ist. In Makrozellen dagegen beträgt der Quotient $T_{\mathrm{fr}}/\tilde{T}_{\mathrm{fr}} = 0{,}8$, d.h. es sind nur noch 80% der Rahmendauer plus Schutzzeit $\tilde{T}_{\mathrm{fr}}$ für die Übertragung nutzbar. Im Fall der Satellitenübertragung wäre die Umlaufzeit $2\Delta t$ sogar länger als die Rahmendauer plus Schutzzeit $\tilde{T}_{\mathrm{fr}}$, d.h. es könnte keine Informationsübertragung stattfinden. Deshalb können TDD–basierte Luftschnittstellen, die auf einer Rahmendauer plus Schutzzeit in der Größenordnung $\tilde{T}_{\mathrm{fr}} \approx 1\,\mathrm{ms}$ basieren, nach Tabelle 2.1 nur effizient in Piko– sowie Mikrozellen eingesetzt werden. Beträgt die Rahmendauer $\tilde{T}_{\mathrm{fr}} = 10\,\mathrm{ms}$, wie beispielsweise bei TD–CDMA, kann nach Tabelle 2.1 TDD auch in Makrozellen mit einer Rahmendauer $T_{\mathrm{fr}} = 0{,}98\tilde{T}_{\mathrm{fr}}$ effizient eingesetzt werden. Für Satellitenübertragung ist TDD aber nicht empfehlenswert.

2.2.2 Timing Advance

Nachfolgend soll eine Lösung für das in Abschnitt 2.2.1 erläuterte Problem angegeben werden. Diese Lösung ist insbesondere bei TD–CDMA einsetzbar.

Wie bereits in Abschnitt 1.2.2 erläutert, können bei TD–CDMA auch Mehrfach–Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen nach Bild 1.2 c und d eingesetzt werden, die bis auf den ersten und letzten Zeitschlitz des Rahmens beliebig konfigurierbar sind. Demnach besteht die Möglichkeit, daß beliebige benachbarte Zeitschlitze unterschiedlichen Strecken zugeordnet sind. Damit die Flexibilität der Mehrfach–Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen nicht eingeschränkt wird, muß bei TD–CDMA zwischen allen Zeitschlitzen ein Schutzzeitintervall liegen.

Die Burstformate von TD–CDMA, siehe Tabelle 1.2, sehen eine Schutzzeit der Dauer $T_{\mathrm{g}} = 23{,}4\,\mu\mathrm{s}$ vor. Die Verzögerungsspreizung des Mobilfunkkanals [Skl97a] führt zur zeitlichen Aufweitung des Sendesignals. Diese zeitliche Aufweitung muß durch die Schutzzeit T_{g} aufgefangen werden, um Interferenz zwischen Zeitschlitzen zu vermeiden. Die Länge der Kanalimpulsantwort heißt Verzögerungsspreizung $\tau_{\max}$ (engl. Excess Delay Spread). Beim Senden eines Bursts der Dauer $T_{\mathrm{bu}} - T_{\mathrm{g}}$ erhält man aufgrund der Verzögerungsspreizung ein Empfangssignal der Dauer $T_{\mathrm{bu}} - T_{\mathrm{g}} + \tau_{\max}$ [Rup93]. Damit keine Interferenz zwischen Zeitschlitzen auftritt und beliebige Mehrfach–Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen einsetzbar sind, muß die Dauer T_{g} der Schutzzeit größer als die oder gleich der Summe der Verzögerungsspreizung $\tau_{\max}$ und der Umlaufzeit $2\Delta t$ sein. Die Verzögerungsspreizung $\tau_{\max}$ beträgt beim Kanalmodell Pedestrian–B, das, wie bereits in Abschnitt 1.3 gesagt, von ITU für Mikrozellen spezifiziert wurde, $3{,}7\,\mu\mathrm{s}$. Der Anteil der Energie der Kanalimpulsantwort im Intervall $[\tau = 3{,}4\,\mu\mathrm{s}, \tau = 3{,}7\,\mu\mathrm{s}]$ ist nach Ansicht des Autors vernachlässigbar. Nach Tabelle 2.1 ist die Umlaufzeit in Mikrozellen $2\Delta t = 20\,\mu\mathrm{s}$. Daraus folgt, daß im Fall von Mikrozellen und

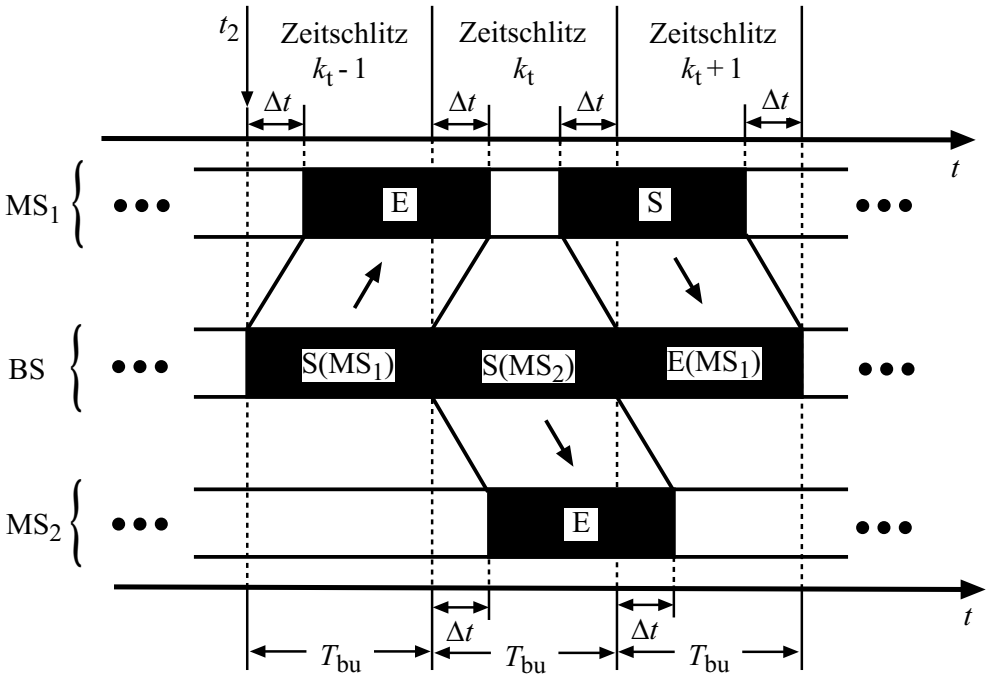

Bild 2.3. Sende– und Empfangsintervalle bei TDD–basierter Kommunikation zwischen zwei MSs und einer BS mit Timing Advance

damit auch im Fall von Pikozellen die Dauer $T_g = 23{,}4\ \mu s$ der Schutzzeit von TD–CDMA ausreichend ist, um die Verzögerungsspreizung τ_{max} des Mobilfunkkanals und die Umlaufzeit $2\Delta t$ aufzufangen. Für die in Abschnitt 2.2.1 getroffenen Annahmen kann nach Meinung des Autors das Problem der Laufzeit bei TD–CDMA als unkritisch angesehen werden, wenn man das Einsatzgebiet von TD–CDMA auf Piko– und Mikrozellen beschränkt.

Weil bei TD–CDMA i.a. die Anzahl der aktiven MSs in einer Strecke größer als eins ist, kann nach Ansicht des Autors ohne wesentliche Einschränkung der Flexibilität der Luftschnittstelle folgende Annahme getroffen werden: Es wird ausgeschlossen, daß eine MS, die im Zeitschlitz $k_t - 1$, $k_t \in \{2 \ldots K_t\}$, siehe Abschnitt 1.2.2, empfängt, im darauffolgenden Zeitschlitz k_t sendet. Dies bedeutet, daß zwischen Sende– und Empfangsintervallen der MS mindestens ein Zeitschlitz liegt, in dem die MS nicht aktiv ist. Beispielsweise ist in Bild 2.3 MS_1 im Zeitschlitz $k_t - 1$ in der Abwärtsstrecke aktiv, im Zeitschlitz k_t inaktiv und im Zeitschlitz $k_t + 1$ in der Aufwärtsstrecke aktiv. Dieses Konzept bietet folgende Vorteile: In der Abwärtsstecke darf sich das Empfangsintervall (E) der MS_1 bis in den nachfolgenden Zeitschlitz k_t erstrekken, weil MS_1 im Zeitschlitz k_t nicht sendet. In der Aufwärtsstrecke, beispielsweise im Intervall $[t_2 + 2T_{bu}, t_2 + 3T_{bu}]$ in Bild 2.3, kann die BS veranlassen, daß MS_1 zum Zeitpunkt $t_2 + 2T_{bu} - \Delta t$ mit dem Senden beginnt, so daß die Empfangsphase der BS zum gewünschten Zeitpunkt $t_2 + 2T_{bu}$ startet. Dieses Verfahren heißt Timing Advance [HKK+00, 3GP00j,

Sch99] und wird bei TD–CDMA benutzt. Im Zeitschlitz k_t in Bild 2.3 wird MS_2 von der BS versorgt, so daß kein Warteintervall der BS entsteht, siehe Bild 2.1. Deshalb kann TD–CDMA mit Timing Advance nach Meinung des Autors auch effizient in Makrozellen eingesetzt werden. Das Verfahren Timing Advance ist Stand der Technik. Die Darstellung dieses Verfahrens in Bild 2.3 wurde vom Autor erarbeitet.

Die vorliegende Untersuchung hat gezeigt, daß die Laufzeit Δt die Verwendung von TD–CDMA in Piko– und Mikrozellen nicht beeinträchtigt, siehe Tabelle 2.1. Des weiteren wurde festgestellt, daß der Einsatz von Timing Advance auch die effiziente Verwendung von TD–CDMA in Makrozellen ermöglicht. Es ist zu beachten, daß in der vorliegenden Untersuchung die Dauer der Signalverarbeitung, die u.U. zu Verzögerungen oder Einschränkungen führen kann, nicht berücksichtigt wurde. In den weiteren Untersuchungen dieser Arbeit wird vorausgesetzt, daß die Rahmendauer T_{fr} gleich der Rahmendauer plus Schutzzeit $\tilde{T}_{fr}$ ist, d.h. die Dauer der Schutzzeit T_w ist gleich Null.

2.3 Interferenz

2.3.1 Problem

In Abschnitt 1.2.3 wurde gesagt, daß bei der Übertragung der Rohdaten i.a. Fehler auftreten und die Bitfehlerrate P_r der Rohdaten i.a. sehr viel größer als die maximal zulässige Bitfehlerrate P_{tc} eines Transportkanals ist. Deshalb ist der Einsatz von FEC–Verfahren erforderlich, die Redundanz einfügen, die im Empfänger zur Fehlerkorrektur verwendet wird. Zum einen nimmt die Anzahl korrigierbarer Fehler i.a. mit abnehmender Coderate R_c zu [Bos92]. Zum anderen verringert das Einfügen von Redundanz die Datenrate $R^{(k)}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, der Nutzdaten der MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, um den Faktor der Coderate R_c. Es ist offensichtlich, daß eine möglichst niedrige Bitfehlerrate P_r der Rohdaten wünschenswert ist.

Die Bitfehlerrate P_r der Rohdaten hängt u.a. von der Qualität des Empfangssignals ab. Das Verhältnis der Leistung C des erwünschten Empfangssignalanteils und der Leistung I des unerwünschten Empfangssignalanteils – der Interferenz – heißt Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I [Ste96]. Das Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I ist ein Maß für die Qualität des Empfangssignals. Die Bitfehlerrate P_r der Rohdaten ist i.a. eine monoton fallende Funktion des C/I [Pro93]. Bei der Realisierung von Transportkanälen ist folglich die Interferenz zu beachten. Wie bereits in Abschnitt 1.4 erwähnt, ist die Interferenz insbesondere bei TDD–basierten Luftschnittstellen problematisch. Das Problem der Interferenz bei TDD wird nachfolgend erläutert. Diese Erläuterung bildet die Basis für die in Abschnitt 2.3.2 angegebenen Lösungsvorschläge.

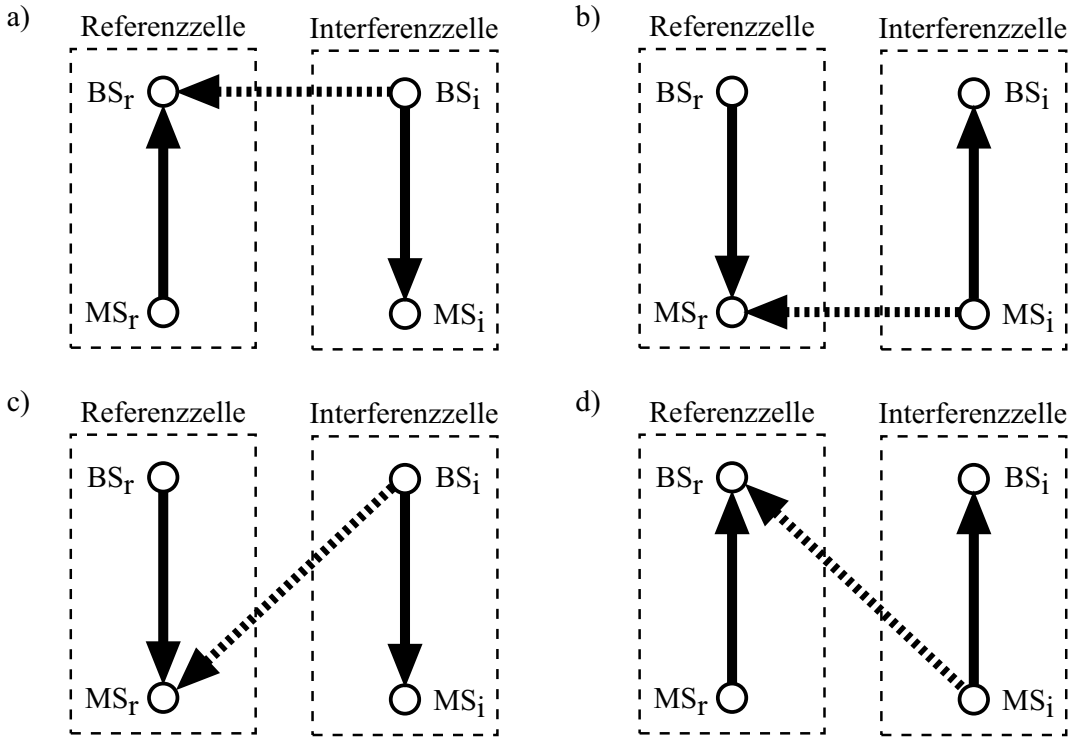

Bild 2.4. Vier unterschiedliche Situationen beim Entstehen der Interzellinterferenz
a) BS–zu–BS–Interferenz
b) MS–zu–MS–Interferenz
c) BS–zu–MS–Interferenz
d) MS–zu–BS–Interferenz

Man unterscheidet grundsätzlich zwischen zwei Interferenzarten: Der Intrazellinterferenz [Gib96], die durch den Vielfachzugriff entsteht, und der Interzellinterferenz [Gib96]. Das TDD–spezifische Interferenzproblem entsteht durch Interzellinterferenz die hier ausschließlich betrachtet wird. Beim Entstehen der Interzellinterferenz ist zwischen vier Situationen zu unterscheiden. Diese vier Situationen werden anhand eines aus einer Referenzzelle und einer interferierenden Zelle – der Interferenzzelle – bestehenden Szenarios erläutert, siehe Bild 2.4. In der Referenzzelle kommunizieren die BS_r und MS_r, in der Interferenzzelle die BS_i und MS_i miteinander. Die Interferenzzelle erzeugt in der Referenzzelle Interzellinterferenz, wenn die Sendesignale der Interferenzzelle in die Referenzzelle gelangen und dort als unerwünschte Empfangssignale an BS_r bzw. MS_r vorliegen.

Jede der vier Situationen ist durch die Richtung der Kommunikation in der Referenz– und in der Interferenzzelle gekennzeichnet. Erwünschte und unerwünschte Signale sind in Bild 2.4 mit durchgezogenen bzw. gestrichelten Pfeilen dargestellt. Bei der Situation nach Bild 2.4 a ist in der Referenzzelle die Aufwärtsstrecke und in der Interferenzzelle die Abwärtsstrecke aktiv,

so daß das Empfangssignal an BS_r durch die von BS_i erzeugte Interferenz gestört wird. Folglich bezeichnet man die in Bild 2.4 a vorliegende Interferenz als BS–zu–BS–Interferenz [HHLT00]. Ist in der Referenzzelle die Abwärtsstrecke und in der Interferenzzelle die Aufwärtsstrecke aktiv, so entsteht MS–zu–MS–Interferenz [HHLT00], siehe Bild 2.4 b. Das Auftreten von BS–zu–MS– bzw. MS–zu–BS–Interferenz [HHLT00] durch Stören von MS_r durch BS_i bzw. von BS_r durch MS_i zeigen die Bilder 2.4 c bzw. d. BS–zu–MS– und MS–zu–BS–Interferenz treten in FDD– sowie TDD–Systemen auf. Im Fall der BS–zu–BS– sowie der MS–zu–MS–Interferenz kommunizieren die Referenz– und die Interferenzzelle in unterschiedlichen Strecken. Diese gegenseitige Beeinflussung der Aufwärts– und Abwärtsstrecke kann bei FDD–Systemen durch hinreichend großen Duplexabstand und hinreichende Qualität der Sende– und Empfangsfilter unterdrückt werden [ENS97]. Bei TDD kann die Interferenz zwischen der Aufwärts– und der Abwärtsstrecke nicht durch einfache Maßnahmen im Frequenzbereich vermieden werden. Dieser Sachverhalt ist ein Nachteil von TDD–Systemen [HHLT00, HPT99].

Bild 2.5, siehe auch [HHLT00], zeigt sechs unterschiedliche Situationen beim Entstehen von MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz, anhand des Rahmens einer Referenzzelle und sechs unterschiedlichen Rahmen einer Interferenzzelle:

- Der Rahmen der Referenzzelle beginnt zum Zeitpunkt t_1, der Rahmen der Interferenzzelle beginnt um die Dauer Δ_{off} später zum Zeitpunkt $t_1 + \Delta_{off}$.

- Referenz– und Interferenzzelle verwenden Einfach–Umschaltzeitpunkt–Konfigurationen, siehe Bild 1.2 a und b. Schutzzeitintervalle, siehe Abschnitt 2.2, werden vernachlässigt.

- Die Dauern der Aufwärts– und Abwärtsstrecke in der Referenzzelle werden mit $T_{UL,\,r}$ und $T_{DL,\,r}$ bezeichnet. Die Dauern der Aufwärts– und Abwärtsstrecke in der Interferenzzelle werden mit $T_{UL,\,i}$ und $T_{DL,\,i}$ bezeichnet.

- Die Empfangsintervalle von BS_r und MS_r sind mit $E(BS_r)$ und $E(MS_r)$ bezeichnet. Die Sendeintervalle von BS_i und MS_i sind mit $S(BS_i)$ und $S(MS_i)$ bezeichnet.

- In den Situationen nach Bild 2.5 besteht keine Synchronisation der Zeitpunkte des Rahmenanfangs t_1 und $t_1 + \Delta_{off}$ sowie der Umschaltzeitpunkte $t_1 + T_{DL,\,r}$ und $t_1 + \Delta_{off} + T_{DL,\,i}$.

- Der Zeitpunkt $t_1 + \Delta_{off}$ des Rahmenanfangs der Interferenzzelle sowie der Umschaltzeitpunkt $t_1 + \Delta_{off} + T_{DL,\,i}$ der Interferenzzelle können jeweils entweder im Zeitintervall $E(MS_r)$ oder im Zeitintervall $E(BS_r)$ der Referenzzelle liegen. Deshalb gibt es

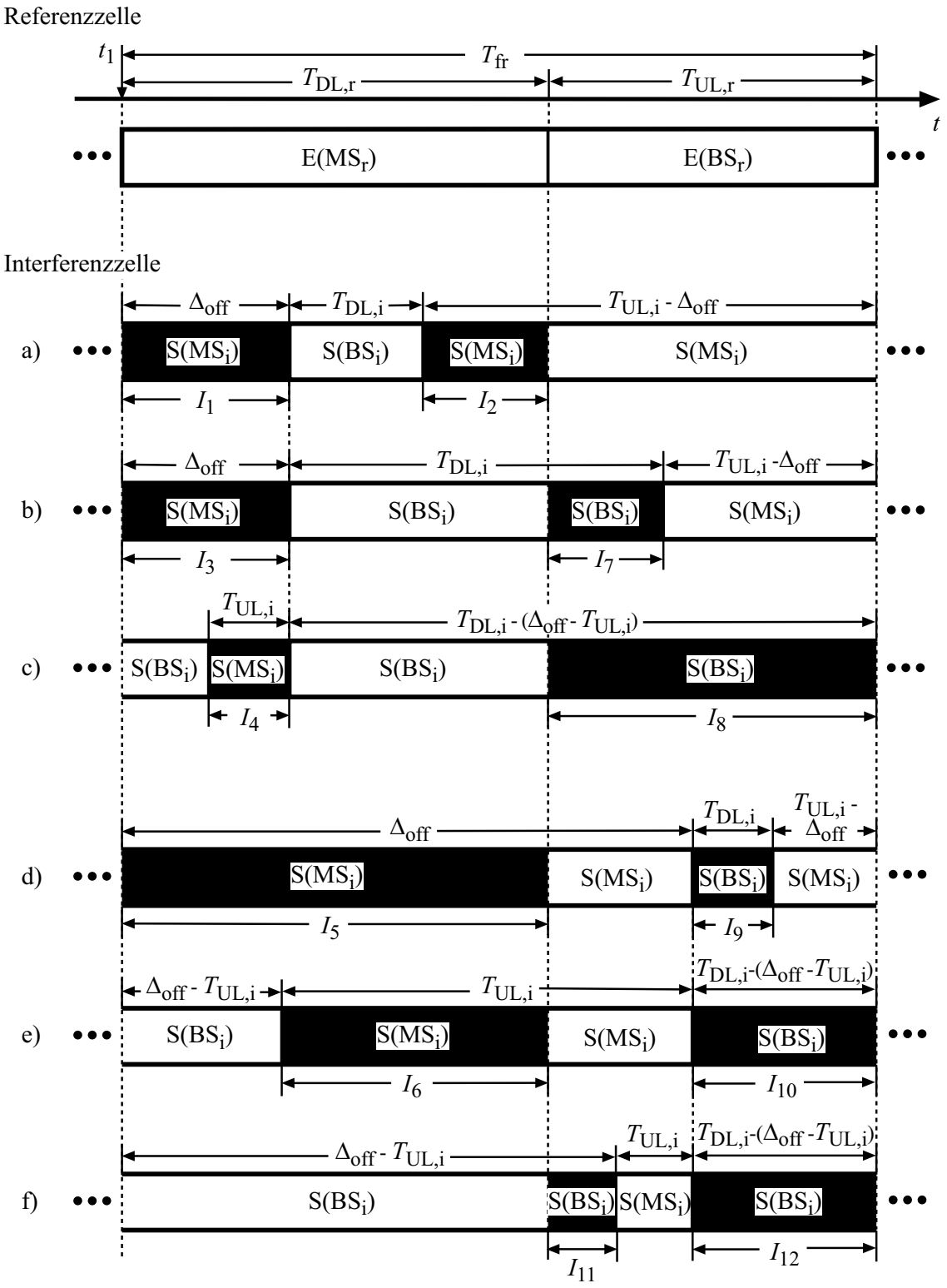

Bild 2.5. Sechs unterschiedliche Situationen beim Entstehen von MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz

sechs unterschiedliche Situationen, die sich in der Charakteristik der auftretenden Interferenz unterscheiden.

- MS–zu–MS–Interferenz entsteht während der Überlappung der Zeitintervalle $\mathrm{E}(\mathrm{MS_r})$ und $\mathrm{S}(\mathrm{MS_i})$. Dies ist in Bild 2.5 während der schraffierten Zeitintervalle der Dauern I_1 bis I_6 der Fall.

- BS–zu–BS–Interferenz entsteht während der Überlappung der Zeitintervalle $\mathrm{E}(\mathrm{BS_r})$ und $\mathrm{S}(\mathrm{BS_i})$. Dies ist in Bild 2.5 während der schraffierten Zeitintervalle der Dauern I_7 bis I_{12} der Fall.

Weil das Versorgungsgebiet flächendeckend in Zellen eingeteilt wird, ist davon auszugehen, daß eine Referenzzelle durch mehrere Interferenzzellen beeinträchtigt wird, deren Rahmenaufbau jeweils einem der Bilder 2.5 a bis f entspricht. Demzufolge treten i.a. mehrere der schraffierten Interferenzintervalle der Dauern I_1 bis I_{12} gleichzeitig und nicht deterministisch auf. Dies führt zu starken Schwankungen des Träger–zu–Interferenz–Verhältnisses C/I, die wiederum zum plötzlichen Abbruch der Verbindung führen können. Die MS–zu–MS–Interferenz ist als kritisch einzustufen, wenn die sendende MS und die empfangende MS jeweils in der Nähe des Zellrandes in geringem gegenseitigem Abstand sind [HHLT00, HPT99]. Weil die Aufstellungsorte von BSs in der Regel exponiert sind, besteht u.U. eine direkte Sichtverbindung zwischen den BSs benachbarter Zellen, so daß das Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I am Ort der $\mathrm{BS_r}$ der Referenzzelle durch die $\mathrm{BS_i}$ der Nachbarzelle erheblich beeinträchtigt werden kann. Deshalb müssen nach Ansicht des Autors bei TDD–basierten Luftschnittstellen Maßnahmen zur Reduzierung bzw. Eliminierung der Interferenz, insbesondere der MS–zu–MS– und der BS–zu–BS–Interferenz getroffen werden.

Lösungsvorschläge für dieses Interferenzproblem sind Inhalt des folgenden Abschnitts 2.3.2.

2.3.2 Lösungsvorschläge

Wie bereits erwähnt, tritt MS–zu–MS– bzw. BS–zu–BS–Interferenz nur dann auf, wenn in der Referenzzelle die Abwärtsstrecke und in der Interferenzzelle die Aufwärtsstrecke bzw. in der Referenzelle die Aufwärtsstrecke und in der Interferenzzelle die Abwärtsstrecke aktiv ist. Deshalb können MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz vollständig durch Synchronisation der Zeitpunkte t_1 und $t_1 + \Delta_{\mathrm{off}}$ des Rahmenanfangs sowie der Synchronisation der Umschaltzeitpunkte $t_1 + T_{\mathrm{DL,\,r}}$ und $t_1 + \Delta_{\mathrm{off}} + T_{\mathrm{DL,\,i}}$ der Zellen eines bestimmten geographischen Gebiets vermieden werden, siehe Bild 2.6 c. Die Synchronisation der Umschaltzeitpunkte würde jedoch eine erhebliche Einschränkung der Flexibilität der Luftschnittstelle bedeuten. Im Fall von TD–CDMA müßte in allen Zellen dieselbe Umschaltzeitpunkt–Konfiguration ver-

wendet werden. Dies hätte erhebliche Einschränkungen für die Realisierung von Transportkanälen zur Folge. Die Synchronisation der Umschaltzeitpunkte ist daher nach Ansicht des Autors nicht empfehlenswert.

Bei Synchronisation der Zeitpunkte t_1 und $t_1 + \Delta_{\text{off}}$ des Rahmenfangs, d.h. $\Delta_{\text{off}} = 0$, bleiben nur die Situationen in Bild 2.6 a und b mit den Interferenzintervallen der Dauern

$$I_2 = \begin{cases} T_{\text{DL, r}} - T_{\text{DL, i}} & \text{für} \quad T_{\text{DL, r}} \geq T_{\text{DL, i}}, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.4}$$

und

$$I_7 = \begin{cases} T_{\text{UL, r}} - T_{\text{UL, i}} & \text{für} \quad T_{\text{UL, r}} \geq T_{\text{UL, i}}, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.5}$$

übrig. Dabei verursacht eine Interferenzzelle entweder ausschließlich MS–zu–MS–Interferenz, siehe Bild 2.6 a, oder ausschließlich BS–zu–BS–Interferenz, siehe Bild 2.6 b. Die Dauer des jeweiligen Interferenzintervalls ist durch (2.4) und (2.5) gegeben. Durch Synchronisation der Zeitpunkte t_1 und $t_1 + \Delta_{\text{off}}$ des Rahmenanfangs der Zellen eines bestimmten geographischen Gebiets kann die Häufigkeit kritischer, durch MS–zu–MS– oder BS–zu–BS–Interferenz verursachter Situationen signifikant reduziert werden [HHLT00]. Die Eliminierung auftretender kritischer Situationen erfordert zusätzliche Maßnahmen und Verfahren. Weitere Verfahren zur Reduzierung und Eliminierung der MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz sind Leistungsregelung, dynamische Kanalvergabe (Dynamic Channel Allocation, DCA) [AJK99, HKK+00, SHH+97], adaptive Antennen und JD mit Berücksichtigung der Interferenz [GWO+00]. Diese Verfahren werden nun diskutiert.

Ein wirkungsvolles Verfahren zur Reduzierung von Interferenz ist die Leistungsregelung [Gib96] beim Senden in der Aufwärts– und in der Abwärtsstrecke. Insbesondere Verfahren der bei TDD–basierten Luftschnittstellen effizient implementierbaren schnellen Leistungsregelung [BB99a, PN98, EN93], siehe Abschnitt 1.2.2, sind gewinnbringend zum Reduzieren von Interferenz einsetzbar. Die Häufigkeit des Auftretens kritischer, durch MS–zu–MS– oder BS–zu–BS–Interferenz verursachter Situationen, die zum Abbruch von Verbindungen führen, wird durch das Verwenden der schnellen Leistungsregelung verringert. Kritische Situationen, die trotz des Einsatzes der schnellen Leistungsregelung auftreten, erfordern zusätzliche Maßnahmen.

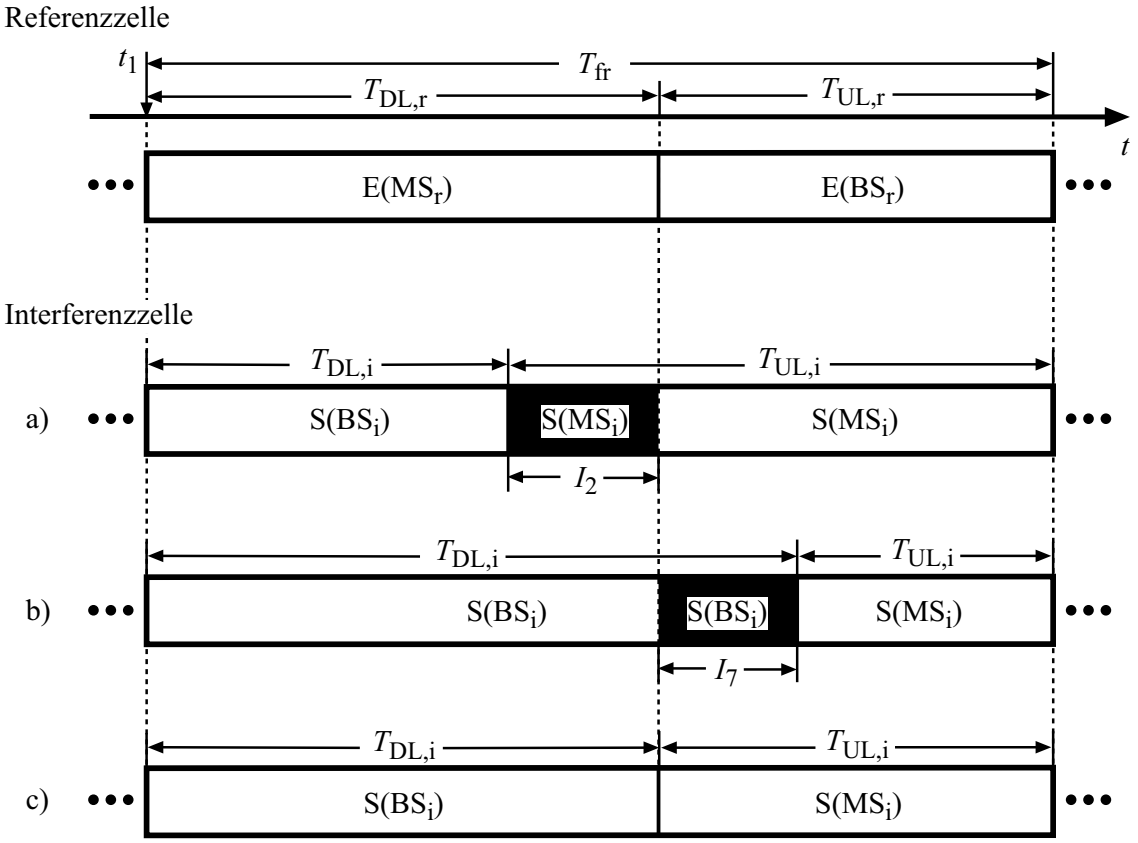

Bild 2.6. Reduzierung von MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz durch
a, b) Synchronisation der Zeitpunkte des Rahmenanfangs
c) Synchronisation der Zeitpunkte des Rahmenanfangs und der Umschaltzeitpunkte

Tabelle 2.2. Maßnahmen zur Reduzierung und Eliminierung der MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz bei TD–CDMA

	MS–zu–MS–Interferenz		BS–zu–BS–Interferenz	
Maßnahme/ Verfahren	Reduzierung	Eliminierung	Reduzierung	Eliminierung
Leistungsregelung	ja		ja	
Rahmensynchronisation	ja	ja	ja	ja
DCA		ja		ja
adaptive Antennen an der BS			ja	ja
adaptive Antennen an der MS	ja	ja		
JD mit Berücksichtigung der Interzellinterferenz	ja	ja	ja	ja

Das Zuweisen der Ressourcen zu MSs bezeichnet man als Kanalvergabe (engl. Channel Allocation). Die Kanalvergabe kann bei TD–CDMA dynamisch durch DCA [AJK99, HKK+00, SHH+97] erfolgen, d.h. daß einer MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, während des Kommunizierens Ressourcen in einem anderen Zeitschlitz k_t, $k_t \in \{1 \ldots K_t\}$, zugewiesen werden können. Tritt während der Kommunikation eines Teilnehmers in der Referenzzelle starke, u.U. zum Abbruch der Verbindung führende, von einer MS in einer benachbarten Zelle verursachte MS–zu–MS–Interferenz auf, so ermöglicht DCA das Umverteilen der Bursts der gestörten MS in einen anderen Zeitschlitz k_t, $k_t \in \{1 \ldots K_t\}$, in dem die Interferenz verursachende MS nicht aktiv ist [HMP00]. Deshalb ist DCA eine wichtige Maßnahme zum Beheben durch MS–zu–MS–Interferenz verursachter kritischer Situationen. Allerdings erschweren hochratige Datendienste, die das Allokieren vieler Ressourcen erfordern, das Umverteilen der Bursts durch DCA, siehe auch [HMP00, KN96, SHH+97, TOT96]. DCA ist Stand der Technik.

Adaptive Antennen können sowohl beim Senden, zum Fokussieren des Sendesignals auf die gewünschte MS bzw. BS, als auch beim Empfangen, beispielsweise zum Ausblenden eines stark direktionalen Interferenzsignals, eingesetzt werden [BBS97, Bla98, Pap00, Sch01, Wec01]. Adaptive Antennen eignen sich aufgrund der Abmessungen und Kosten der Antennenanordnungen z.Z. besser für den Einsatz in BSs als in MSs. Zum Reduzieren bzw. Eliminieren von MS–zu–MS–Interferenz ist entweder der Einsatz adaptiver Antennen an der Interferenz verursachenden MS oder an der Interferenz erfahrenden MS notwendig. Zum Reduzieren bzw. Eliminieren von BS–zu–BS–Interferenz ist entweder der Einsatz adaptiver Antennen an der Interferenz verursachenden BS oder an der Interferenz erfahrenden BS notwendig.

JD bietet u.U. die Möglichkeit, die Interzellinterferenz in den Detektionsprozeß mit einzubeziehen [GWO+00, CRC00]. Im Fall der MS–zu–MS–Interferenz muß die gestörte MS das gewünschte Signal und das von der Interferenz verursachenden MS ausgehende Signal gemeinsam detektieren. Im Fall der BS–zu–BS–Interferenz muß das gemeinsame Detektieren des gewünschten Signals und des überlagerten von der Interferenz verursachenden BS herrührenden Signals erfolgen. Dazu benötigen die gestörten Empfänger bei TD–CDMA das Wissen über die Mittambeln und CDMA–Codes der Interferenz erzeugenden Sender. Unter der Voraussetzung des Vorhandenseins dieses Wissens kann der Einfluß von BS–zu–BS– und MS–zu–MS–Interferenz durch JD gemindert werden.

Der Autor hat die vorgeschlagenen Maßnahmen und Verfahren in Tabelle 2.2 zusammengefaßt. Tabelle 2.2 gibt an, ob die Maßnahmen/ Verfahren zur Reduzierung oder Eliminierung der MS–zu–MS– und BS–zu–BS–Interferenz beitragen.

3 Realisierung von Transportkanälen in TD–CDMA

3.1 Einführung

In Abschnitt 1.2.3 wurden die prinzipiellen Möglichkeiten zum Realisieren der Parameter Datenrate R_{tc}, Verzögerung T_{tc} und Bitfehlerrate P_{tc} von Transportkanälen in TD–CDMA aufgezeigt. Als Ergebnis dieser Untersuchung wurden die Freiheitsgrade Zeitschlitz–Pooling, CDMA–Code–Pooling, FEC–Verfahren, Coderate R_{c} und Interleaving beim Realisieren der genannten Parameter von Transportkanälen identifiziert. Im vorliegenden Kapitel wird die Realisierung von Transportkanälen genauer betrachtet. Insbesondere werden Abhängigkeiten und Zusammenhänge zwischen den genannten Freiheitsgraden beim Realisieren von Transportkanälen erarbeitet.

In Tabelle 1.1 wurde eine Auswahl von Transportkanälen mit unterschiedlicher QoS angegeben. Die Realisierung von Transportkanälen soll im vorliegenden Kapitel anhand eines einzigen der in Tabelle 1.1 angegebenen Transportkanäle exemplarisch untersucht werden. Prinzipiell ist jeder der Transportkanäle in Tabelle 1.1 für diese exemplarsiche Untersuchung geeignet. Die Auswahl eines Transportkanals mit hoher Datenrate R_{tc} garantiert aber die Notwendigkeit der Verwendung von CDMA–Code–Pooling und Zeitschlitz–Pooling. Deshalb wurde der Transportkanal LD512, siehe Tabelle 1.1, ausgewählt. Die Parameter Datenrate, Verzögerung und Bitfehlerrate dieses Transportkanals haben die Werte $R_{\mathrm{tc}} = 512\,\mathrm{kbit/s}$, $T_{\mathrm{tc}} = 300\,\mathrm{ms}$ und $P_{\mathrm{tc}} = 10^{-6}$, siehe Tabelle 1.1. Die Berücksichtigung eines einzigen Transportkanals bei der Untersuchung im vorliegenden Kapitel ist ausreichend, um die prinzipielle Vorgehensweise beim Realisieren von Transportkanälen darzustellen. Die gewonnenen Erkenntnisse sind auf alle anderen Transportkanäle in Tabelle 1.1 übertragbar.

In Abschnitt 3.2 werden zunächst die wesentlichen Gesichtspunkte beim Realisieren von Transportkanälen in TD–CDMA diskutiert. Auf der Basis der in Abschnitt 3.2 gewonnenen Erkenntnisse werden in Abschnitt 3.3 Transportformate betrachtet. Ein Transportformat ist, wie bereits in Abschnitt 1.4 erwähnt, die Realisierung eines Transportkanals. Gegenstand von Abschnitt 3.4 sind wichtige Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate P der Nutzdaten. Diese Verfahren beeinflussen die Auswahl von Transportformaten beim Realisieren von Transportkanälen und sind deshalb von besonderem Interesse.

3.2 Wesentliche Gesichtspunkte

3.2.1 Transportblock und Übertragungszeitintervall

In Abschnitt 1.1 wurde gesagt, daß die L1/L2–Schnittstelle von TD–CDMA durch Transportkanäle repräsentiert wird. Die im UTRA–Standard enthaltene Definition [3GP00d] von Transportkanälen wurde für die Untersuchungen in dieser Arbeit vereinfacht und auf die Parameter Datenrate R_{tc}, Verzögerung T_{tc} und Bitfehlerrate P_{tc} reduziert. Der Austausch von Daten zwischen L1 und L2 über die L1/L2–Schnittstelle ist der Ausgangspunkt der Diskussion der wesentlichen Gesichtspunkte bei der Realisierung von Transportkanälen in TD–CDMA.

Die Spezifikation des Austauschs von Daten zwischen L1 und L2 beim UTRA–Standard ist in [3GP00d] spezifiziert. Die nachfolgende Erklärung orientiert sich an der im UTRA–Standard enthaltenen Spezifikation, wurde jedoch auf die für diese Arbeit relevanten Aspekte reduziert und angepaßt.

Der Austausch von Daten zwischen L1 und L2 über die L1/L2–Schnittstelle erfolgt in Form von Datenpaketen – den Transportblöcken (engl. Transport Blocks) [3GP00d, PMK00]. Ein Transportblock

$$\mathbf{d} = (d_1, d_2 \ldots d_{N_{\mathrm{t}}})^{\mathrm{T}} \tag{3.1}$$

hat die Dimension N_{t} und enthält die binären Datenelemente $d_n \in \{1, 0\}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{t}}$. Es wird angenommen, daß der Austausch eines Transportblocks $\mathbf{d}$ nach (3.1) sowohl von L2 nach L1 im Sender als auch von L1 nach L2 im Empfänger ohne Zeitverlust erfolgt. Der Zeitpunkt des Austauschs eines Transportblocks zwischen L1 und L2 muß gleich dem Zeitpunkt eines Rahmenanfangs sein [3GP00d]. Dies wird nun näher betrachtet.

Zum Zeitpunkt t_0, dem Zeitpunkt eines Rahmenanfangs, wird der Transportblock $\mathbf{d}$ nach (3.1) im Sender von L2 an L1 übergeben. Die Übertragung des Transportblocks $\mathbf{d}$ wird im Zeitintervall $[t_0, t_0 + T_{\mathrm{t}}]$ – dem Übertragungszeitintervall (engl. Transmission Time Interval) [3GP00d, PMK00] – durchgeführt. Die Dauer des Übertragungszeitintervalls wird mit T_{t} bezeichnet. Zum Zeitpunkt $t_0 + T_{\mathrm{t}}$, dem Zeitpunkt eines Rahmenanfangs, wird der übertragene Transportblock $\mathbf{d}$ im Empfänger von L1 an L2 übergeben. Gleichzeitig, zum Zeitpunkt $t_0 + T_{\mathrm{t}}$, wird der nächste zu übertragende Transportblock im Sender von L2 an L1 übergeben. Bezeichnet man die Anzahl der Rahmen im Übertragungszeitintervall mit K_{fr}, so gilt für die Dauer T_{t} des Übertragungszeitintervalls

$$T_{\mathrm{t}} = K_{\mathrm{fr}} \cdot T_{\mathrm{fr}},\ K_{\mathrm{fr}} \in \mathrm{N}, \tag{3.2}$$

d.h. die Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls ist ein Vielfaches der Rahmendauer T_fr. Zur Vereinfachung der Untersuchung wird angenommen, daß die zur Übertragung eines Transportblocks **d** nach (3.1) notwendige Signalverarbeitung im Sender und Empfänger ohne Zeitverlust durchgeführt werden kann. Aus obiger Betrachtung geht hervor, daß sich die Datenrate R_tc eines Transportkanals aus der Dimension N_t des Transportblocks **d** nach (3.1) und der Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls nach (3.2) gemäß

$$R_\mathrm{tc} = \frac{N_\mathrm{t}}{T_\mathrm{t}} = \frac{N_\mathrm{t}}{K_\mathrm{fr} \cdot T_\mathrm{fr}} \tag{3.3}$$

ergibt. Mit der Datenrate $R_\mathrm{tc} = 512\ \mathrm{kbit/s}$ des exemplarischen Transportkanals LD512, siehe Tabelle 1.1, und der Rahmendauer $T_\mathrm{fr} = 10\ \mathrm{ms}$ von TD–CDMA, siehe Tabelle 1.3, folgt aus (3.3)

$$N_\mathrm{t} = K_\mathrm{fr} \cdot 5{,}12\ \mathrm{kbit}\,. \tag{3.4}$$

Beim Realisieren der Datenrate $R_\mathrm{tc} = 512\ \mathrm{kbit/s}$ des exemplarischen Transportkanals LD512 ist der Zusammenhang zwischen der Dimension N_t des Transportblocks **d** und der Anzahl K_fr der Rahmen des Übertragungszeitintervalls nach (3.4) zu beachten. Die Anzahl K_fr der Rahmen des Übertragungszeitintervalls hat jedoch keine Bedeutung für das Realisieren der Datenrate R_tc von Transportkanälen, sondern steht im Zusammenhang mit der Verzögerung T_tc von Transportkanälen, siehe Abschnitt 3.2.2.

3.2.2 Datenrate

In Abschnitt 1.2.3 wurde festgestellt, daß für die maximale realisierbare Datenrate einer MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, in der Aufwärts– oder der Abwärtsstrecke $R_\mathrm{max}^{(k)} = 6624{,}0\ \mathrm{kbit/s}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, gilt, siehe (1.7). Weil hier nur eine einzige MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, betrachtet wird, sollen der Index k zur Abkürzung der Schreibweise weggelassen und die maximal realisierbare Datenrate einer Strecke als R_max bezeichnet werden. Unter Beachtung der maximal realisierbaren Datenrate R_max einer Strecke ist die Datenrate R_tc eines Transportkanals nur dann realisierbar, wenn die Bedingung

$$R_\mathrm{tc} \leq R_\mathrm{max} \tag{3.5}$$

erfüllt ist. Im Fall des exemplarischen Transportkanals LD512, der die Datenrate $R_\mathrm{tc} = 512\ \mathrm{kbit/s}$ hat, ist die Bedingung (3.5) erfüllt. Demzufolge ist das Realisieren der Datenrate $R_\mathrm{tc} = 512\ \mathrm{kbit/s}$ des exemplarischen Transportkanals LD512 möglich.

3.2.3 Verzögerung

Im Abschnitt 3.2.1 wurde bewiesen, daß die Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls, das, wie bereits gesagt, die Dauer zwischen der Übergabe eines Transportblocks $\mathbf{d}$ nach (3.1) von L2 an L1 im Sender und der Übergabe desselben Transportblocks von L1 an L2 im Empfänger entspricht, gleich $K_{fr} \cdot T_{fr}$, $K_{fr} \in \mathrm{N}$, ist, siehe (3.2). Deshalb ist die Verzögerung T_{tc} des Transportkanals gleich der Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls. Damit ist die Verzögerung T_{tc} eines Transportkanals gleich dem K_{fr}–fachen der Rahmendauer T_{fr}, und die minimal mögliche Verzögerung T_{tc} eines Transportkanals ist gleich der Rahmendauer T_{fr}.

Des weiteren wurde in Abschnitt 3.2.2 festgestellt, daß die Datenrate R_{tc} eines Transportkanals realisiert werden kann, wenn die Bedingung (3.5) erfüllt ist. Das Realisieren der Datenrate R_{tc} von Transportkanälen ist, wie bereits in Abschnitt 3.2.1 gesagt, unabhängig von der Verzögerung T_{tc} von Transportkanälen. Bei Vernachlässigung der Bitfehlerrate P_{tc} von Transportkanälen wäre es deshalb möglich, jeden Transportkanal unabhängig von der Datenrate R_{tc} mit der minimal möglichen Dauer $T_t = T_{fr}$ des Übertragungszeitintervalls und deshalb mit der minimal möglichen Verzögerung $T_{tc} = T_{fr}$ zu realisieren. Es besteht jedoch folgende Abhängigkeit zwischen der Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls und der Bitfehlerrate P_{tc} des Transportkanals: Wie bereits in Abschnitt 1.2.3 erwähnt, wird beim Verwenden von FEC–Verfahren in der Regel auch Interleaving eingesetzt, weil die Fehlerkorrekturfähigkeit [Bos92, Pro93] von FEC–Verfahren durch Interleaving erhöht werden kann, siehe auch Abschnitt 3.2.4.

Das Zeitintervall, über das sich das Interleaving der codierten Daten erstreckt, wird als Interleavingintervall bezeichnet. Die Dauer T_i des Interleavingintervalls heißt Interleavingtiefe [Naß95]. In der Regel nimmt die Fehlerkorrekturfähigkeit von FEC–Verfahren mit der Interleavingtiefe T_i zu [Wic95], d.h. die Bitfehlerrate P der Nutzdaten nimmt mit der Interleavingtiefe T_i ab. Deshalb ist es sinnvoll, die Interleavingtiefe T_i beim Realisieren von Transportkanälen möglichst groß zu wählen. Bei gegebener Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls ist die Interleavingtiefe T_i maximal, wenn Gleichheit der Interleavingtiefe T_i und der Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls vorliegt. Eine Reduzierung der Bitfehlerrate P der Nutzdaten kann auch, wie bereits erwähnt, durch eine Reduzierung der Coderate R_c [Pro93], siehe Abschnitt 1.2.3, erzielt werden. Bei vorgegebener Datenrate R_{tc} eines Transportkanals hat die Reduzierung der Coderate R_c aber die Erhöhung der erforderlichen Anzahl an Ressourcen zur Folge, siehe Abschnitt 3.2.5.

Aus der obigen Betrachtung kann man folgern, daß es sinnvoll ist, die zulässige Verzögerung beim Realisieren eines Transportkanals voll auszuschöpfen.

Für die weiteren Untersuchungen gelte

$$T_{tc} = T_t . \tag{3.6}$$

Im Fall des exemplarischen Transportkanals LD512 mit der Verzögerung $T_{tc} = 300\,\text{ms}$ gilt nach (3.6) also

$$T_t = 300\,\text{ms} . \tag{3.7}$$

Aus (3.4) ergibt sich mit (3.2) und (3.7) die Dimension eines Transportblocks **d** beim exemplarischen Transportkanal LD512 zu

$$N_t = 153{,}6\,\text{kbit} . \tag{3.8}$$

Nach der Diskussion der wesentlichen Gesichtspunkte Datenrate R_{tc} und Verzögerung T_{tc} beim Realisieren von Transportkanälen sind die Coderate R_c und FEC–Verfahren Gegenstand des folgenden Abschnitts 3.2.4.

3.2.4 Coderate und FEC–Verfahren

Die Coderate R_c und FEC–Verfahren, siehe Abschnitt 1.2.3, wurden bereits bei der Diskussion der wesentlichen Gesichtspunkte Datenrate R_{tc} und Verzögerung T_{tc} von Transportkanälen in den vorigen Abschnitten 3.2.2 und 3.2.3 erwähnt. Die bisher getroffenen Aussagen bezüglich der Coderate R_c und der FEC–Verfahren beim Realisieren von Transportkanälen werden zunächst zusammengefaßt und anschließend vertiefend diskutiert.

In Mobilfunksystemen treten in der Regel Fehler beim Übertragen der Rohdaten auf. Die Bitfehlerrate P_r der Rohdaten ist i.a. größer als die maximal zulässige Bitfellerrate P_{tc} eines Transportkanals. Deshalb ist der Einsatz von FEC–Verfahren erforderlich. Beim Anwenden eines FEC–Verfahrens auf die zu übertragenden Nutzdaten der Anzahl N_t erhält man die codierten Daten der Anzahl N_c, wobei $N_c \geq N_{t,\,i}$ gilt, siehe Abschnitt 1.2.3. Die codierten Daten sind die zu übertragenden Rohdaten. Wie bereits in Abschnitt 1.2.3 erwähnt, ergibt sich die Coderate R_c aus dem Quotienten der Anzahl N_t der Nutzdaten und der Anzahl N_c der codierten Daten. Mit $N_c \geq N_t$ ergibt sich der Wertebereich der Coderate R_c zu $0 < R_c \leq 1$. In der Regel nimmt die Fehlerkorrekturfähigkeit eines FEC–Verfahrens zu, wenn die Coderate R_c erniedrigt wird [Bos92, Pro93]. Demzufolge kann die Erniedrigung der Bitfehlerrate P der Nutzdaten der Anzahl N_t durch die Erniedrigung der Coderate R_c erzielt werden. Allerdings ist die Anzahl N_c der zu übertragenden Rohdaten antiproportional zur Coderate R_c, d.h. je kleiner die Coderate R_c und damit die Bitfehlerrate P der Nutzdaten, desto größer ist die

Anzahl N_c der zu übertragenden Rohdaten. Die maximal realisierbare Datenrate einer Strecke beträgt $R_{max} = 6624{,}0$ kbit/s, siehe Abschnitt 3.2.1. Beim Realisieren eines Transportkanals mit der Datenrate R_{tc} ergibt sich mit der maximal realisierbaren Datenrate R_{max} einer Strecke die Bedingung

$$R_c \geq \frac{R_{tc}}{R_{max}} \tag{3.9}$$

für die Coderate R_c. In (3.9) gelte (3.5). Durch den Einsatz von FEC–Verfahren mit Punktierung [Bos92, Hag88, Hag96, Wic95] können die unterschiedlichen Coderaten $R_c = N_t/n$, $n \geq N_t$, im möglichen Wertebereich $0 < R_c \leq 1$ erzielt werden. Im Fall des exemplarischen Transportkanals LD512 mit $R_{tc} = 512$ kbit/s gilt mit (3.9)

$$0{,}0773 \leq R_c \leq 1\,. \tag{3.10}$$

FEC–Verfahren wurden bis zu dieser Stelle allgemein als Verfahren bezeichnet, die aus Nutzdaten der Anzahl N_t codierte Daten der Anzahl N_c erzeugen. Des weiteren wurde erwähnt, daß FEC–Verfahren zur Korrektur von Übertragungsfehlern und damit zur Reduzierung der Bitfehlerrate P der Nutzdaten dienen. FEC–Verfahren werden nun näher erläutert. FEC–Verfahren werden nach den zur Codierung und Decodierung verwendeten Algorithmen in Klassen eingeteilt. Beispiele solcher Klassen sind

- Reed–Solomon (RS)–Codes [AM91, Bos92, Pro93, Wic95],
- Faltungscodes (engl. Convolutional Codes) [Bos92, Hag96, Pro93, Wic95] und
- Turbo–Codes [BGT93, BB99b, BBM+99, BWMW99, HPD+98, JNB94, MWW00, Naß95, Pro93].

Die FEC–Verfahren einer bestimmten Klasse haben gemeinsame charakteristische Eigenschaften. Beispielsweise sind RS–Codes besonders gut für die Korrektur von Bündelfehlern geeignet [Bos92, Wic95]. Bündelfehler liegen vor, wenn mehrere fehlerhafte Rohdaten hintereinander empfangen werden. Dagegen eignen sich Faltungscodes insbesondere für die Korrektur von Einzelfehlern [Bos92, Wic95]. Man spricht von Einzelfehlern, wenn die fehlerhaft empfangenen Rohdaten vereinzelt im empfangenen Datenstrom auftreten. Dabei ist zu beachten, daß die Bezeichnungen Bündelfehler und Einzelfehler ausschließlich die Verteilung, jedoch nicht die Anzahl der fehlerhaft empfangenen Rohdaten betreffen. Ein weiterer wichtiger Aspekt von FEC–Verfahren ist der erforderliche Aufwand für die Signalverarbeitung. Ins-

besondere spielt dieser Aufwand bei der Decodierung eine entscheidende Rolle. Für ein bestimmtes FEC–Verfahren gilt i.a., daß dessen Fehlerkorrekturfähigkeit zunimmt, wenn der Aufwand der Signalverarbeitung erhöht wird. Deshalb muß nach Ansicht des Autors beim Vergleich und der Beurteilung unterschiedlicher FEC–Verfahren, insbesondere beim Vergleich von FEC–Verfahren unterschiedlicher Klassen, der Aufwand der Signalverarbeitung mit in die Beurteilung einbezogen werden.

Unter der Annahme einer vorgegebenen Coderate R_c können unterschiedliche FEC–Verfahren eingesetzt werden. Dabei besteht die Möglichkeit, ein einziges FEC–Verfahren oder die Kombination mehrerer FEC–Verfahren einzusetzen. Wird ein einziges FEC–Verfahren benutzt, gilt für dieses die Coderate R_c. Das Verwenden mehrerer FEC–Verfahren heißt Code–Verkettung [Hag96, Wic95]. Code–Verkettung ermöglicht es, die Eigenschaften verschiedener FEC–Verfahren zu kombinieren und dadurch u.U. eine bessere Fehlerkorrekturfähigkeit zu erzielen als mit einem einzigen FEC–Verfahren [Bos92, Wic95]. Bei vorgegebener Coderate R_c der Code–Verkettung von J FEC–Verfahren gilt für die Coderaten R_j, $j = 1 \ldots J$, der verketteten FEC–Verfahren

$$R_\mathrm{c} = \prod_{j=1}^{J} R_j \tag{3.11}$$

[CC81]. In der Praxis werden häufig Code–Verkettungen mit $J = 2$ FEC–Verfahren benutzt [Wic95]. Beispielsweise wird beim Datenträger Compact Disc (CD) die Code–Verkettung eines RS–Codes und eines Faltungscodes eingesetzt [Wic95]. Zusammenfassend wird festgehalten, daß bei vorgegebener Coderate R_c unterschiedliche FEC–Verfahren benutzt werden können. Das verwendete FEC–Verfahren beeinflußt die Bitfehlerrate P der Nutzdaten. Deshalb spielt das verwendete FEC–Verfahren eine wesentliche Rolle beim Realisieren von Transportkanälen, insbesondere bezüglich deren Bitfehlerrate P_tc.

Es soll angenommen werden, daß die Signalverarbeitung im Codierer und Decodierer ohne Zeitverlust durchgeführt wird. Dann besteht, wie bereits gesagt, keine Abhängigkeit zwischen dem verwendeten FEC–Verfahren und der Realisierung der Datenrate R_tc von Transportkanälen. Des weiteren besteht keine Abhängigkeit zwischen dem verwendeten FEC–Verfahren und der Verzögerung T_tc des Transportkanals. Hierbei ist jedoch zu beachten, daß unterschiedliche FEC–Verfahren für unterschiedliche Interleavingtiefen T_i optimal im Sinne der Fehlerkorrekturfähigkeit sein können. FEC–Verfahren sind kein wesentlicher Gegenstand dieser Arbeit, sondern werden nur im Zusammenhang mit der Realisierung von Transportkanälen betrachtet. Bezüglich weiterführender Informationen über FEC–Verfahren wird auf die angegebene Literatur [Bos92, Hag96, Pro93, Wic95] verwiesen.

Die Codierung und damit auch die Decodierung können entweder blockweise oder kontinuierlich erfolgen [Wic95]. Bei der blockweisen Codierung wird jeder Nutzdatenfolge der Länge N_{iw} – als Informationswort bezeichnet – eindeutig eine Codedatenfolge der Länge N_{cw} – die Codewort heißt – zugeordnet. Die kontinuierliche Codierung und Decodierung sind fortlaufende Prozesse, die Nutzdatenfolgen und Codedatenfolgen unbestimmter Länge verarbeiten [Wic95]. Die Begriffe Informationswort und Codewort sind bei der kontinuierlichen Codierung bzw. Decodierung demzufolge nicht zulässig. Im folgenden wird ausschließlich die blockweise Codierung und Decodierung betrachtet.

Beim Codieren der Nutzdaten im Transportblock $\mathbf{d}$ nach (3.1) kann der gesamte Transportblock $\mathbf{d}$ der Dimension N_{t} als ein einziges Informationswort der Dimension $N_{\mathrm{iw}} = N_{\mathrm{t}}$ betrachtet werden. Es besteht jedoch auch die Möglichkeit, den Transportblock $\mathbf{d}$ in die K_{w} Informationsworte

$$\mathbf{d}_{\mathrm{i}}^{(k_{\mathrm{w}})} = \left(d_{\mathrm{i},\,1}^{(k_{\mathrm{w}})}, d_{\mathrm{i},\,2}^{(k_{\mathrm{w}})} \ldots d_{\mathrm{i},\,N_{\mathrm{iw}}}^{(k_{\mathrm{w}})}\right)^{\mathrm{T}},\ k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}, \tag{3.12}$$

zu segmentieren. Bei diesem Segmentieren des Transportblocks $\mathbf{d}$ nach (3.1) soll

$$d_{\mathrm{i},\,n}^{(k_{\mathrm{w}})} = d_{(k_{\mathrm{w}}-1)N_{\mathrm{iw}}+n},\ n = 1 \ldots N_{\mathrm{iw}},\ k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}, \tag{3.13}$$

gelten. Die Codierung bzw. Decodierung jedes einzelnen Informationsworts $\mathbf{d}_{\mathrm{i}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{w}}\}$, wird unabhängig von der Codierung bzw. Decodierung aller anderen Informationsworte durchgeführt. Durch das Segmentieren des Transportblocks $\mathbf{d}$ in die Informationsworte $\mathbf{d}_{\mathrm{i}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, ist die gleichzeitige Verarbeitung aller Informationsworte $\mathbf{d}_{\mathrm{i}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, in K_{w} Signalverarbeitungseinheiten für die Codierung bzw. Decodierung möglich. Eine solche Parallelisierung führt i.a. zur Verkürzung der Dauer der Signalverarbeitung des gesamten Transportblocks $\mathbf{d}$. Die Dauer der Signalverarbeitung ist insbesondere bei der Decodierung in realen Systemen von Interesse. Es wird angenommen, daß auf jedes Informationswort $\mathbf{d}_{\mathrm{i}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, dasselbe FEC–Verfahren mit der Coderate R_{c} angewandt wird. Durch Codieren der K_{w} Informationsworte $\mathbf{d}_{\mathrm{i}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, nach (3.12) erhält man die K_{w} Codeworte

$$\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})} = \left(d_{\mathrm{c},\,1}^{(k_{\mathrm{w}})}, d_{\mathrm{c},\,2}^{(k_{\mathrm{w}})} \ldots d_{\mathrm{c},\,N_{\mathrm{cw}}}^{(k_{\mathrm{w}})}\right)^{\mathrm{T}},\ k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}, \tag{3.14}$$

der Dimension

$$N_{\mathrm{cw}} = N_{\mathrm{iw}} / R_{\mathrm{c}}. \tag{3.15}$$

Die Codeworte $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, nach (3.14) sind der Ausgangspunkt für weitere Betrachtungen in den folgenden Abschnitten.

3.2.5 Erforderliche Anzahl der Ressourcen

In Abschnitt 1.2.3 wurde festgestellt, daß die maximale Anzahl der verwendeten Ressourcen eines Rahmens begrenzt ist und nach (1.5) $N_{\mathrm{fr,\,max}} = 256$ beträgt, wenn alle $Q = 16$ orthogonalen CDMA–Codes eingesetzt werden. Jeder Ressource eines Rahmens, die durch die Kombination $(k_{\mathrm{t}}, k_{\mathrm{s}})$, $k_{\mathrm{t}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{t}}\}$, $k_{\mathrm{s}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{s}}\}$, gekennzeichnet ist, siehe Bild 1.1, kann nur ein einziger Burst einer einzigen MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, zugeordnet werden. Deshalb ist die erforderliche Anzahl der Ressourcen ein wesentlicher Gesichtspunkt beim Realisieren von Transportkanälen in TD–CDMA. Dieser Gesichtspunkt wird im vorliegenden Abschnitt diskutiert.

In Abschnitt 3.2.4 wurde erläutert, daß mit FEC–Verfahren aus einem Transportblock $\mathbf{d}$ nach (3.1) die Codeworte $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, nach (3.14) generiert werden. Die Codeworte $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, nach (3.14) enthalten die codierten Daten, die auch die zu übertragenden Rohdaten sind. Die Anzahl N_{c} der zu übertragenden Rohdaten berechnet sich zu

$$N_{\mathrm{c}} = K_{\mathrm{w}} \cdot N_{\mathrm{cw}} = N_{\mathrm{t}} / R_{\mathrm{c}}\,. \tag{3.16}$$

Mit (3.3) und (3.6) kann (3.16) in

$$N_{\mathrm{c}} = \frac{R_{\mathrm{tc}} \cdot T_{\mathrm{tc}}}{R_{\mathrm{c}}} \tag{3.17}$$

umgeformt werden. In 3.17 wird T_{tc} an Stelle von T_{t} verwendet, weil T_{tc} ein Parameter des Transportformats ist. Wie bereits erwähnt, wird in dieser Arbeit ausschließlich das Burstformat Typ 2, siehe Tabelle 1.2, betrachtet. Ein Burst dieses Formats enthält $N_{\mathrm{r}} = 276$ Rohdaten. Die erforderliche Anzahl der Ressourcen soll mit K_{r} bezeichnet werden. Mit der Anzahl N_{r} der Rohdaten eines Bursts und der Anzahl N_{c} der zu übertragenden Rohdaten berechnet sich die erforderliche Anzahl der Ressourcen zu

$$K_{\mathrm{r}} = N_{\mathrm{c}} / N_{\mathrm{r}},\ K_{\mathrm{r}} \in \mathrm{N}. \tag{3.18}$$

Bei der Berechnung der erforderlichen Anzahl K_{r} der Ressourcen nach (3.18) wird angenommen, daß die Anzahl N_{c} der zu übertragenden Rohdaten ohne Rest durch die Anzahl N_{r} der Rohdaten eines Bursts teilbar ist. Wäre dies nicht der Fall, so wäre ein Burst nicht vollständig

mit Rohdaten gefüllt, d.h. die Übertragung wäre ineffizient. Durch Einsetzen von (3.17) in (3.18) ergibt sich

$$K_\mathrm{r} = \frac{R_\mathrm{tc} \cdot T_\mathrm{tc}}{N_\mathrm{r} \cdot R_\mathrm{c}},\ K_\mathrm{r} \in \mathrm{N}\,. \tag{3.19}$$

Um ein systematisches Interleaving zu ermöglichen, siehe Abschnitt 3.2.6, soll vorausgesetzt werden, daß die erforderliche Anzahl K_r der Ressourcen durch die Anzahl K_fr der Rahmen des Übertragungszeitintervalls teilbar ist. Unter Verwendung von (3.2) und (3.6) folgt aus (3.19)

$$K_\mathrm{r}/K_\mathrm{fr} = \frac{R_\mathrm{tc} \cdot T_\mathrm{fr}}{N_\mathrm{r} \cdot R_\mathrm{c}},\ K_\mathrm{r} \in \mathrm{N}\,. \tag{3.20}$$

Der Quotient $K_\mathrm{r}/K_\mathrm{fr}$ ist gleich der erforderlichen Anzahl der Ressourcen pro Rahmen, die mit $K_\mathrm{r,\,fr}$ bezeichnet werden soll.

Im Fall des exemplarischen Transportkanals LD512 ergibt sich durch Einsetzen der Datenrate $R_\mathrm{tc} = 512\,\mathrm{kbit/s}$ des Transportkanals, der Rahmendauer $T_\mathrm{fr} = 10\,\mathrm{ms}$ und der Anzahl $N_\mathrm{r} = 276$ der Rohdaten eines Bursts in (3.20)

$$K_\mathrm{r,\,fr} = \frac{5120}{276} \cdot \frac{1}{R_\mathrm{c}},\ K_\mathrm{r,\,fr} \in \mathrm{N}\,. \tag{3.21}$$

Nach (3.21) ist die erforderliche Anzahl $K_\mathrm{r,\,fr}$ der Ressourcen pro Rahmen antiproportional zur Coderate R_c. Es ist zu beachten, daß $K_\mathrm{r,\,fr} \in \mathrm{N}$ gilt. Deshalb sind nicht beliebige Coderaten $R_\mathrm{c} \in \mathrm{R}$ möglich. Wie bereits erwähnt, nimmt die Fehlerkorrekturfähigkeit eines FEC–Verfahrens i.a. ebenfalls bei Erniedrigung der Coderate R_c zu. Demzufolge bestätigt (3.21) die Überlegung, daß die Bitfehlerrate P der Nutzdaten i.a. reduziert wird, wenn man die Anzahl der Ressourcen $K_\mathrm{r,\,fr}$ erhöht.

Nachfolgend werden die Wertebereiche der Parameter $K_\mathrm{r,\,fr}$ und R_c in (3.21) betrachtet. Durch Einsetzen der maximalen Coderate $R_\mathrm{c} = 1$ in (3.21) läßt sich $K_\mathrm{r,\,fr} = 19$ ermitteln. Um alle $K_\mathrm{r,\,fr} = 19$ Ressourcen vollständig auszunutzen, ist sogar die Coderate $R_\mathrm{c} \approx 0{,}976$ zulässig. Demzufolge ist die Wertebelegung $(19, 0{,}976)$ der Parameterkombination $(K_\mathrm{r,\,fr}, R_\mathrm{c})$ diejenige Lösung für (3.21), die die wenigsten Ressourcen beim Realisieren des exemplarischen Transportkanals LD512 benötigt, aber die geringste Fehlerkorrekturfähigkeit hat. Damit die maximal zulässige Bitfehlerrate $P_\mathrm{tc} = 10^{-6}$ des Transportkanals LD512 nicht überschritten wird, ist ein minimales Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I erforderlich.

Unter Berücksichtigung des verwendeten Modulationsverfahrens QPSK ist eine Abschätzung des erforderlichen Träger–zu–Interferenzverhältnisses C/I für bestimmte FEC–Verfahren möglich [Pro93].

In Abschnitt 1.2.3 wurde gesagt, daß höchstens $K_t - 1$ Zeitschlitze pro Rahmen für die Realisierung eines einzigen Transportkanals benutzt werden können. Durch Multiplikation der maximalen Anzahl $N_{fr,\,max}$ verwendeter Ressourcen eines Rahmens nach (1.5) mit $(K_t - 1)/K_t$ ergibt sich die obere Grenze für die erforderliche Anzahl $K_{r,\,fr}$ der Ressourcen pro Rahmen zu 240. Durch Einsetzen von $K_{r,\,fr} = 240$ in (3.21) erhält man $R_c \approx 0{,}0773$. Die Wertebelegung $(240,\, 0{,}0773)$ der Parameterkombination $(K_{r,\,fr}, R_c)$ ist diejenige Lösung von (3.21), die alle Ressourcen für die Realisierung des exemplarischen Transportkanals LD512 benötigt, aber die größte Fehlerkorrekturfähigkeit hat. Unter Berücksichtigung des verwendeten Modulationsverfahrens QPSK ist wiederum eine Abschätzung des Träger–zu–Interferenz–Verhältnisses C/I, das zum Unterschreiten der Bitfehlerrate $P_{tc} = 10^{-6}$ des Transportkanals LD512 erforderlich ist, für bestimmte FEC–Verfahren möglich [Pro93].

Bild 3.1 zeigt den Zusammenhang zwischen der erforderlichen Anzahl $K_{r,\,fr}$ der Ressourcen pro Rahmen und der Coderate R_c nach (3.21) für den exemplarischen Transportkanal LD512. Nach Ansicht des Autors ist es vorteilhaft, unterschiedliche Realisierungen des Transportkanals LD512 mit unterschiedlichen Wertebelegungen der Parameterkombination $(K_{r,\,fr}, R_c)$ nach (3.22) bzw. Bild 3.1 zu implementieren. Durch diese Vorgehensweise ist es möglich, die maximal zulässige Bitfehlerrate $P_{tc} = 10^{-6}$ des Transportkanals LD512 abhängig vom Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I mit möglichst niedriger erforderlicher Anzahl $K_{r,\,fr}$ der Ressourcen pro Rahmen zu unterschreiten.

3.2.6 CDMA–Code–Pooling und Zeitschlitz–Pooling

In Abschnitt 1.2.3 wurde berechnet, daß eine einzige Ressource eines Rahmens die Datenrate $R_r = 27{,}6$ kbit/s der Rohdaten zur Verfügung stellt. Wird ein FEC–Verfahren eingesetzt, so ergibt sich die Datenrate R_{tc} eines Transportkanals, der nur eine einzige Ressource verwendet, zu

$$R_r \cdot R_c \leq 27{,}6 \text{ kbit/s} \,. \tag{3.22}$$

Wie bereits erwähnt, muß TD–CDMA weitaus höhere Datenraten bis zu $R_{tc} \approx 2000$ kbit/s unterstützen [3GP00b, Tabelle 5]. Das ist aber nur durch den Einsatz von Bündelungstechniken, siehe Abschnitt 1.2.3, möglich. Diese Techniken werden, wie bereits in Abschnitt 1.2.3 erwähnt, mit dem Englischen Ausdruck Pooling bezeichnet.

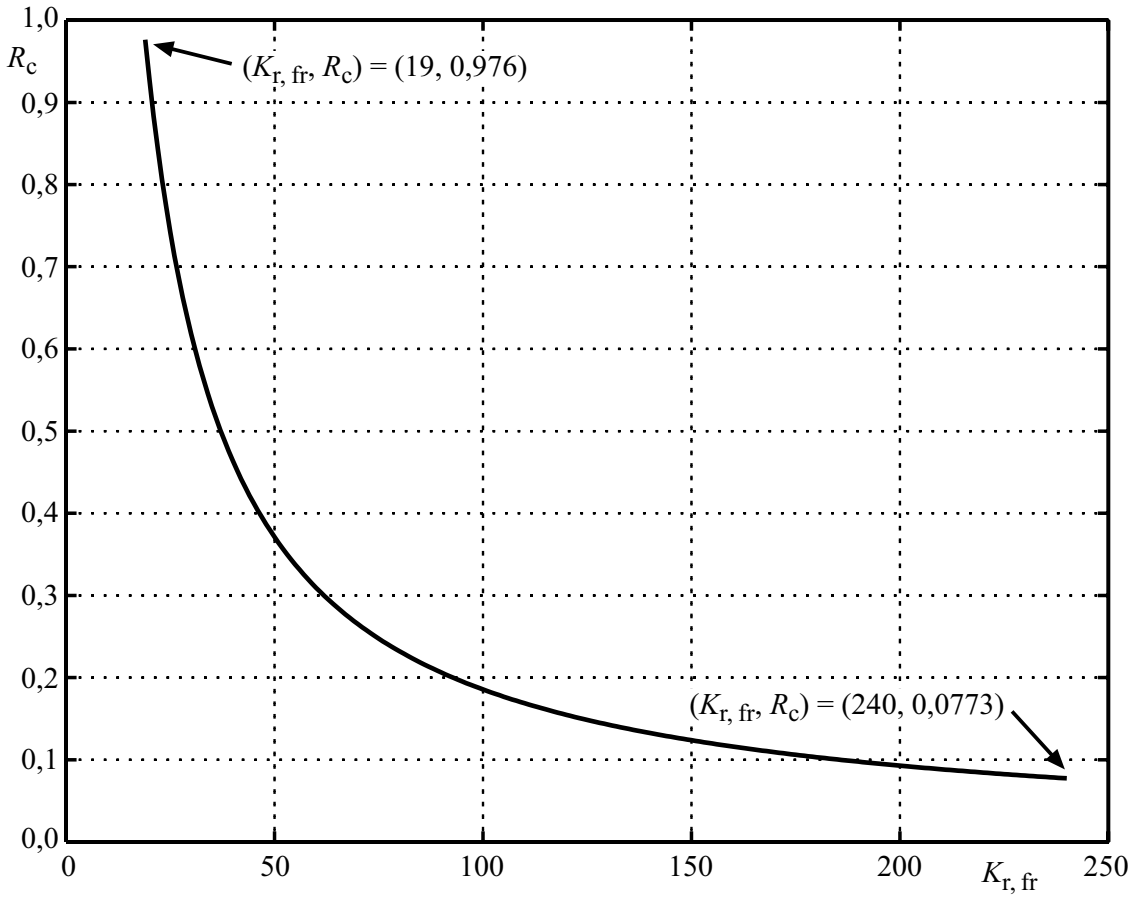

Bild 3.1. Mögliche Wertebelegungen der Parameterkombination $(K_{r,fr}, R_c)$ für den exemplarischen Transportkanal LD512

Die beiden elementaren Pooling–Verfahren, das Zeitschlitz–Pooling und das CDMA–Code–Pooling, wurden bereits in Abschnitt 1.2.3 kurz eingeführt. An dieser Stelle sollen die Prinzipien von Zeitschlitz–Pooling und CDMA–Code–Pooling ausführlich erklärt werden und im Hinblick auf das Realisieren von Transportkanälen, insbesondere des exemplarischen Transportkanals LD512, diskutiert werden. Die Diskussion dieser Prinzipien kann sowohl für die Aufwärst– als auch die Abwärtsstrecke durchgeführt werden. Hier wird exemplarisch die Abwärtsstrecke betrachtet. Es wird angenommen, daß die Anzahl K_s verwendeter CDMA–Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}$, $k_s = 1 \ldots K_s$, siehe (1.2), gleich Q ist, d.h. daß alle orthogonalen CDMA–Codes eingesetzt werden. Des weiteren soll die Anzahl K_{DL} der Zeitschlitze der Abwärtsstrecke gleich $K_t - 1$ betragen, d.h. K_{DL} ist maximal, siehe Abschnitt 1.2.2. Die Ressourcen werden durch die Kombinationen (k_t, k_s), $k_t = 1 \ldots K_{DL}$, $k_s = 1 \ldots K_s$, unterschieden, siehe Bild 1.1.

Zunächst wird angenommen, daß kein Pooling eingesetzt wird. In diesem Fall verwendet jede der MSs k, $k = 1 \ldots K$, genau eine einzige der Ressourcen $(k_\mathrm{t}, k_\mathrm{s})$, $k_\mathrm{t} = 1 \ldots K_\mathrm{DL}$, $k_\mathrm{s} = 1 \ldots K_\mathrm{s}$. Es besteht also eine 1:1–Abbildung zwischen Ressourcen und MSs. Wird ausschließlich CDMA–Code–Pooling eingesetzt, so kann jeder MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, die innerhalb eines bestimmten Zeitschlitzes k_t, $k_\mathrm{t} \in \{1 \ldots K_\mathrm{DL}\}$, aktiv ist, mehr als eine der Ressourcen $(k_\mathrm{t}, k_\mathrm{s})$, $k_\mathrm{t} \in \{1 \ldots K_\mathrm{DL}\}$, $k_\mathrm{s} = 1 \ldots K_\mathrm{s}$, in diesem Zeitschlitz zugeordnet werden. Diese Zuordnung kann durch die Relation [LB00a]

$$(k_\mathrm{t}, k_\mathrm{s}) \rightarrow \mathrm{z}(k_\mathrm{s}),\ \mathrm{z}(k_\mathrm{s}) \in \{1 \ldots K\},\ k_\mathrm{t} \in \{1 \ldots K_\mathrm{DL}\},\ k_\mathrm{s} = 1 \ldots K_\mathrm{s}, \tag{3.23}$$

die die Ressourcen $(k_\mathrm{t}, k_\mathrm{s})$, $k_\mathrm{t} \in \{1 \ldots K_\mathrm{DL}\}$, $k_\mathrm{s} = 1 \ldots K_\mathrm{s}$, eindeutig den MSs $\mathrm{z}(k_\mathrm{s})$ zuordnet, beschrieben werden. Die Anzahl der Ressourcen, die nach (3.23) der MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, zugeordnet werden, wird mit $K_{\mathrm{s,\,p}}^{(k)}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, bezeichnet. Hier wird exemplarisch eine einzige MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, betrachtet. Die Anzahl der Ressourcen, die nach (3.23) dieser MS zugeordnet werden, soll abkürzend mit $K_{\mathrm{s,\,p}}$ bezeichnet werden.

Wird ausschließlich Zeitschlitz–Pooling eingesetzt, so können jeder MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, mehrere der Ressourcen $(k_\mathrm{t}, k_\mathrm{s})$, $k_\mathrm{t} = 1 \ldots K_\mathrm{DL}$, $k_\mathrm{s} \in \{1 \ldots K_\mathrm{s}\}$ in unterschiedlichen Zeitschlitzen zugeordnet werden. Hier wird zur Vereinfachung vorausgesetzt, daß die einer bestimmten MS zugeordneten Ressourcen durch denselben CDMA–Code $\underline{\mathbf{c}}^{(k_\mathrm{s})}$, $k_\mathrm{s} \in \{1 \ldots K_\mathrm{s}\}$, gekennzeichnet sind. Diese Zuordnung kann durch die Relation

$$(k_\mathrm{t}, k_\mathrm{s}) \rightarrow \mathrm{z}(k_\mathrm{t}),\ \mathrm{z}(k_\mathrm{t}) \in \{1 \ldots K\},\ k_\mathrm{t} = 1 \ldots K_\mathrm{DL},\ k_\mathrm{s} \in \{1 \ldots K_\mathrm{s}\}, \tag{3.24}$$

beschrieben werden. Die Relation nach (3.24) ordnet die Ressourcen $(k_\mathrm{t}, k_\mathrm{s})$, $k_\mathrm{t} = 1 \ldots K_\mathrm{DL}$, $k_\mathrm{s} \in \{1 \ldots K_\mathrm{s}\}$, eindeutig den MSs $\mathrm{z}(k_\mathrm{t})$ zu. Die Anzahl der Ressourcen, die nach (3.24) der MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, zugeordnet werden, wird mit $K_{\mathrm{t,\,p}}^{(k)}$, $k \in \{1 \ldots K\}$, bezeichnet. Hier wird exemplarisch eine einzige MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, betrachtet. Die Anzahl der Ressourcen, die nach (3.24) dieser MS zugeordnet werden, soll abkürzend mit $K_{\mathrm{t,\,p}}$ bezeichnet werden.

Durch ausschließliche Verwendung von CDMA–Code–Pooling oder Zeitschlitz–Pooling ist es möglich, Transportkanäle mit den Datenraten

$$R_\mathrm{tc} = K_\mathrm{s} R_\mathrm{r} R_\mathrm{c} \leq 441{,}6 \text{ kbit/s} \tag{3.25}$$

bzw.

$$R_\mathrm{tc} = K_\mathrm{DL} R_\mathrm{r} R_\mathrm{c} \leq 414{,}0 \text{ kbit/s} \tag{3.26}$$

zu realisieren. Durch die ausschließliche Verwendung von CDMA–Code–Pooling oder Zeitschlitz–Pooling kann also größenordnungsmäßig dieselbe Datenrate R_{tc} eines Transportkanals realisiert werden. Der Einsatz von CDMA–Code–Pooling bzw. Zeitschlitz–Pooling hat jedoch unterschiedliche Auswirkungen bezüglich verschiedener Aspekte von TD–CDMA, wie z.B. die Kanalschätzung und die Detektion, siehe Abschnitt 1.2.2. Diese Zusammenhänge sollen nachfolgend diskutiert werden:

- Kanalschätzung:
  In der Regel muß eine MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, für jeden Zeitschlitz k_{t}, $k_{\mathrm{t}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{t}}\}$, in dem diese MS in der Abwärtsstrecke aktiv ist, eine Kanalschätzung durchführen. Bei CDMA–Code–Pooling muß also nur eine einzige Kanalschätzung durchgeführt werden; bei Zeitschlitz–Pooling muß für $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze eine Kanalschätzung durchgeführt werden.

- Detektion:
  Bei der Verwendung von JD, siehe Abschnitt 1.2.2, werden i.a. die Daten aller K_{s} Ressourcen innerhalb eines Zeitschlitzes k_{t}, $k_{\mathrm{t}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{t}}\}$, gemeinsam detektiert. Bei CDMA–Code–Pooling müssen demnach nur die Daten eines einzigen Zeitschlitzes k_{t}, $k_{\mathrm{t}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{t}}\}$, detektiert werden; bei Zeitschlitz–Pooling müssen die Daten in $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitzen detektiert werden.

- Anzahl K_{DL} der Zeitschlitze in der Abwärtsstrecke:
  Um CDMA–Code–Pooling einsetzen zu können, ist ein einziger Zeitschlitz k_{t}, $k_{\mathrm{t}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{t}}\}$, ausreichend. Weil für die Anzahl der Zeitschlitze in der Abwärtsstrecke $K_{\mathrm{DL}} \geq 1$ gilt, siehe Abschnitt 1.2.2, ist CDMA–Code–Pooling unabhängig von K_{DL} immer einsetzbar. Der Einsatz von Zeitschlitz–Pooling erfordert $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze. Zeitschlitz–Pooling ist demzufolge nur dann möglich, wenn $K_{\mathrm{DL}} \geq K_{\mathrm{t,\,p}}$ gilt.

- Dauer der Empfangsphase:
  Es ist u.U. notwendig, daß eine MS die Messung der Feldstärke eines von einer BS gesendeten Signals außerhalb des Frequenzbandes ihrer Zelle durchführt [3GP00k]. Solche Messungen dienen z.B. der Vorbereitung eines Handovers [Wal98]. Während des Empfangens oder Sendens kann die MS keine Messungen außerhalb des Frequenzbandes ihrer Zelle durchführen. Im Fall von CDMA–Code–Pooling wäre davon nur ein einziger Zeitschlitz betroffen; im Fall von Zeitschlitz–Pooling könnten in $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitzen keine Messungen durchgeführt werden.

  DCA:
  In Abschnitt 2.3.1 wurde erklärt, daß bei TD–CDMA die MS–zu–MS–Interferenz u.U. so stark werden kann, daß ein Verbindungsabbruch eintritt. Dies wurde als kritische

Situation bezeichnet. Es wurde auch erläutert, daß eine kritische Situation mit DCA durch das Umverteilen der betroffenen Burst in einen anderen Zeitschlitz u.U. behoben werden kann. Weil bei CDMA–Code–Pooling bzw. Zeitschlitz–Pooling $K_{\mathrm{s,\,p}} = 1$ bzw. $K_{\mathrm{t,\,p}} > 1$ Zeitschlitze verwendet werden, ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten einer kritischen Situation in einem bestimmten Zeitschlitz bei Zeitschlitz–Pooling $K_{\mathrm{t,\,p}}$–mal größer als bei CDMA–Code–Pooling. Im Fall von CDMA–Code–Pooling muß demzufolge seltener DCA eingesetzt werden. Tritt jedoch eine kritische Situation bei CDMA–Code–Pooling auf, so betrifft sie alle Ressourcen. Im Fall von Zeitschlitz–Pooling ist nur eine einzige Ressource pro gestörtem Zeitschlitz betroffen. Eine aufgetretene kritische Situation führt bei Zeitschlitz–Pooling also weniger häufig zu einem Verbindungsabbruch als bei CDMA–Code–Pooling. Ist DCA erforderlich, so müssen bei Zeitschlitz–Pooling nur die Bursts der betroffenen Zeitschlitze umverteilt werden; bei CDMA–Code–Pooling ist das Umverteilen aller Bursts notwendig. Voraussetzung für den Einsatz von DCA im Fall von CDMA–Code–Pooling bzw. Zeitschlitz–Pooling ist, daß $K_{\mathrm{DL}} \geq 2$ bzw. $K_{\mathrm{DL}} > K_{\mathrm{t,\,p}}$ gilt.

Die obige Diskussion hat gezeigt, daß CDMA–Code–Pooling bezüglich der Aspekte Kanalschätzung, Detektion, Anzahl K_{DL} der Zeitschlitze in der Abwärtsstrecke und der Dauer der Empfangsphase gegenüber Zeitschlitz–Pooling zu bevorzugen ist. Bezüglich des Aspekts DCA ist nach Ansicht des Verfassers keines der Pooling–Verfahren eindeutig vorzuziehen. Der Autor vermutet, daß die bestmögliche Lösung nicht durch den ausschließlichen Einsatz eines einzigen Pooling–Verfahrens, sondern durch die Kombination beider Pooling–Verfahren erzielt werden kann. Die Kombination beider Pooling–Verfahren ist unumgänglich, wenn die Datenrate R_{tc} des zu realisierenden Transportkanals größer als

$$K_{\mathrm{s}} R_{\mathrm{r}} = 441{,}6\ \mathrm{kbit/s} \tag{3.27}$$

ist, bzw. wenn die erforderliche Anzahl $K_{\mathrm{r,\,fr}}$ der Ressourcen pro Rahmen, siehe Abschnitt 3.2.5, größer als die Anzahl K_{s} verwendeter Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_{\mathrm{s}})}$, $k_{\mathrm{s}} = 1 \ldots K_{\mathrm{s}}$, ist. Deshalb soll nun die Kombination von CDMA–Code–Pooling und Zeitschlitz–Pooling betrachtet werden.

Beim Verwenden der Kombination von CDMA–Code–Pooling und Zeitschlitz–Pooling kann jede beliebige Ressource $(k_{\mathrm{t}}, k_{\mathrm{s}})$, $k_{\mathrm{t}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{DL}}\}$, $k_{\mathrm{s}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{s}}\}$, jeder beliebigen MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$, zugeordnet werden. Diese Zuordnung kann durch die Relation

$$(k_{\mathrm{t}}, k_{\mathrm{s}}) \rightarrow \mathrm{z}(k_{\mathrm{t}}, k_{\mathrm{s}}),\ \mathrm{z}(k_{\mathrm{t}}, k_{\mathrm{s}}) \in \{1 \ldots K\},\ k_{\mathrm{t}} = 1 \ldots K_{\mathrm{DL}},\ k_{\mathrm{s}} = 1 \ldots K_{\mathrm{s}}, \tag{3.28}$$

beschrieben werden. Die Kombination von CDMA–Code–Pooling und Zeitschlitz–Pooling wird am Beispiel des exemplarischen Transportkanals LD512 dargestellt. In Abschnitt 3.2.5

wurde festgestellt, daß die erforderliche Anzahl $K_{\mathrm{r,\,fr}}$ der Ressourcen pro Rahmen von der Coderate R_{c} abhängt, siehe (3.21) sowie Bild 3.1, und zwischen 19 und 240 liegt. Für die folgende Betrachtung soll eine Coderate von $R_{\mathrm{c}} = 0{,}4638$ angenommen werden. Nach (3.21) beträgt die erforderliche Anzahl der Ressourcen pro Rahmen dann $K_{\mathrm{r,\,fr}} = 40$. Prinzipiell sind beliebige Ressourcen $(k_{\mathrm{t}}, k_{\mathrm{s}})$, $k_{\mathrm{t}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{DL}}\}$, $k_{\mathrm{s}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{s}}\}$, für die Realisierung des Transportkanals LD512 verwendbar, solange deren Anzahl $K_{\mathrm{r,\,fr}} = 40$ beträgt. Es soll angenommen werden, daß zur Realisierung des Transportkanals LD512 $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze mit jeweils $K_{\mathrm{s,\,p}}$ Ressourcen verwendet werden, d.h. die Zuordnung der Ressourcen soll unter Beachtung der Bedingung

$$K_{\mathrm{r,\,fr}} = K_{\mathrm{t,\,p}} \cdot K_{\mathrm{s,\,p}} \tag{3.29}$$

erfolgen. Es ist zu beachten, daß (3.29) die möglichen Parameterkombination $(K_{\mathrm{r,\,fr}}, R_{\mathrm{c}})$, siehe Bild 3.1, einschränkt. Nach Ansicht des Verfassers ist diese Einschränkung aus folgendem Grund vernachlässigbar: Weil die Zuordnung der Ressourcen von der BS festgelegt wird und der MS signalisiert werden muß, reduziert die Bedingung (3.29) den Signalisierungsaufwand. Der Autor weist darauf hin, daß eine Verletzung von (3.29) durch DCA erlaubt sein soll, um die Flexibilität beim Umverteilen nicht einzuschränken. Die möglichen Wertebelegungen der Parameterkombination $(K_{\mathrm{t,\,p}}, K_{\mathrm{s,\,p}})$ für $K_{\mathrm{r,\,fr}} = 40$ unter Beachtung von (3.29) sind $(4, 10)$, $(5, 8)$, $(8, 5)$ und $(10, 4)$. Die Wertebelegung $(4, 10)$ der Parameterkombination $(K_{\mathrm{t,\,p}}, K_{\mathrm{s,\,p}})$ ist nach Auffassung des Verfassers die bestmögliche Kombination von CDMA–Code–Pooling und Zeitschlitz–Pooling, wenn die erforderliche Anzahl $K_{\mathrm{r,\,fr}}$ der Ressourcen pro Rahmen 40 beträgt. Die Wertebelegung $(4, 10)$ der Parameterkombination $(K_{\mathrm{t,\,p}}, K_{\mathrm{s,\,p}})$ bietet im Vergleich zu den anderen möglichen Wertebelegungen Vorteile bezüglich der Aspekte Kanalschätzung, Detektion, Anzahl K_{DL} der Zeitschlitze in der Abwärtsstrecke und Dauer der Empfangsphase, siehe oben. Bezüglich des Aspekts DCA, siehe oben, kann der Autor ohne weiteres keine der genannten Wertebelegungen eindeutig als die beste Wertebelegung identifizieren. Es ist davon auszugehen, daß bezüglich des Aspekts DCA jede der genannten Wertebelegungen in bestimmten Interferenzsituationen und bei bestimmten Zuordnungen aller Ressourcen zu MSs die beste Lösung ist. Deshalb empfiehlt der Autor die Wertebelegung $(4, 10)$ der Parameterkombination $(K_{\mathrm{t,\,p}}, K_{\mathrm{s,\,p}})$ für die Realisierung des exemplarischen Transportkanals LD512.

Bisher wurde noch keine Aussage über die Lage der $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze im Rahmen angegeben. Sind die $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze benachbart, so ist eine kontinuierliche Empfangsphase minimaler Dauer möglich. Sind die $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze nicht benachbart, muß sich entweder die Dauer der Empfangsphase vom ersten bis zum letzten der $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze erstrecken, oder die am Empfang beteiligten Bauteile, wie z.B. Verstärker, müssen mehrmals ein– und ausgeschaltet werden. Deshalb ist eine benachbarte Anordnung der $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze zu bevorzugen. Durch

Umverteilen von Ressourcen mit DCA kann die Nachbarschaft der $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze jedoch verlorengehen.

3.2.7 Interleaving

In Abschnitt 3.2.4 wurde Interleaving bereits im Zusammenhang mit FEC–Verfahren erwähnt. Es wurde angeführt, daß die Fehlerkorrekturfähigkeit bestimmter FEC–Verfahren mit der Interleavingtiefe T_{i} zunimmt, d.h. daß die Bitfehlerrate P der Nutzdaten mit der Interleavingtiefe T_{i} abnimmt. Dieser Sachverhalt soll nun näher erläutert werden.

In (3.14), siehe Abschnitt 3.2.4, wurden die Codeworte $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, definiert. Die Codeworte $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, enthalten, wie bereits gesagt, die zu übertragenden Rohdaten. In Abschnitt 3.2.5 wurde die erforderliche Anzahl K_{r} der Ressourcen zur Übertragung der Codeworte $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, nach (3.14) ermittelt. Es wird angenommen, daß die erforderliche Anzahl K_{r} der Ressourcen durch CDMA–Code–Pooling und Zeitschlitz–Pooling mit der Parameterkombination $(K_{\mathrm{t,\,p}}, K_{\mathrm{s,\,p}})$, siehe Abschnitt 3.2.6, allokiert wurde. Die Parameterkombination $(K_{\mathrm{t,\,p}}, K_{\mathrm{s,\,p}})$ soll für alle K_{fr} Rahmen des Übertragungszeitintervalls gelten.

Beim Abbilden der Elemente $d_{\mathrm{c},\,n}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{cw}}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, der Codeworte $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, nach (3.14) auf die K_{r} Ressourcen erfolgt das Interleaving. Die mathematische Vorschrift, für diese Abbildung heißt Interleavingschema. Bevor ein Interleavingschema für TD–CDMA vorgeschlagen wird, soll zunächst das Ziel des Interleavings erläutert werden. Die Bitfehlerrate P_{r} der Rohdaten ist i.a. eine monoton fallende Funktion des Träger–zu–Interferenz–Verhältnisses C/I [Pro93, Pra98]. Die Leistung C des erwünschten Empfangssignalanteils ist abhängig von der momentanen Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$, siehe Abschnitt 1.3, und deshalb zeitvariant. Die Leistung I des unerwünschten Empfangssignalanteils ist, wie in Abschnitt 2.3.1 erläutert wurde, ebenfalls zeitvariant. Folglich ist das Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I und damit auch die Bitfehlerrate P_{r} der Rohdaten während des Übertragungszeitintervalls der Dauer T_{t}, siehe Abschnitt 3.2.1, i.a. zeitvariant. Dies führt zum Auftreten von Bündelfehlern während der Zeitabschnitte mit ungenügender Signalqualität. Häufig werden FEC–Verfahren eingesetzt, die insbesondere zur Korrektur von Einzelfehlern geeignet sind. In diesem Fall ist das Verwenden von Interleaving sinnvoll. Das Interleavingschema ist so zu wählen, daß die Übertragungsfehler möglichst gleichmäßig auf die Codeworte $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, verteilt sind.

Wegen der Zeitvarianz des Träger–zu–Interferenzverhältnisses C/I muß das Interleavingschema so gewählt werden, daß benachbarte Elemente $d_{\mathrm{c},\,n}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $n = 1 \ldots N_{\mathrm{cw}}$, $k_{\mathrm{w}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{w}}\}$, eines Codeworts $\mathbf{d}_{\mathrm{c}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} \in \{1 \ldots K_{\mathrm{w}}\}$, nach (3.14) in Zeitschlitzen gesendet werden, die zeitlich möglichst weit auseinanderliegen. Die Orthogonalität der CDMA–Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_{\mathrm{s}})}$,

$k_\mathrm{s} = 1 \ldots K_\mathrm{s}$, nach (1.2) geht bei der Übertragung u.U. verloren [Pap00]. Deshalb weisen die $K_{\mathrm{s,\,p}}$ Ressourcen innerhalb eines Zeitschlitzes u.U. unterschiedliche Bitfehlerraten P_r der Rohdaten auf. Deshalb ist das Interleavingschema so zu wählen, daß benachbarte Elemente $d_{\mathrm{c},\,n}^{(k_\mathrm{w})}$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{cw}$, $k_\mathrm{w} \in \{1 \ldots K_\mathrm{w}\}$ eines Codeworts $\mathbf{d}_\mathrm{c}^{(k_\mathrm{w})}$, $k_\mathrm{w} \in \{1 \ldots K_\mathrm{w}\}$, nach (3.14) in Ressourcen gesendet werden, die unterschiedliche CDMA–Codes verwenden. Des weiteren hängt die Fehlerwahrscheinlichkeit eines Rohdatums von der Position des zugehörigen Datensymbols im Datenblock ab [BPD+97]. Ein optimales Interleavingschema muß deshalb auch die Position der Datensymbole im jeweiligen Burst berücksichtigen.

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Interleavingschema verwendet, das die Elemente $d_{\mathrm{c},\,n}^{(k_\mathrm{w})}$, $n = 1 \ldots N_\mathrm{cw}$, $k_\mathrm{w} \in \{1 \ldots K_\mathrm{w}\}$, eines Codeworts $\mathbf{d}_\mathrm{c}^{(k_\mathrm{w})}$, $k_\mathrm{w} \in \{1 \ldots K_\mathrm{w}\}$, nach (3.14) derart auf die K_r Ressourcen verteilt, daß benachbarte Elemente des Codeworts in möglichst weit auseinanderliegenden Zeitschlitzen und mit verschiedenen CDMA–Codes gesendet werden. Die Position der zugehörigen Datensymbole im Datenblock wird dabei nicht berücksichtigt. Die mathematische Beschreibung des verwendeten Interleavingschemas ist für die weiteren Betrachtungen nicht von Interesse und wird deshalb nicht angegeben. Unterschiedliche Interleavingschemata sind in [Wic95, 3GP00i] zu finden.

3.3 Transportformate

3.3.1 Definition

In Abschnitt 1.4 wurde bereits erwähnt, daß die konkrete Realisierung eines Transportkanals das Transportformat [3GP00d, PMK00] ist. An gleicher Stelle wurde gesagt, daß das Transportformat die zur Übertragung auf L1 verwendeten Verfahren und Techniken beschreibt. Die ausführliche Betrachtung von Transportformaten ist Gegenstand des vorliegenden Abschnitts.

In Abschnitt 3.2 wurden alle wesentlichen Gesichtspunkte für die Realisierung von Transportkanälen unter Berücksichtigung der in Abschnitt 1.2.3 identifizierten Freiheitsgrade diskutiert. Dabei hat der Autor Parameter für die Realisierung von Transportkanälen definiert und Abhängigkeiten zwischen den definierten Parametern dargelegt. Zur Vereinfachung der Untersuchung wurden bestimmte Annahmen gemacht, z.B. wurde die Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls gleich der Verzögerung T_tc des Transportkanals gesetzt. Die getroffenen Annahmen werden zunächst zusammengefaßt. Danach erfolgt die Definition von Transportformaten. Anschließend wird die Zusammenfassung der in Abschnitt 3.2 identifizierten Abhängigkeiten zwischen den Parametern und Verfahren von Transportformaten angegeben.

Folgende Annahmen wurden bei der Realisierung von Transportkanälen getroffen:

- Der Austausch eines Transportblocks $\mathbf{d}$ nach (3.1) erfolgt sowohl von L2 nach L1 im Sender als auch von L1 nach L2 im Empfänger ohne Zeitverlust.
- Die zur Übertragung eines Transportblocks $\mathbf{d}$ nach (3.1) notwendige Signalverarbeitung im Sender und Empfänger wird ohne Zeitverlust durchgeführt.
- Die Dauer T_t des Übertragungszeitintervalls ist gleich der Verzögerung T_tc des Transportkanals, siehe (3.6).
- Die Dimension N_t des Transportblocks $\mathbf{d}$ nach (3.1) ist gleich dem Produkt aus Datenrate R_tc und Verzögerung T_tc des Transportkanals, siehe (3.3).
- Die Interleavingtiefe T_i ist gleich der Verzögerung T_tc des Transportkanals, siehe Abschnitt 3.2.3.
- Auf jeden Informationsblock $\mathbf{d}_\mathrm{i}^{(k_\mathrm{w})}$, $k_\mathrm{w} = 1 \ldots K_\mathrm{w}$, nach (3.12) wird dasselbe FEC–Verfahren mit der Coderate R_c angewandt.
- Es wird das Burstformat Typ 2, siehe Tabelle 1.2, verwendet. Dabei beträgt die Anzahl der Rohdaten eines Bursts $N_\mathrm{r} = 276$.
- Das in Abschnitt 3.2.7 mit Worten beschriebene Interleavingschema wird zu Grunde gelegt.

Im Rahmen dieser Arbeit werden Transportformate durch folgende Parameter und Verfahren definiert:

- Die Coderate R_c.
- Das FEC–Verfahren, d.h. die Algorithmen für die Codierung und Decodierung. Code–Verkettung ist zugelassen.
- Die Anzahl K_w der Informationsworte $\mathbf{d}_\mathrm{i}^{(k_\mathrm{w})}$, $k_\mathrm{w} = 1 \ldots K_\mathrm{w}$, nach (3.12) und der Codeworte $\mathbf{d}_\mathrm{c}^{(k_\mathrm{w})}$, $k_\mathrm{w} = 1 \ldots K_\mathrm{w}$, nach (3.14).
- Die Anzahl $K_{\mathrm{t,\,p}}$ der Zeitschlitze pro Rahmen bei Zeitschlitz–Pooling und die Anzahl $K_{\mathrm{s,\,p}}$ der Ressourcen pro Zeitschlitz bei CDMA–Code–Pooling, siehe Abschnitt 3.2.5.

Folgende Bedingungen sind bei der Wertebelegung der Parameter und Auswahl der Verfahren eines Transportformats zu beachten:

- Die Coderate R_c muß so gewählt werden, daß die erforderliche Anzahl $K_{r,\,fr}$ der Ressourcen pro Rahmen nach (3.21) ganzzahlig ist.
- Die erforderliche Anzahl $K_{r,\,fr}$ der Ressourcen pro Rahmen muß gleich dem Produkt der Anzahl $K_{t,\,p}$ der Zeitschlitze pro Rahmen bei Zeitschlitz–Pooling und der Anzahl $K_{s,\,p}$ der Ressourcen pro Zeitschlitz bei CDMA–Code–Pooling sein, siehe (3.29).

3.3.2 Bewertungsmaß

Die Untersuchungen in den vorangehenden Abschnitten des Kapitels 3 zeigen, daß unterschiedliche Transportformate zur Realisierung jedes Transportkanals existieren. Die Frage, welches Transportformat bzw. welche Transportformate sich am besten für die Realisierung von Transportkanälen eignen, wurde jedoch noch nicht beantwortet. Zur Beantwortung dieser Frage ist zunächst ein Maß für die Bewertung von Transportformaten notwendig. Ein solches Maß soll in diesem Abschnitt angegeben werden.

Weil die maximale Anzahl $N_{fr,\,max}$ verwendeter Ressourcen eines Rahmens begrenzt ist, siehe Abschnitt 1.2.3, ist es erstrebenswert, die erforderliche Anzahl K_r der Ressourcen von Transportformaten zu minimieren. Nach (3.21) ist die Coderate R_c der einzige Parameter von Transportformaten, der die erforderliche Anzahl K_r der Ressourcen beeinflußt. Demzufolge steigt die Effizienz von Transportformaten mit zunehmender Coderate R_c. Ein Maß für die Bewertung von Transportformaten kann aber aus folgendem Grund nicht ausschließlich auf der Coderate R_c basieren: Für jedes Transportformat ist die Bitfehlerrate P der Nutzdaten eine monoton fallende Funktion des Träger–zu–Interferenz–Verhältnisses C/I [Pro93]. Um die maximal zulässige Bitfehlerrate P_{tc} des Transportkanals nicht zu überschreiten, darf das Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I einen bestimmten Wert nicht unterschreiten. Dieser Wert des Träger–zu–Interferenz–Verhältnisses C/I, für den $P = P_{tc}$ gilt, soll als minimal erforderliches Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{min}$ bezeichnet werden. Ein Transportformat kann demzufolge genau dann zum Realisieren eines Transportkanals eingesetzt werden, wenn

$$C/I \geq (C/I)_{min} \tag{3.30}$$

erfüllt ist. Aus (3.30) folgt: Je niedriger das minimal erforderliche Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{min}$ ist, desto größer ist der Einsatzbereich eines Transportformats in Bezug auf

das Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I. Diese Aussage bedarf weiterer, nun folgender Erläuterungen. Das minimal erforderliche Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{\min}$ wird i.a. von allen Parametern des Transportformats beeinflußt. Das Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I ist i.a. abhängig vom Ort des Versorgungsgebiets und von der Zeit [Ste96]. In der Regel wäre es möglich, ein einziges Transportformat zu implementieren, dessen minimal erforderliches Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{\min}$ so klein ist, daß dieses Transportformat annähernd überall im Versorgungsgebiet und fast ununterbrochen eingesetzt werden kann. Das minimal erforderliche Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{\min}$ dieses Transportformats müsste kleiner oder gleich dem kleinsten im Versorgungsgebiet vorkommenden C/I sein. Für dieses Transportformat müßte die Coderate R_{c} aber besonders niedrig gewählt werden, so daß auch bei niedrigem C/I die maximal zulässige Bitfehlerrate P_{tc} des Transportformats nicht überschritten wird. Bei niedriger Coderate R_{c} ist die erforderliche Anzahl K_{r} der Ressourcen besonders groß. An vielen Orten des Versorgungsgebiets wäre i.a. in vielen Zeitintervallen ein größeres minimal erforderliches Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{\min}$ zulässig und damit eine höhere Coderate R_{c} ausreichend. Würde ausschließlich ein Transportformat mit niedriger Coderate R_{c} implementiert, das im gesamten Versorgungsgebiet einsetzbar ist, würden bei höherem C/I Ressourcen verschwendet. Deshalb ist es sinnvoll, unterschiedliche Transportformate mit unterschiedlichen minimal erforderlichen Träger–zu–Interferenz–Verhältnissen $(C/I)_{\min}$ zu implementieren. Für ein bestimmtes minimal erforderliches Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{\min}$ ist dasjenige Transportformat am effizientesten, das die größte Coderate R_{c} hat bzw. die wenigsten Ressourcen benötigt.

Die Coderate R_{c} und das minimal erforderliche Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{\min}$ sind gemeinsam betrachtet ein Maß für die Bewertung von Transportformaten. Demzufolge ist es naheliegend ein Maß zu definieren, daß sowohl die Coderate R_{c} als auch das minimal erforderliche Träger–zu–Interferenz–Verhältnis $(C/I)_{\min}$ berücksichtigt. Tatsächlich ist ein solches Maß bereits durch das Signal–Stör–Verhältnis γ [Pro93] gegeben. Das Signal–Stör–Verhältnis γ ist gleich der Division der empfangenen Energie E_{b} [Pro93] pro Nutzdatum durch die einseitige spektrale Rauschleistungsdichte N_0 [Pro93]. Zwischen dem Signal–Stör–Verhältnis γ und dem Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I besteht der Zusammenhang [Bla98]

$$\gamma = \frac{QB_{\mathrm{u}}T_{\mathrm{c}}}{\log_2(M)} \cdot \frac{C/I}{R_{\mathrm{c}}} = \mathrm{const} \cdot \frac{C/I}{R_{\mathrm{c}}}. \tag{3.31}$$

Nach (3.31) ist das Signal–Stör–Verhältnis γ proportional zum Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I und antiproportional zur Coderate R_{c}, d.h. je niedriger das Träger–zu–Interferenz–Verhältnis C/I und je größer die Coderate R_{c}, desto niedriger ist das Signal–Stör–

Verhältnis γ. Basierend auf (3.31) soll das minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis gemäß

$$\gamma_{\min} = \frac{QB_{\mathrm{u}}T_{\mathrm{c}}}{\log_2(M)} \cdot \frac{(C/I)_{\min}}{R_{\mathrm{c}}} = \mathrm{const} \cdot \frac{(C/I)_{\min}}{R_{\mathrm{c}}} \tag{3.32}$$

definiert werden. Das minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis $\gamma_{\min}$ nach (3.32) ist ein Maß für die Bewertung von Transportformaten.

Das minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis $\gamma_{\min}$ hängt nicht nur von den Parametern des Transportformats ab, sondern wird auch durch die Kanalschätzung und Datendetektion beeinflußt [Naß95]. Datendetektion und Kanalschätzung sind notwendige Verfahren für die Übertragung in TD–CDMA. Zusätzlich ist der Einsatz von Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate möglich, wie z.B. der Leistungsregelung, insbesondere der schnellen Leistungsregelung, und der Antennendiversität, siehe Abschnitt 3.4. Diese Verfahren reduzieren i.a. das minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis $\gamma_{\min}$. Um wieviel dB das minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis $\gamma_{\min}$ durch diese Verfahren reduziert wird, hängt auch von den Parametern des Transportformats und dem Kanalmodell ab. Eine Abschätzung des minimal erforderlichen Signal–Stör–Verhältnisses $\gamma_{\min}$ für unterschiedliche Transportformate wird vom Verfasser aufgrund der Vielzahl der Einflußfaktoren als zu ungenau erachtet. Die Ermittlung des minimal erforderlichen Signal–Stör–Verhältnisses $\gamma_{\min}$ für unterschiedliche Transportformate muß deshalb durch Simulation erfolgen.

Bei der Simulation werden i.a. Kanalmodelle mit zeitvarianter Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ verwendet, siehe Abschnitt 1.3. Bei konstanter Sendeleistung ist die empfangene Energie E_{b} pro Nutzdatum proportional zur Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$. Demzufolge ist das Signal–Stör–Verhältnis γ zeitvariant. Bei der Simulation wird i.a. das mittlere Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}$ ermittelt. Deshalb wird im Rahmen dieser Arbeit an Stelle des minimal erforderlichen Signal–Stör–Verhältnisses $\gamma_{\min}$ nach (3.32) das mittlere minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ als Maß für die Bewertung von Transportformaten benutzt, siehe Kapitel 5.

3.4 Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate

3.4.1 Schnelle Leistungsregelung

In Abschnitt 1.2.2 wurde erläutert, daß die Mobilfunkkanäle in der Aufwärts– und in der Abwärtsstrecke bei TD–CDMA reziprok sind. Des weiteren wurde gesagt, daß diese Reziprozität der Mobilfunkkanäle den Einsatz besonderer Verfahren, wie z.B. der kanalspezifischen Vorverzerrung, dem JT und der schnellen Leistungsregelung ermöglicht, siehe Abschnitt

1.2.2. Kanalspezifische Vorverzerrung und JT sind nicht Gegenstand dieser Arbeit. Die schnelle Leistungsregelung ist Inhalt des vorliegenden Abschnitts. Zunächst wird jedoch das Prinzip der Leistungsregelung mit geschlossener und offener Schleife erläutert.

Das Prinzip der Leistungsregelung mit geschlossener und offener Schleife ist in Bild 3.2 exemplarisch für den Fall der Aufwärtsstrecke anhand von Petrinetzen dargestellt. Im Fall der geschlossenen Schleife erfolgt das Messen der Empfangsleistung $C(t)$ in der BS [Gib96], das Ermitteln des Regelkommandos aus der gemessenen Empfangsleistung und das anschließende Senden des Regelkommandos in der Abwärtsstrecke zur MS, siehe Bild 3.2 a [Gib96]. Weil der eigentliche Informationstransport in der Aufwärtsstrecke stattfindet, ist das Senden des Regelkommandos in der Abwärtsstrecke als Informationsrückkopplung zu betrachten und die Regelungsschleife als geschlossen zu interpretieren. Bei der Leistungsregelung mit offener Schleife führt die MS das Messen der Leistung eines in der Abwärtsstrecke empfangenen, von der BS gesendeten, Empfangssignals durch. Dieses von der BS gesendete Signal dient nicht dem Übertragen eines Regelkommandos, sondern kann zum Transportieren von Nutzdaten verwendet werden. Das Senden eines Pilotsignals [PMK00] in der Abwärtsstrecke ist ebenfalls möglich. Aufgrund der gemessenen Empfangsleistung ermittelt die MS das Regelkommando und regelt entsprechend die Sendeleistung für die gewünschte Kommunikation in der Aufwärtsstrecke, siehe Bild 3.2 b [Gib96]. Die Dauer des Zeitintervalls zwischen dem Messen der Empfangsleistung $C(t)$ und dem darauf basierenden Regeln der Sendeleistung $P(t)$ wird hier als Regelungsverzögerung T_{pc} bezeichnet. Im Gegensatz zur Leistungsregelung mit geschlossener Schleife ist im Fall der offenen Schleife kein Rückkoppeln eines Regelkommandos notwendig. Deshalb ist die Regelungsverzögerung T_{pc} im Fall der offenen Schleife i.a. kürzer als im Fall der geschlossenen Schleife.

Die schnelle Leistungsregelung hat das Ziel, die schnellen Fluktuationen der Leistung $C(t)$ des Empfangssignals, die durch die Zeitvarianz der Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ hervorgerufen werden, auszuregeln. Exemplarische Verläufe der Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ wurden in den Bildern 1.5, 1.7 und 1.9 für die Kanalmodelle Indoor–A, Pedestrian–A und Vehicular–A bei der Geschwindigkeit $v = 10\,\mathrm{km/h}$ der MS gezeigt. Die Bilder 1.5, 1.7 und 1.9 zeigen, daß die Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$ innerhalb der Dauer von 100 ms u.U. Schwankungen in der Größenordnung von 10 dB aufweist. Zum Ausregeln der schnellen Fluktuationen der Leistung $C(t)$ des Empfangssignals durch eine schnelle Leistungsregelung muß für die Regelungsverzögerung, abhängig von der Geschwindigkeit v der MS, $T_{\mathrm{pc}} \ll 100\,\mathrm{ms}$ gelten, siehe Bilder 1.5, 1.7 und 1.9. Unter der Annahme einer Einfach–Umschaltzeitpunkt–Konfiguration, siehe Bild 1.2 a und b, ist die minimal mögliche Regelungsverzögerung T_{pc} bei geschlossener Schleife gleich der Rahmendauer $T_{\mathrm{fr}} = 10\,\mathrm{ms}$. Eine kürzere Regelungsverzögerung T_{pc} kann nur durch die Verwendung einer offenen Schleife oder einer Mehrfach–Umschaltzeitpunk–Konfiguration, siehe Bild 1.2 c und d, erzielt werden. Aufgrund der Reziprozität der Mobilfunkkanäle in der Auf-

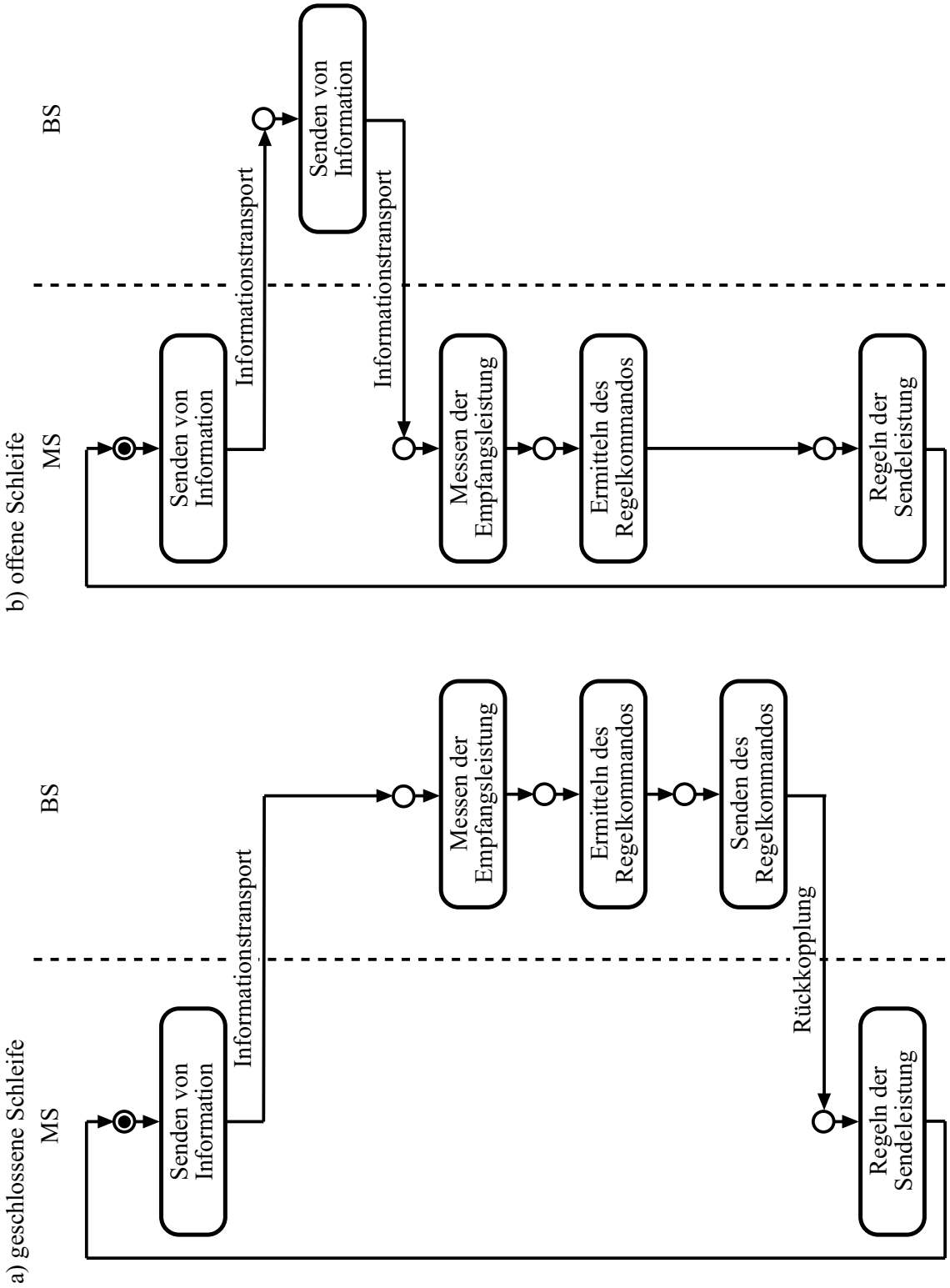

Bild 3.2. Prinzip der Leistungsregelung [Gib96]
a) mit geschlossener Schleife
b) mit offener Schleife

wärts– und in der Abwärtsstrecke, siehe Abschnitt 1.2.2, ist das Verwenden einer schnellen Leistungsregelung mit offener Schleife bei TD–CDMA möglich [3GP00j].

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird folgendes Verfahren der schnellen Leistungsregelung betrachtet: Bei Zeitschlitz–Pooling werden $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze pro Rahmen zum Realisieren eines Transportkanals eingesetzt. Die Leistung $C(t)$ des Empfangssignals wird im letzten der $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitze eines Rahmens gemessen. Der Meßwert ist die Energie der im Empfänger geschätzten Kanalimpulsantwort. Dieser Meßwert wird dem Sender störungsfrei mitgeteilt. Der Sender regelt die Leistung $P(t)$ des Sendesignals in den folgenden $K_{\mathrm{t,\,p}}$ Zeitschlitzen gemäß dem Meßwert. Bei jeder Regelung kann die Leistung $P(t)$ des Sendesignals höchstens um 3 dB erniedrigt oder erhöht werden. Das beschriebene Verfahren der schnellen Leistungsregelung ist an den UTRA–Standard [3GP00j] angelehnt, wurde jedoch modifiziert und vereinfacht.

Es ist bekannt, daß Verfahren der schnellen Leistungsregelung bei der Regelungsverzögerung $T_{\mathrm{pc}} = 10\,\mathrm{ms}$ bis zu der Geschwindigkeit v der MS in der Größenordnung von $30\,\mathrm{km/h}$ gewinnbringend einsetzbar sind [BB99a]. Es stellt sich jedoch die Frage, welchen Einfluß die schnelle Leistungsregelung auf das Ergebnis der Bewertung unterschiedlicher Transportformate hat. Diese Frage wird in Kapitel 5 auf der Basis der Simulationsergebnisse geklärt werden.

3.4.2 Empfangsantennendiversität

Die Anzahl der Antennen eines Mehrantennenempfängers [Bla98, Pap00, Wec01] sei K_{a}. Zwischen der einzigen Antenne des Senders und jeder der K_{a} Antennen des Empfängers besteht ein Mobilfunkkanal [Bla98]. Die K_{a} Mobilfunkkanäle sind in der Regel verschieden und führen zu K_{a} unterschiedlichen Empfangssignalen. Dieser Effekt kann im Empfänger durch die gemeinsame Verarbeitung der K_{a} Empfangssignale gewinnbringend ausgenutzt werden [Bla98]. Es liegt Empfangsantennendiversität vor. Empfangsantennendiversität wurde bereits in zahlreichen Veröffentlichungen [BBS97, BBP97, Bla98, BPW99, Pap00] untersucht und soll aus diesem Grund hier nicht weiter erklärt werden. Es ist bekannt, daß Empfangsantennendiversität gewinnbringend zur Steigerung der Leistungsfähigkeit von Mobilfunksystemen eingesetzt werden kann [Bla98]. Wie bei der schnellen Leistungsregelung stellt sich auch bei der Empfangsantennendiversität die Frage, welchen Einfluß das Ausnutzen von Empfangsantennendiversität auf das Ergebnis der Bewertung unterschiedlicher Transportformate hat. Diese Frage wird in Kapitel 5 auf der Basis der Simulationsergebnisse geklärt werden.

4 Simulation

4.1 Vorbemerkung

In Abschnitt 3.3.1 wurde der Begriff des Transportformats definiert. Ein Transportformat ist, wie bereits gesagt, die Realisierung eines Transportkanals. Des weiteren wurde in Abschnitt 3.3.2 festgestellt, daß jeder Transportkanal durch unterschiedliche Transportformate realisiert werden kann. Um die Bewertung und den Vergleich von Transportformaten zu ermöglichen, wurde in Abschnitt 3.3.2 das mittlere minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ eingeführt. Es wurde festgestellt, daß $\bar{\gamma}_{\min}$ nicht nur von den Parametern des Transportformats abhängt, sondern auch maßgeblich von den beim Übertragen eingesetzten Verfahren, wie z.B. der Kanalschätzung und der Datendetektion, beeinflußt wird. Insbesondere kann die Bewertung von Transportformaten beim Verwenden bzw. Nichtverwenden eines bestimmten Verfahrens unterschiedlich ausfallen. Aufgrund der Vielzahl der Einflußfaktoren ist eine Abschätzung bzw. Berechnung des mittleren minimal erforderlichen Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}_{\min}$ nicht möglich, siehe Abschnitt 3.3.2. Deshalb kann das mittlere minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ eines Transportformats nur durch Simulation ermittelt werden.

Die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA ist Gegenstand des vorliegenden Kapitels. Dabei wird die Verbindungsebene, die sich auf die Übertragung innerhalb einer einzigen Zelle beschränkt, betrachtet. Für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA ist zunächst das Entwickeln eines geeigneten Programms erforderlich. Am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung werden seit längerem Programme für die Simulation von Mobilfunksystemen auf Verbindungsebene entwickelt und eingesetzt. Die ständig wachsende Leistungsfähigkeit der zur Verfügung stehenden Supercomputer des Regionalen Hochschulrechenzentrums der Universität Kaiserslautern (RHRK) [RHR] ließ die Entwicklung immer umfangreicherer Programme zu. Beispielsweise füllt der in der Programmiersprache FORTRAN 90 (Formula Translator 90) [MR00] geschriebene Komponenten–Code des vom Verfasser entwickelten Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA ca. 250 Seiten DIN A4.

Die am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung gewonnene Erfahrung hat gezeigt, daß bei Programmen dieses Umfangs häufig folgendes Problem auftritt: An der Entwicklung eines Programms sind i.a. mehrere Personen parallel bzw. sequentiell beteiligt. Dabei wird ein bestehendes Programm oft von unterschiedlichen Personen iterativ erweitert. In der Regel steigt die Komplexität dieses Programms mit der Anzahl der daran arbeitenden Personen an. Erreicht die Anzahl beteiligter Personen eine bestimmte Größe, so ist die Entwicklung eines neuen Programms u.U. weniger aufwendig als die Erweiterung des vor-

handenen Programms. Nach Meinung des Verfassers ist die Ursache des geschilderten Problems folgende: Bei der Entwicklung eines Programms wird eine spätere mögliche Erweiterung oder Wiederverwendung in der Regel nicht berücksichtigt, sondern die Entwicklung erfolgt schnell und unsauber (engl. quick and dirty). Deshalb ist das Erweitern eines vorhandenen Programms selbst bei niedriger Komplexität oftmals mit erheblichem Aufwand verbunden.

Um das geschilderte Problem zu vermeiden, muß auf Prinzipien, Konzepte, Methoden und Modelle der Informatik für die Software–Entwicklung [Rom95, Jal91, GJM91] zurückgegriffen werden. Deshalb sind die Grundlagen der Software–Entwicklung [Rom95] Gegenstand von Abschnitt 4.2. Die Entwicklung des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA ist Gegenstand von Abschnitt 4.3. Dabei werden die in Abschnitt 4.2 erklärten Prinzipien, Konzepte, Methoden und Modelle angewandt. Insbesondere wird das V–Modell [Rom90] berücksichtigt, siehe Abschnitt 4.2.2.

4.2 Grundlagen der Software–Entwicklung

4.2.1 Definition des Begriffs Software–Entwicklung

Eine Auswahl von Prinzipien, Konzepten, Methoden und Modellen der Informatik für die Software–Entwicklung sind die Basis der Entwicklung des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA, siehe Abschnitt 4.3. Weil die Software–Entwicklung oft mit der Programmierung verwechselt wird, ist zunächst die Definition dieser Begriffe notwendig. Wichtig im Zusammenhang mit der Software–Entwicklung ist auch das Software–Engineering. Die Begriffe Programmierung, Software–Entwicklung und Software–Engineering sind folgendermaßen definiert [Rom95]:

- Programmierung:
  Als Programmierung bezeichnet man die Konstruktion eines Programms oder eines Programmteils – der Komponente – gemäß einer vorgegebenen Spezifikation. Das Ziel der Programmierung ist erreicht, wenn das konstruierte Programm oder die konstruierte Komponente konsistent mit der zugehörigen Spezifikation ist. Beim Programmieren werden Werkzeuge, Techniken und Methoden verwendet, um zu spezifizieren, Programme abzuleiten und schließlich das resultierende Produkt – das Programm bzw. die Komponente – gegen die zugehörige Spezifikation zu validieren und zu verifizieren, siehe Abschnitt 4.2.2. Charakteristisch für die Programmierung ist die Realisierung einer Komponente durch eine einzige Person mittels einer vorgegebenen Technologie.

- Software–Entwicklung:
  Das Ziel der Software–Entwicklung ist die Konstruktion eines Programms zur Lösung eines üblicherweise ungenau spezifizierten Problems. Die Software–Entwicklung unterscheidet sich von der Programmierung sowohl durch die höhere Komplexität des Programms, als auch durch die Kooperation mehrerer Personen. Die Programmierung ist eine Teilaufgabe der Software–Entwicklung, siehe Abschnitt 4.2.2. Die Software–Entwicklung wird anhand eines bestimmten Produktmodells, siehe Abschnitt 4.2.2, und eines bestimmten Prozeßmodells, siehe Abschnitt 4.2.3, durchgeführt. Bei der Software–Entwicklung werden Qualitätsmodelle [GJM91] zur Sicherstellung der Qualität von Produkten und Prozessen eingesetzt.

- Software–Engineering:
  Als Software–Engineering bezeichnet man dasjenige Teilgebiet der Informatik, das sich mit der Definition, Verfeinerung und Erprobung von Prinzipien, Techniken, Methoden und Werkzeugen zur Unterstützung wichtiger Aspekte von Software–Projekten befaßt. Wichtige Aspekte von Software–Projekten sind die Planung und ingenieurmäßige Durchführung des Projekts, die Software–Entwicklung, das Software–Projekt–Management und die Software–Qualitätssicherung.

Nach der Definition des Begriffs Software–Entwicklung und seiner Abgrenzung gegen die Definitionen der Begriffe Programmierung und Software–Engineering werden in den folgenden Abschnitten ein Produktmodell und Prozeßmodelle für die Software–Entwicklung behandelt.

4.2.2 Produktmodell

Das Ziel der Software–Entwicklung ist, wie bereits im vorhergehenden Abschnitt gesagt, die Konstruktion eines Programms zur Lösung eines üblicherweise ungenau spezifizierten Problems. In der Regel werden bei der Software–Entwicklung unterschiedliche Entwicklungsschritte durchlaufen. Dabei entstehen unterschiedliche Dokumente, Komponenten und Programme, die als Produkte der Software–Entwicklung bezeichnet werden [Rom90, Rom95].

Um die Komplexität der zu entwickelnden Programme beherrschbar zu machen, ist es notwendig, die bei der Software–Entwicklung entstehenden Produkte genau zu klassifizieren und ihre Beziehungen zueinander klar zu definieren. Die Klassifizierung der Produkte bei der Software–Entwicklung und die Definition ihrer Beziehungen zueinander erfolgt durch ein Produktmodell. Das im Rahmen dieser Arbeit verwendete Produktmodell ist das V–Modell [Rom90, Rom95], siehe Bild 4.1, das auch als Referenzmodell der Software–Entwicklung bezeichnet wird.

Die durch das V–Modell klassifizierten Produkte der Software–Entwicklung sind [Rom95]:

- Problem–Beschreibung:
  Die Definition des zu lösenden Problems befindet sich in der Problem–Beschreibung. Der Charakter dieses Dokuments hängt vom jeweiligen Problemgebiet ab. Eine rein formelle Problembeschreibung ist i.a. nicht möglich.

- Benutzer–Anforderungen:
  Die Benutzer–Anforderungen an ein Programm spezifizieren dessen Charakteristika aus der Sicht des Benutzers. Dieses Dokument dient als Schnittstelle zwischen dem Entwickler und dem Benutzer.

- Entwickler–Anforderungen:
  Die Entwickler–Anforderungen an ein Programm spezifizieren dessen Charakteristika aus der Sicht des Entwicklers. Anders als bei den Benutzer–Anforderungen besteht die Zielgruppe aus Fachleuten, so daß eine formale Sprache verwendet werden kann.

- Programm–Entwurf:
  Ein Programm besteht i.a. aus mehreren Komponenten, die in ihrer Gesamtheit das in den Entwickler–Anforderungen beschriebene Verhalten erbringen. Der Programm–Entwurf spezifiziert die Programmstruktur, d.h. die Aufteilung in Komponenten und die Schnittstellen zwischen den Komponenten. Es wird festgelegt, welche Entwickler–Anforderung durch welche Komponente erfüllt wird.

- Komponenten–Anforderungen:
  Das Verhalten jeder Komponente wird durch die zugehörigen Komponenten–Anforderungen beschrieben.

- Komponenten–Entwurf:
  Der Komponenten–Entwurf beschreibt, wie die Struktur einer Komponente aussehen kann, so daß die Komponente die zugehörigen Komponenten–Anforderungen erfüllt.

- Komponenten–Code:
  Der Komponenten–Code ist die konkrete Realisierung einer Komponente unter Verwendung einer ausgewählten Programmiersprache.

- Ausführbare Komponenten und ausführbares Programm:
  Durch die Aktivitäten Übersetzen, Binden, Laden und Debuggen [Har00] entstehen die ausführbaren Komponenten aus dem zugehörigen Komponenten–Code. Die Gesamtheit aller ausführbaren Komponenten ist das ausführbare Programm.

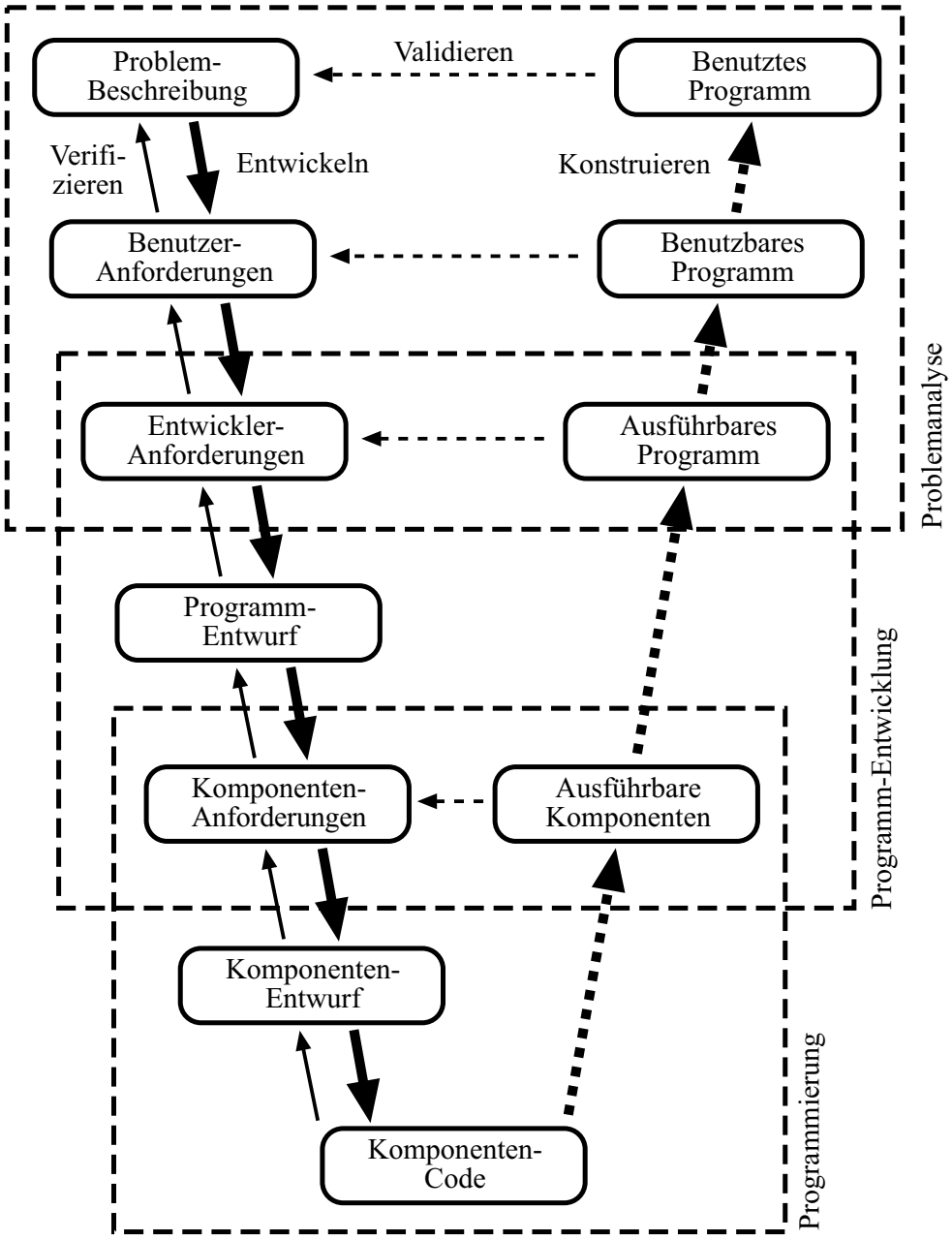

Bild 4.1. Produkte und Beziehungen zwischen Produkten beim V–Modell [Rom95]

- Benutzbares Programm und benutztes Programm:
  Das benutzbare Programm wird vom Entwickler zur Prüfung verwendet, das benutzte Programm wird vom Benutzer bzw. Kunden verwendet. Aufgrund der i.a. unterschiedlichen Sichtweisen von Benutzer und Entwickler, kann letztendlich nur der Benutzer entscheiden, ob das Programm das vorhandene Problem zufriedenstellend löst.

Nach der Erklärung der Produkte der Software–Entwicklung im V–Modell folgt nun die Erläuterung der im V–Modell angegebenen Beziehungen zwischen den einzelnen Produkten. Die Beziehungen zwischen den Produkten im V–Modell sind: Entwickeln, Verifizieren, Konstruieren und Validieren. Die Produkte der linken Seite des V–Modells, siehe Bild 4.1, einschließlich des Komponenten–Codes entstehen durch das Entwickeln des jeweiligen Produkts auf der Basis des übergeordneten Produkts. Eine Ausnahme bildet die Problem–Beschreibung, die durch Analyse des zu lösenden Problems erstellt werden muß [Jal91]. Beim Entwickeln eines Produkts aus einem übergeordneten Produkt ist darauf zu achten, daß beide Produkte konsistent sind. Das Unternehmen von Aktivitäten zum Nachweis der Konsistenz zweier Produkte nennt man Verifizieren [Rom95]. Die ausführbaren Komponenten, das ausführbare Programm, das benutzbare und benutzte Programm entstehen durch Konstruieren aus dem jeweils untergeordneten Produkt, siehe Bild 4.1. Für jedes konstruierte Produkt existiert ein Produkt der linken Seite des V–Modells, das die Anforderungen an das konstruierte Produkt beschreibt. Das konstruierte Produkt und das zugehörige Produkt der linken Seite müssen Konsistenz aufweisen [Rom90]. Diese Konsistenz kann i.a. jedoch nicht formal bewiesen werden [Rom95]. Deshalb müssen Aktivitäten zum Feststellen von Inkonsistenzen unternommen werden. Das Unternehmen dieser Aktivitäten nennt man Validieren [Rom95]. Das Validieren schließt das Überprüfen der Zuverlässigkeit des konstruierten Produkts ein.

Die einzelnen Stufen des V–Modells werden in folgende Teilbereiche untergliedert. Die oberen drei Stufen des V–Modells, siehe Bild 4.1, werden als Problemanalyse bezeichnet. Aufgrund der unterschiedlichen Sichtweisen von Benutzer und Entwickler ist die Problemanalyse ein sehr wichtiges Teilgebiet der Software–Entwicklung. Fehler, die bei der Problemanalyse gemacht werden, wirken sich auf alle anderen Produkte der Software–Entwicklung aus [Rom95]. Die Problemanalyse kann u.U. auf die Spezifikation der Entwickler–Anforderungen reduziert werden, wenn Benutzer und Entwickler dieselben Personen sind und das Problem bereits gut verstanden wird [Rom95]. Dies ist im Fall der vorliegenden Dissertation zutreffend. Die Problemanalyse kann deshalb entfallen. Die unteren drei Stufen des V–Modells, also die Stufen mit den Produkten Komponenten–Anforderungen, –Entwurf und –Code werden als Programmierung bezeichnet. Die Programmierung jeder einzelnen Komponente soll unabhängig von allen anderen Komponenten allein aufgrund der zugehörigen Komponenten–Anforderungen erfolgen können. Die Programmierung wird i.a. gut beherrscht [Web00] und ist daher nicht Inhalt dieser Arbeit. Die Stufen mit den Produkten Entwickler–Anforderungen, Programm–Entwurf und Komponenten–Anforderungen werden zur Programm–Entwicklung zusammengefaßt. In der Literatur [Rom95] schließt die Programm–Entwicklung auch die Programmierung ein. Hier soll die Programmierung aber eindeutig von der Programm–Entwicklung ausgeschlossen werden, weil die Programmierung nach Meinung des Verfassers im Gegensatz zur Programm–Entwicklung keine ingenieurmäßige Tätigkeit ist.

Die Software–Entwicklung besteht also aus den Teilgebieten Problemanalyse, Programm–Entwicklung und Programmierung. Wie bereits gesagt, kann die Problemanalyse hier entfallen. Des weiteren ist die Programmierung, die wie bereits erwähnt, ein gut verstandenes Teilgebiet der Software–Entwicklung ist, nicht Gegenstand dieser Arbeit. Von besonderem Interesse bei der Entwicklung des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA ist das mit Programm–Entwicklung bezeichnete Teilgebiet der Software–Entwicklung.

4.2.3 Prozeßmodelle

Das in Abschnitt 4.2.2 eingeführte V–Modell beschreibt die bei der Software–Entwicklung anfallenden Produkte und die logischen Zusammenhänge zwischen den Produkten. Beispielsweise gibt das V–Modell an, welches Produkt vorhanden sein muß, so daß ein anderes entwikkelt werden kann. Die zeitliche Reihenfolge des Entstehens der Produkte des V–Modells ist jedoch nicht eindeutig festgelegt. Beispielsweise ist es möglich zunächst eine einzige Komponente zu entwickeln, zu konstruieren und zu validieren, bevor mit den anderen Komponenten fortgefahren wird. Die zeitliche Reihenfolge des Entstehens der Produkte des V–Modells geben Prozeßmodelle [Rom95] an, die Gegenstand des vorliegenden Abschnitts sind. Beispiele für Prozeßmodelle sind das Wasserfall–Modell, das Iterative–Verfeinerungs–Modell und das Prototyp–Modell, die nachfolgend erklärt werden.

Beim Wasserfall–Modell werden die Produkte des V–Modells vollständig sequentiell entwikkelt bzw. konstruiert. Erst wenn die Entwicklung bzw. Konstruktion eines Produkts abgeschlossen ist, kann mit der Entwicklung bzw. Konstruktion des nachfolgenden Produkts begonnen werden. Eine nachträgliche Änderung eines vorangehenden Produkts ist i.a. nicht kontrollierbar [Rom95]. Das Wasserfall–Modell ist für solche Software–Entwicklungen geeignet, die schon im voraus gut verstanden sind [Rom95].

Das Iterative–Verfeinerungs–Modell [BT75] basiert auf der Idee, die Entwicklung bzw. Konstruktion zunächst für einen Teil der Anforderungen voranzutreiben. Das so entstehende unvollständige benutzbare Programm kann sukzessive durch Hinzunehmen neuer Anforderungen erweitert werden. Dadurch können Erfahrungen bereits im selben Projekt ausgenutzt werden. Außerdem ist ein Endprodukt, wenn auch unvollständig, früher verfügbar. Die Gefahr beim Iterativen–Verfeinerungs–Modell besteht darin, daß Anforderungen zunächst vernachlässigt werden, die wesentlichen Einfluß auf die Gestaltung des Programms haben und aufwendige Modifikationen in einem späteren Iterationsschritt bedingen können [BT75].

Beim Prototyp–Modell verfolgt man die schnelle Entwicklung eines Programms – dem Prototyp – das nur eine Teilmenge der Benutzer–Anforderungen erfüllt. Im Gegensatz zum Iterativen–Verfeinerungs–Modell ist der Prototyp jedoch nicht als Teil des Endprodukts zu

verstehen. Der Prototyp dient beispielsweise dazu, die Realisierbarkeit bestimmter Benutzer–Anforderungen zu überprüfen oder Risiken der Software–Entwicklung aufzuzeigen [Rom95]. Die bei der Entwicklung des Prototyps gewonnene Erfahrung kann dann zum Spezifizieren genauerer Benutzer–Anforderungen verwendet werden. Der darauf folgenden Entwicklung des Endprodukts liegt i.a. ein anderes Prozeßmodell, z.B. das Wasserfall–Modell, zu Grunde.

Der Verfasser konnte bei der Entwicklung des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA auf die am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung gewonnene Erfahrung auf dem Gebiet der Entwicklung von Programmen zur Simulation von Mobilfunksystemen auf Verbindungsebene zurückgreifen. Aufgrund dieser Erfahrung wurde das Wasserfall–Modell für die Entwicklung des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA ausgewählt. Im nachfolgenden Abschnitt 4.3 führt der Autor die Programm–Entwicklung am Beispiel des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA durch.

4.3 Programm–Entwicklung für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA

4.3.1 Entwurfsmethode

Nachdem in Abschnitt 4.2 wichtige Grundlagen der Software–Entwicklung erläutert wurden, befaßt sich Abschnitt 4.3 mit der Entwicklung des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA. Hierzu wird im vorliegenden Abschnitt 4.3.1 zunächst die verwendete Entwurfsmethode für die Programm–Entwicklung vorgestellt.

Abhängig von der Charakteristik des durch Software–Entwicklung zu lösenden Problems, stehen bei der Programm–Entwicklung unterschiedliche Aspekte im Vordergrund. Grundsätzlich sind die beiden Aspekte Funktion [Har00] und Objekt [Har00] zu unterscheiden. Eine Funktion transformiert Eingabedaten in Ausgabedaten nach einer bestimmten Vorschrift. Ein Objekt beschreibt eine Abstraktion der realen Welt, durch definierte Eigenschaften und ein definiertes Verhalten [Rom95]. Abhängig von dem im Vordergrund stehenden Aspekt – der Funktion bzw. dem Objekt – sind Entwurfsmethoden mit funktionsorientiertem bzw. objektorientiertem Ansatz für die Programm–Entwicklung geeignet. Bei der Simulation von Mobilfunksystemen auf Verbindungsebene, wie z.B. bei der Simulation von Transportformaten in TD–CDMA, steht nach Ansicht des Autors die Funktion im Vordergrund. Deshalb wird im folgenden eine Entwurfsmethode mit funktionsorientiertem Ansatz vorgestellt. Entwurfsmethoden mit objektorientiertem Ansatz [Rum91] werden nicht betrachtet.

Die verwendete Entwurfsmethode mit funktionsorientiertem Ansatz verfolgt die Grundidee, den Programm–Entwurf durch funktionale Verfeinerung [SMC74, Jal91] der aus den Entwickler–Anforderungen erkenntlichen Hauptfunktionen abzuleiten. Diese Entwurfsmethode wird als strukturierter Entwurf [SMC74, Jal91] bezeichnet. Beim strukturierten Entwurf sind die folgenden Schritte durchzuführen [Rom95, SMC74, Jal91]:

I: Beschreiben der Entwickler–Anforderungen durch einen Datenflußgraphen [Har00] und gegebenenfalls durch zusätzliche Spezifikation der im Datenflußgraph enthaltenen Elemente.

II: Identifizieren der abstraktesten Form der Eingabe– und der Ausgabedaten im Datenflußgraph.

III: Entwerfen der ersten Iteration eines Programmstrukturgraphen [Har00], der die in II identifizierten Eingabedaten durch abstrakte Funktionen in Ausgabedaten transformiert.

IV: Entwerfen weiterer Iterationen des Programmstrukturgraphen durch funktionale Verfeinerung der Komponenten des in III entworfenen Programmstrukturgraphen erster Iteration.

V: Verbessern des vollständig verfeinerten Programmstrukturgraphen.

Die aufgeführten Arbeitsschritte, die beim strukturierten Entwurf durchzuführen sind, werden nun näher erläutert. Datenflußgraphen beschreiben die Transformation abstrakter Eingabedaten in Ausgabedaten und bestehen aus Funktionen und Daten. Eine Funktion hat mindestens einen Eingang und mindestens einen Ausgang. Jedem Eingang bzw. Ausgang einer Funktion sind Daten zugeordnet. Jeder Ausgang einer Funktion ist entweder auch Eingang einer anderen Funktion oder ein Ausgang des Systems. Jeder Eingang einer Funktion ist entweder auch ein Ausgang einer anderen Funktion oder ein Eingang des Systems. Hat eine Funktion mehrere Eingänge bzw. Ausgänge können diese mit ODER–Operatoren verknüpft werden, siehe Bild 4.5. Wird kein ODER–Operator verwendet, sind die Eingänge bzw. Ausgänge implizit UND–verknüpft.

Der Entwurf eines Datenflußgraphen ist eine kreative und iterative Tätigkeit [Rom95]. In der Regel gibt es immer unterschiedliche Datenflußgraphen, die zum Beschreiben der Entwickler–Anforderungen desselben Problems geeignet sind. Zur Erstellung eines Datenflußgraphen wird empfohlen [Jal91], zunächst die Eingabedaten und Ausgabedaten des Systems zu identifizieren und dann Funktionen zu kreieren, die eine Transformation der Eingabedaten in die Ausgabedaten durchführen. Ein Beispiel eines Datenflußgraphen wird an dieser Stelle nicht angeführt, weil in Abschnitt 4.3.2 der umfangreiche Datenflußgraph, der bei der Entwicklung

des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA entstand, angegeben und erklärt wird.

Anhand des Datenflußgraphen sind wichtige Eingabe– und Ausgabedaten des Systems zu identifizieren. Im Fall der Programm–Entwicklung für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA wären z.B. das Transportformat und das mittlere minimal erforderliche Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ wichtige Eingabedaten des Systems; ein wichtiges Ausgabedatum wäre die resultierende Bitfehlerrate P der Nutzdaten.

Der nächste Schritt beinhaltet, wie bereits erwähnt, das Entwerfen der ersten Iteration des Programmstrukturgraphen. Ein Programmstrukturgraph besteht aus Komponenten, Daten und physikalischen Ein–/Ausgabegeräten, siehe Bilder 4.6 bis 4.9. Im Rahmen dieser Arbeit werden als physikalische Ein–/Ausgabegeräte ausschließlich Dateien verwendet. Zwischen zwei Komponenten kann eine gerichtete Verbindung bestehen, die den Aufruf der einen Komponente durch die andere symbolisiert. Dabei ist das Übergeben von Daten zwischen den Komponenten in beiden Richtungen möglich, siehe Bild 4.9. Die erste Iteration des Programmstrukturgraphen bei der hier betrachteten Programm–Entwicklung kann beispielsweise aus den Eingabedaten Transportformat und mittleres minimal erforderliches Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$, dem Ausgabedatum Bitfehlerrate P der Nutzdaten und den Komponenten Sender, Kanal und Empfänger bestehen. In weiteren Iterationen erfolgt die Verfeinerung der Komponenten Sender, Kanal und Empfänger durch das Aufteilen in einzelne Funktionen und das Einbringen weiterer Eingabedaten und Ausgabedaten des Programms, die im Datenflußgraph enthalten sind, jedoch noch nicht im Programmstrukturgraph eingebracht wurden. Die letzte Iteration der Erstellung eines Programmstrukturgraphen ist abgeschlossen, wenn alle Eingabe– und Ausgabedaten des Programms und alle Funktionen, die der Datenflußgraph enthält, auch im Programmstrukturgraph enthalten sind. Es ist möglich und sinnvoll, mehrere Funktionen und/oder Eingabedaten in einer einzigen Komponente zusammenzufassen. Dabei können bestimmte Daten, die im Datenflußgraph zwischen Funktionen übergeben werden, im Programmstrukturgraph ausschließlich innerhalb einer Komponente auftreten, d.h. von außen nicht sichtbar sein. Die Komponenten der letzten Iteration des Programmstrukturgraphen sind die späteren Komponenten des Programms. Jede einzelne Komponente soll unabhängig von allen anderen Komponenten weiterentwickelt werden können.

Es ist offensichtlich, daß der Programmstrukturgraph wesentlichen Einfluß auf die Eigenschaften des zu entwickelnden Programms hat. Wichtige Eigenschaften des zu entwickelnden Programms sind z.B. die Wiederverwendbarkeit und Änderbarkeit von Komponenten sowie die Erweiterung des Programms durch neue Komponenten, siehe Abschnitt 4.1. Weil das Entwerfen eines Programmstrukturgraphen eine kreative und iterative Tätigkeit ist [Rom95], gibt es i.a. keine eindeutige beste Lösung bei vorgegebenem Datenflußgraphen. In der Regel können die oben genannten Eigenschaften des Programms jedoch verbessert werden, wenn beim Ent-

werfen des Programmstrukturgraphen folgende drei Prinzipien berücksichtigt werden [Rom95, Jal91]:

- Minimale Kopplung zwischen Komponenten,
- Maximale Kohäsion der einzelnen Komponenten und
- Informationskapselung (engl. Information Hiding).

Die genannten Prinzipien werden nun näher erläutert. Zwischen den Komponenten K_1 und K_2 besteht eine Kopplung, wenn die eine Komponente von der anderen aufgerufen wird. Die Kopplung wird stärker, wenn zusätzlich zwischen den Komponenten K_1 und K_2 der Austausch von Daten oder Kontrollinformation stattfindet. Es gibt verschiedene Maße für die Kopplung eines Programmstrukturgraphen. Ein sehr einfaches Maß, das nicht den Austausch von Daten oder Kontrollinformation berücksichtigt, ist die Interkonnektivität [Rom95]. Die Interkonnektivität eines Programmstrukturgraphen G ist definiert durch [Rom95]

$$\mathrm{IK}(G) = \frac{\text{tatsächliche Anzahl der Aufrufe von Komponenten}}{\text{maximale Anzahl der Aufrufe von Komponenten}}. \tag{4.1}$$

Je niedriger die Interkonnektivität $\mathrm{IK}(G)$ eines Programmstrukturgraphen nach (4.1) ist, desto unkomplizierter ist die Wiederverwendbarkeit von Komponenten und desto einfacher ist die Struktur des Programms. Dies wird an folgendem Beispiel verdeutlicht: Die Komponente K_1 rufe K_2 auf. Wenn K_1 in einem anderen Programm wiederverwendet werden soll, muß i.a. auch K_2 wiederverwendet werden. Ruft die Komponente K_2 wiederum die Komponente K_3 auf, muß u.U. auch K_3 wiederverwendet werden. Unbedingt zu vermeiden sind zirkulare Aufrufe [Rom95].

Es wurde bereits gesagt, daß mehrere Funktionen und Eingabedaten im Datenflußgraph in einer einzigen Komponente im Programmstrukturgraph zusammengefaßt werden können. Die Kohäsion bezeichnet die innere Kopplung einer Komponente [Rom95], d.h. die Verknüpfung der in der Komponente enthaltenen Elemente. Das Prinzip der Kohäsion soll qualitativ an einem Beispiel erläutert werden: Die Komponente K_1 enthalte die Funktionen F_1 und F_2 sowie die Daten D_1 und D_2. Keine der beiden Funktionen F_1 und F_2 benutzt die Daten D_1 und D_2. Die Kohäsion der Komponente K_1 ist minimal. Die Komponente K_2 enthalte die Funktionen F_3 und F_4 sowie die Daten D_3 und D_4. Jede der Funktionen F_3 und F_4 benutzt beide Daten D_3 und D_4. Die Kohäsion der Komponente K_2 ist maximal. Die Kohäsion einer Komponente kann durch geeignete Maße auch quantitativ ermittelt werden. Hierzu wird auf

die Literatur [Rom95, Jal91] verwiesen. Grundsätzlich ist eine hohe Kohäsion jeder Komponente anzustreben.

Der Programm–Entwurf ist derart zu gestalten, daß jede einzelne Komponente unabhängig von allen anderen Komponenten, ausschließlich aufgrund Ihrer Komponenten–Anforderungen entwickelt werden kann. Dabei soll die Auswahl der zur Implementierung der Komponente ausgewählten Algorithmen unabhängig von der Implementierung aller anderen Komponenten sein. Wenn dies der Fall ist, wurde das Prinzip der Informationskapselung berücksichtigt. Informationskapselung bedeutet also, daß die Schnittstelle einer Komponente so zu spezifizieren ist, daß die Art und Weise der Implementierung der Komponenten–Anforderungen in einer Komponente von außen unsichtbar ist. Das Prinzip der Informationskapselung unterstützt die Änderbarkeit und Austauschbarkeit von Komponenten.

Die genannten Prinzipien werden am Beispiel des Entwurfs des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA in Abschnitt 4.3.3 vertieft werden. Deshalb wird an dieser Stelle auf weitere Beispiele verzichtet. Im den folgenden Abschnitten 4.3.2 und 4.3.3 wird die oben beschriebene Entwurfsmethode für die Entwicklung des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA angewandt.

4.3.2 Entwickler–Anforderungen

Im vorigen Abschnitt 4.3.1 wurde der strukturierte Entwurf als Entwurfsmethode für die Programm–Entwicklung vorgeschlagen. Im vorliegenden Abschnitt werden die Entwickler–Anforderungen des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA nach dieser Entwurfsmethode spezifiziert.

Wie in Abschnitt 4.3.1 beschrieben, wird ein Datenflußgraph zur Spezifikation der Entwickler–Anforderungen verwendet, siehe Bilder 4.2 bis 4.5. Die Entwicklung des Datenflußgraphen in den Bildern 4.2 bis 4.4 erfolgte, wie bereits in Abschnitt 4.3.1 erwähnt, in mehreren Iterationen. Ausgangspunkt war ein Datenflußgraph mit den Funktionen Sender, Kanal und Empfänger. Durch iterative und kreative Verfeinerung wurde der in den Bildern 4.2 bis 4.4 gezeigte Datenflußgraph entwickelt. Es ist zu beachten, daß dieser Datenflußgraph nur eine einzige mögliche Lösung für die Spezifikation der Entwickler–Anforderungen der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Programm–Entwicklung ist. Der Datenflußgraph in den Bildern 4.2 bis 4.4 ist als Beispiel für eine mögliche sinnvolle Spezifikation zu verstehen. Die Vorteile dieses Datenflußgraphen werden weiter unten erläutert. Des weiteren soll angemerkt werden, daß aus Gründen der Übersichtlichkeit und wegen des beschränkten Umfangs dieser Arbeit nicht alle Funktionen und Daten bei der graphischen Aufbereitung des Datenflußgraphen berücksichtigt werden konnten. Der gezeigte Datenflußgraph dient lediglich zur Erläuterung

bestimmter Prinzipien und ist nicht als vollständige Spezifikation der Entwickler–Anforderungen zu verstehen.

Die Elemente des Datenflußgraphen in den Bildern 4.2 bis 4.4 sind in der Legende in Bild 4.5 beschrieben. Die Bezeichner von Daten sind aus einem die Daten beschreibenden Ausdruck und einem angehängten Kürzel zusammengesetzt. Das Kürzel beschreibt die Art der Daten, siehe Bild 4.5. Aufgrund der eingeführten ausführlichen Bezeichner ist der Datenflußgraph in den Bildern 4.2 bis 4.5 nach Ansicht des Autors selbsterklärend. Weil hier nur grundlegende Eigenschaften dieses Datenflußgraphen besprochen werden sollen, kann eine zusätzliche Spezifikation der einzelnen Funktionen und Daten entfallen. Für die Programm–Entwicklung mit strukturiertem Entwurf ist diese Spezifikation jedoch unbedingt erforderlich, um eindeutige Entwickler–Anforderungen zu erzielen.

Nachfolgend werden die Eigenschaften des gezeigten Datenflußgraphen erläutert. Der Datenflußgraph legt prinzipiell keine Reihenfolge der Aufrufe der enthaltenen Funktionen fest. Allerdings sind durch die Verknüpfung der Datenflüsse zwischen Funktionen implizit Bedingungen für deren Aufruf gegeben. Beispielsweise ist die Funktion *Parameterwerte einlesen* vor der Funktion *Parameterwerte überprüfen* auszuführen, siehe Bild 4.2. Bei Berücksichtigung der durch die Datenflüsse zwischen den Funktionen implizierten Bedingungen für deren Aufruf, kann man die Funktionen des gezeigten Datenflußgraphen in drei Klassen einordnen:

I: Funktionen, die an der Übertragung der Nutzdaten beteiligt sind und die Signalverarbeitung im Sender und im Empfänger sowie die Übertragung über den Mobilfunkkanal realisieren.

II: Funktionen, deren Ausgabedaten als Eingabedaten der Funktionen der Klasse I benötigt werden und deshalb vor den Funktionen der Klasse I aufgerufen werden müssen.

III: Funktionen, deren Eingabedaten u.a. Ausgabedaten der Funktionen der Klasse I sind und deshalb nach den Funktionen der Klasse I aufgerufen werden müssen.

Es ist zu beachten, daß die Einteilung der Funktionen des Datenflußgraphen in obige drei Klassen nicht eindeutig ist und lediglich der Erläuterung des Datenflußgraphen dient. Die Funktionen der Klasse I dienen der Vorbereitung der Simulation. Zur Klasse I gehören beispielsweise die Funktionen *Parameterwerte einlesen* und *Parameterwerte überprüfen*. Um die Laufzeit des Programms zu verkürzen ist es sinnvoll, aufwendige Berechnungen von Daten, die für die Übertragung der Nutzdaten benötigt werden, einmalig vor der Übertragung zu berechnen. Beispielsweise berechnet die Funktion *Matrix für Kanalschätzung erzeugen*, siehe Bild 4.2, das Datenfeld Schätzmatrix_REC, das von der Funktion *Schätzen der Kanalimpulsantworten*,

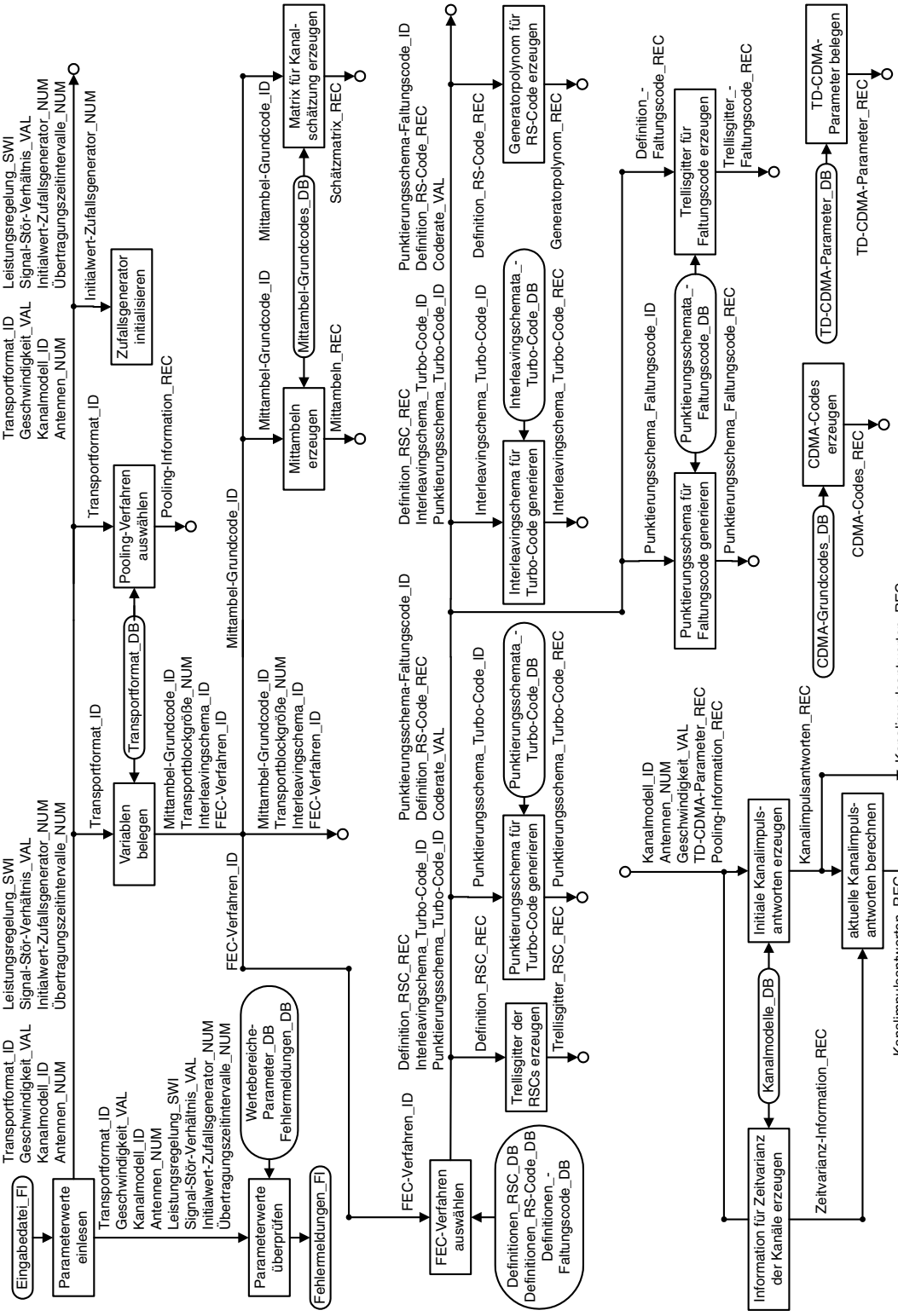

Bild 4.2. Datenflußgraph zur Spezifikation der Entwickler–Anforderungen (Teil 1)

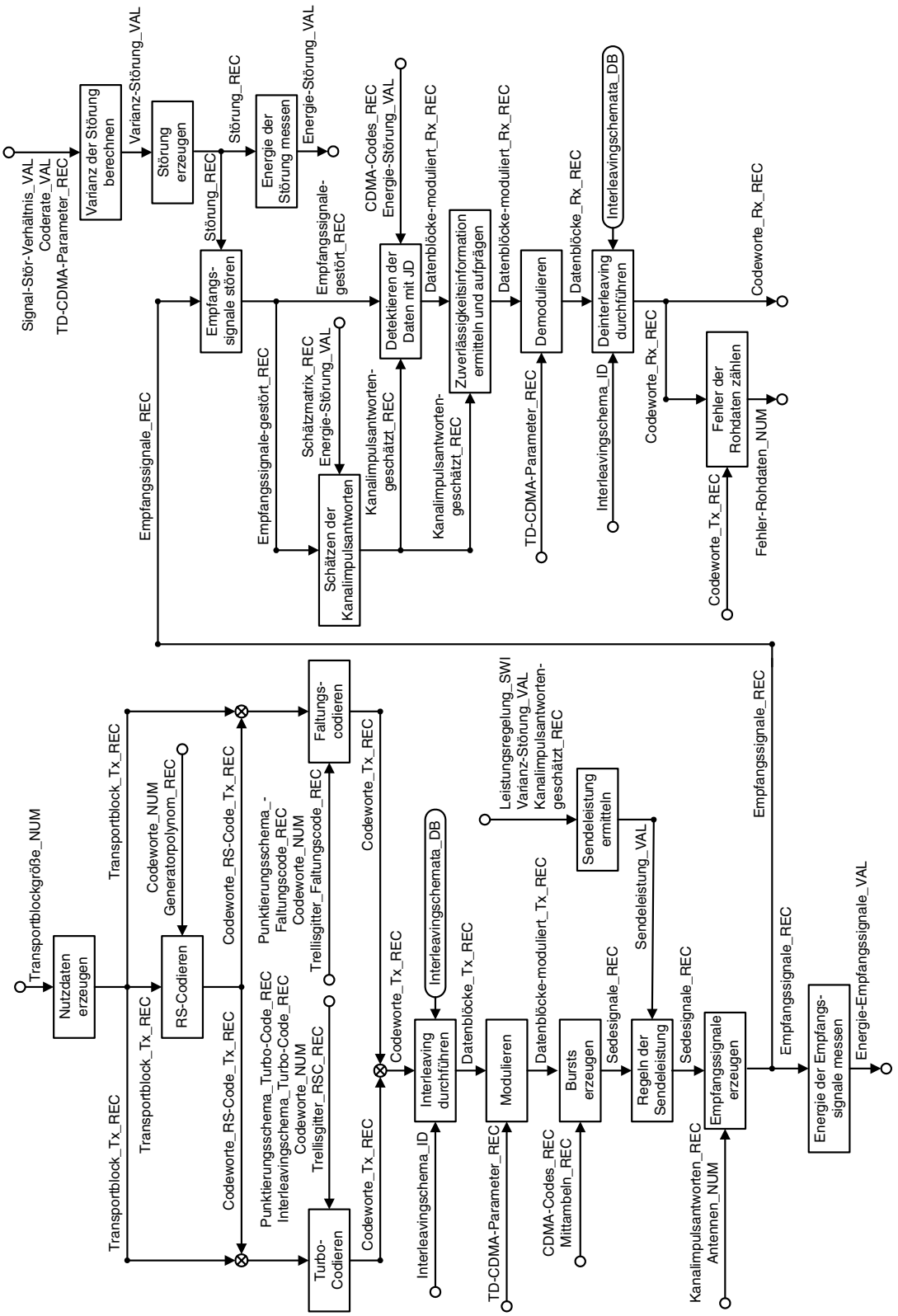

Bild 4.3. Datenflußgraph zur Spezifikation der Entwickler–Anforderungen (Teil 2)

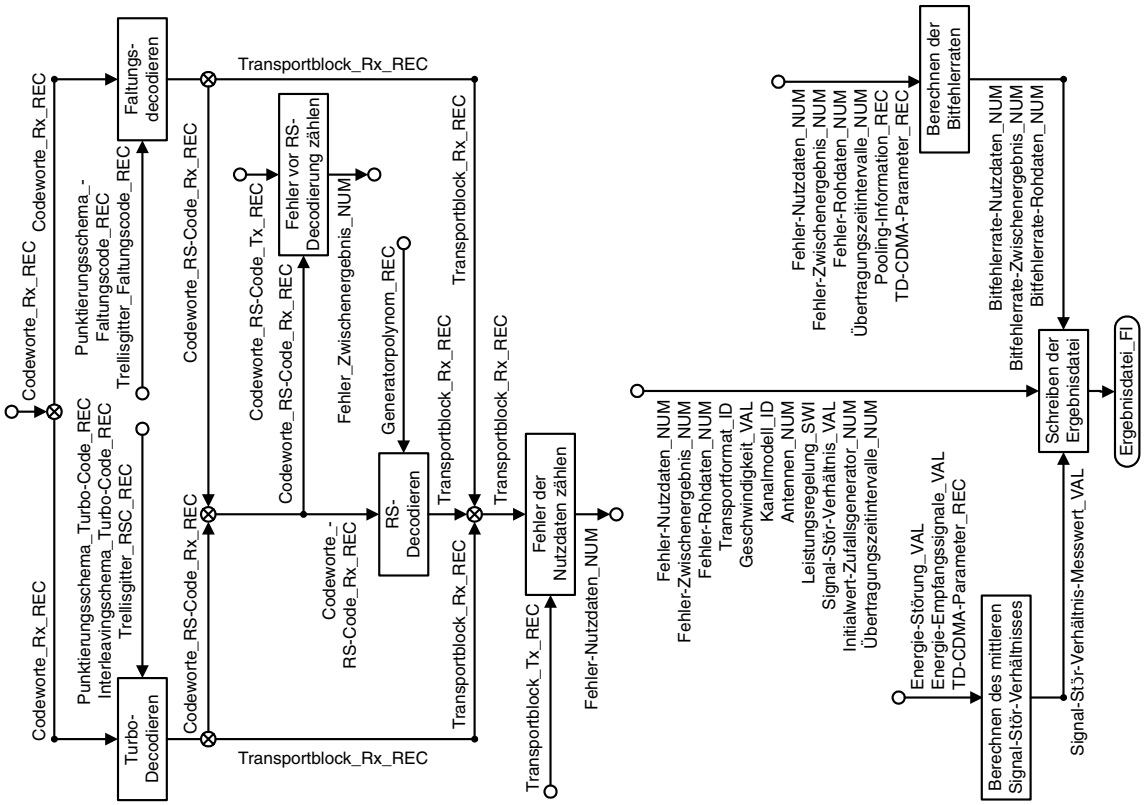

Bild 4.4. Datenflußgraph zur Spezifikation der Entwickler–Anforderungen (Teil 3)

Bild 4.5. Legende zum Datenflußgraphen

siehe Bild 4.3, als Eingabe verwendet wird. Das Erzeugen der Schätzmatrix und das Schätzen der Kanalimpulsantworten könnte auch in einer einzigen Funktion zusammengefaßt werden. Dies hätte jedoch folgenden Nachteil: Falls die Komponente, die diese Funktion enthält N mal aufgerufen wird, muß auch die Schätzmatrix N mal berechnet werden. Wird die Berechnung der Schätzmatrix und das Schätzen der Kanalimpulsantworten durch unterschiedliche Funktionen realisiert, so kann der Programm–Entwurf flexibler gestaltet werden. Falls es die Beste Lösung sein sollte, beide Funktionen in einer Komponente zusammenzufassen, kann dies

ohnehin geschehen. Andere Möglichkeiten werden jedoch nicht ausgeschlossen. Obiges Beispiel zeigt, daß die Freiheitsgrade beim Programm–Entwurf zunehmen, je geringer die Funktionalität der einzelnen Funktionen im Datenflußgraph ist. Dies erhöht jedoch auch die Komplexität des Datenflußgraphen.

Weil das zu entwickelnde Programm für die Simulation unterschiedlicher Transportformate in TD–CDMA benutzt werden soll, muß die Ergänzung bzw. Änderung eines Transportformats im Programm mit möglichst geringem Aufwand durchführbar sein. Um die Implementierung unterschiedlicher Transportformate zu unterstützen, ist deshalb die Parametrisierung des Transportformats notwendig. Durch Belegen der entsprechenden Parameter mit Werten kann ein bestimmtes Transportformat implementiert werden. Würden alle Parameter des Transportformats durch die Eingabedatei mit Werten belegt, könnte ein beliebiges Transportformat benutzt werden, ohne daß eine Änderung in Komponenten notwendig ist. Dadurch erhöht sich jedoch die Komplexität der Benutzung des Programms. Vor jeder Simulation müßte genau darauf geachtet werden, daß alle Parameter richtig belegt sind. Deshalb wurde hier eine andere Möglichkeit ausgewählt, die sowohl die Ergänzung und Änderbarkeit von Transportformaten erlaubt, als auch die Benutzung des Programms vereinfacht. Die Datenbank Transportformat_DB, siehe Bild 4.2, enthält unterschiedliche Sets von Werten der Parameter des Transportformats. Jedes Set von Werten definiert ein bestimmtes Transportformat, das durch eine eindeutige Identifikationsnummer – die Tansportformat_ID – gekennzeichnet ist. In der Eingabedatei kann das gewünschte Transportformat durch Angabe der zugehörigen Transportformat_ID ausgewählt werden. Soll ein Transportformat hinzugefügt werden, so ist ausschließlich die Transportformat_DB durch ein neues Set an Werten zu ergänzen.

Der Datenflußgraph in den Bildern 4.2 bis 4.4 begünstigt bereits die Wiederverwendbarkeit der im Programm–Entwurf gebildeten Komponenten. Beispielsweise wurden wesentliche technische Merkmale von TD–CDMA wie z.B. die Chipdauer T_{c}, die Rahmendauer T_{fr} und die Anzahl K_{t} der Zeitschlitze parametrisiert. Die zugehörigen Werte wurden in der TD–CDMA–Parameter_DB, siehe Bild 4.2, zusammengefaßt. Durch Änderungen in dieser Datenbank können die Merkmale anderer Luftschnittstellen eingestellt werden. Die durchgeführte Parametrisierung erhöht jedoch den Aufwand der Implementierung und die Komplexität der Schnittstellen der Komponenten, siehe Abschnitt 4.3.3. Aufgrund der Wiederverwendbarkeit der Komponenten ist der erhöhte Aufwand nach Auffassung des Autors gerechtfertigt.

Zum Abschluß des vorliegenden Abschnitts werden die wichtigsten Aspekte bei der Spezifikation der Entwickler–Anforderungen für das Programm zur Simulation von Transportformaten in TD–CDMA kurz zusammengefaßt.

- Die Auswahl des Transportformats durch den Identifikator Transportformat_ID in der Eingabedatei vereinfacht das Bedienen des Programms.

- Die Parametrisierung des Transportformats und das Anlegen von zugehörigen Sets von Werten in der Transportformat_DB unterstützt die Änderbarkeit bestehender und die Ergänzung neuer Transportformate.

- Die Parametrisierung wichtiger technischer Parameter von TD–CDMA in der TD–CDMA–Parameter_DB begünstigt die Wiederverwendbarkeit von Komponenten.

Die Entwickler–Anforderungen des vorliegenden Abschnitts sind die Basis für den Programm–Entwurf, der Gegenstand des folgenden Abschnitts ist.

4.3.3 Programm–Entwurf

Basierend auf den in Abschnitt 4.3.2 beschriebenen Entwickler–Anforderungen des Programms für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA wird im vorliegenden Abschnitt der Programm–Entwurf durchgeführt. Dabei wird die Methode des strukturierten Entwurfs, siehe Abschnitt 4.3.1, verwendet.

Es wird ein Programmstrukturgraph entwickelt, der aus Komponenten gemäß Bild 4.9 aufgebaut ist. In der Regel besteht ein Programmstrukturgraph aus mehreren Komponenten, die eine zusammenhängende Struktur bilden. Jede Komponente wird entweder von einer anderen Komponente aufgerufen und/oder ruft selbst eine andere Komponente auf. In jeder Komponente sind eine oder mehrere Funktionen und/oder Datenspeicher enthalten. Des weiteren hat jede Komponente eine eindeutig definierte Ein–/Ausgabe (E/A)–Schnittstelle, die Eingabedaten und Ausgabedaten spezifiziert. Eine Funktion in einer Komponente hat ausschließlich auf die Eingabedaten und auf die in der Komponente enthaltenen Datenspeicher Zugriff. Ist die Modifikation von Eingabedaten zulässig, so ist der zugehörige Bezeichner sowohl als Eingabedatum als auch als Ausgabedatum vorhanden. Außerdem besteht die Möglichkeit, daß Ausgabedaten in der Komponente generiert werden.

Gemäß der in Abschnitt 4.3.1 beschriebenen Entwurfsmethode, hat der Autor auf Basis des Datenflußgraphen in den Bildern 4.2 bis 4.4 einen abstrakten Programmstrukturgraphen erzeugt. Dieser Programmstrukturgraph wurde in mehreren Schritten iterativ erweitert und verfeinert. Weil die Prinzipien für die Entwicklung des Programmstrukturgraphen durch iterative Verfeinerung bereits in Abschnitt 4.3.1 angegeben wurden, kann hier auf die Darstellung der Graphen der einzelnen Iterationsschritte verzichtet werden. Es wird lediglich der endgültige Programmstrukturgraph angegeben, siehe Bilder 4.6 bis 4.8.

Nachfolgend werden die Eigenschaften des Programmstrukturgraphen in den Bildern 4.6 bis 4.8 besprochen. Insbesondere wird untersucht, ob die Prinzipien minimale Kopplung, maximale Kohäsion und Informationskapselung, siehe Abschnitt 4.3.1, beim Programm–Entwerfen berücksichtigt wurden. Die Komplexität des Programms wird beim Programm–Entwerfen auf den Programm–Entwurf und den Komponenten–Entwurf verteilt [Rom95]. Qualitativ kann man sagen, daß die Komplexität des Programm–Entwurfs mit der Anzahl der Komponenten zunimmt. Des weiteren kann man die qualitative Aussage treffen, daß die Komplexität des Komponenten–Entwurfs mit der Anzahl der in der Komponente enthaltenen Funktionen zunimmt. Im Fall des Programm–Entwurfs in den Bildern 4.6 bis 4.8 enthalten 21 Komponenten lediglich jeweils eine einzige Funktion. Die Komplexität jeder einzelnen Komponente ist demzufolge relativ gering. In Abschnitt 4.2.2 wurde gesagt, daß das Validieren im Gegensatz zum Verifizieren nicht durch Beweisen, sondern nur durch Testen erfolgen kann. Je niedriger die Komplexität einer ausführbaren Komponente ist, desto einfacher ist demzufolge das Validieren. Deshalb unterstützt der Programm–Entwurf in den Bildern 4.6 bis 4.8 das Validieren der ausführbaren Komponenten.

Durch die geringe Komplexität jeder einzelnen Komponente, ergeben sich insgesamt 36 unterschiedliche Komponenten. Um die Komplexität des Programm–Entwurfs möglichst gering zu halten, ist darauf zu achten, daß die Kopplung zwischen den Komponenten gering ist. In Abschnitt 4.3.1 wurde die Interkonnektivität als Maß für die Kopplung angegeben. Die Interkonnektivität ist um so geringer, je niedriger die Anzahl der Aufrufe von Komponenten ist. Im Fall des Programmstrukturgraphen in den Bildern 4.6 bis 4.8 ruft ausschließlich die Komponente Main alle anderen Komponenten auf. Dadurch wird die Interkonnektivität und deshalb auch die Kopplung minimal. Die Komponente Main enthält keine Funktion des Datenflußgraphen in den Bildern 4.2 bis 4.4. Weil die Komponente Main die einzige Komponente ist, die andere Komponenten aufruft, impliziert der Programmstrukturgraph in den Bildern 4.6 bis 4.8, daß die Komponente Main für die Steuerung des Programmablaufs und die Koordination der Datenflüsse zwischen den Komponenten verantwortlich sein muß. Dies hat folgenden Vorteil: Ist die Änderung des Programmablaufs erwünscht, muß ausschließlich die Komponente Main modifiziert werden.

Das Berücksichtigen des Prinzips der maximalen Kohäsion, siehe Abschnitt 4.3.1, ist bei den Komponenten, die lediglich eine einzige Funktion enthalten nicht zutreffend. Bei allen anderen Komponenten wurde versucht dieses Prinzip zu berücksichtigen. Beispielsweise greifen die Funktionen *Mittambeln erzeugen* und *Matrix für Kanalschätzung erzeugen* der Komponente Mittambel–Grundcode–Verarbeitung beide auf die ebenfalls in dieser Komponente enthaltene Datenbank Mittambel–Grundcode_DB zu. Das Prinzip der Informationskapselung betreffend, ist zu sagen, daß der Programmstrukturgraph in den Bildern 4.6 bis 4.8 nicht optimal ist. Beispielsweise sind die Funktionen Interleaving und Deinterleaving in zwei verschiedenen Kom-

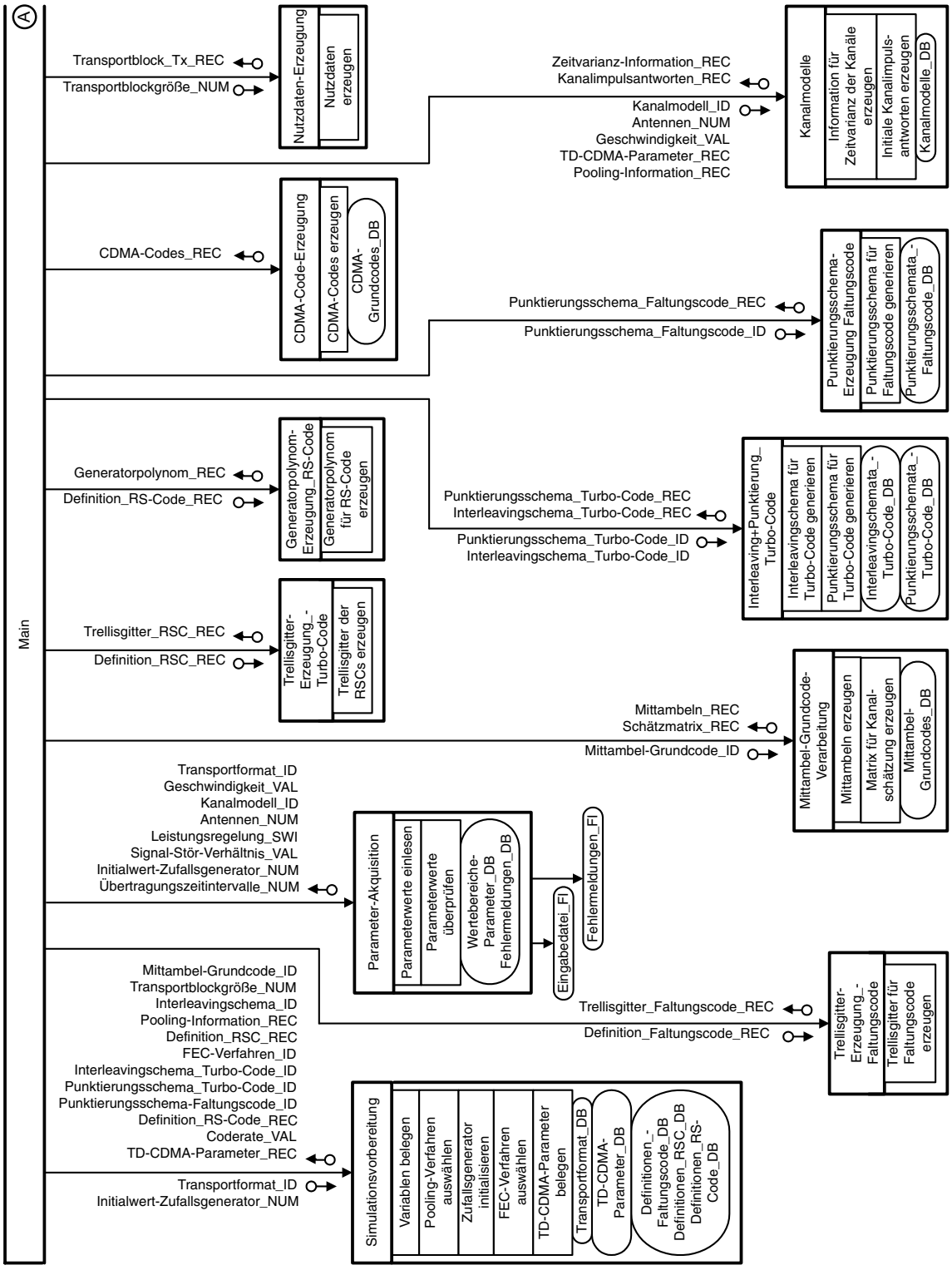

Bild 4.6. Programmstrukturgraph zur Spezifikation des Programm–Entwurfs (Teil 1)

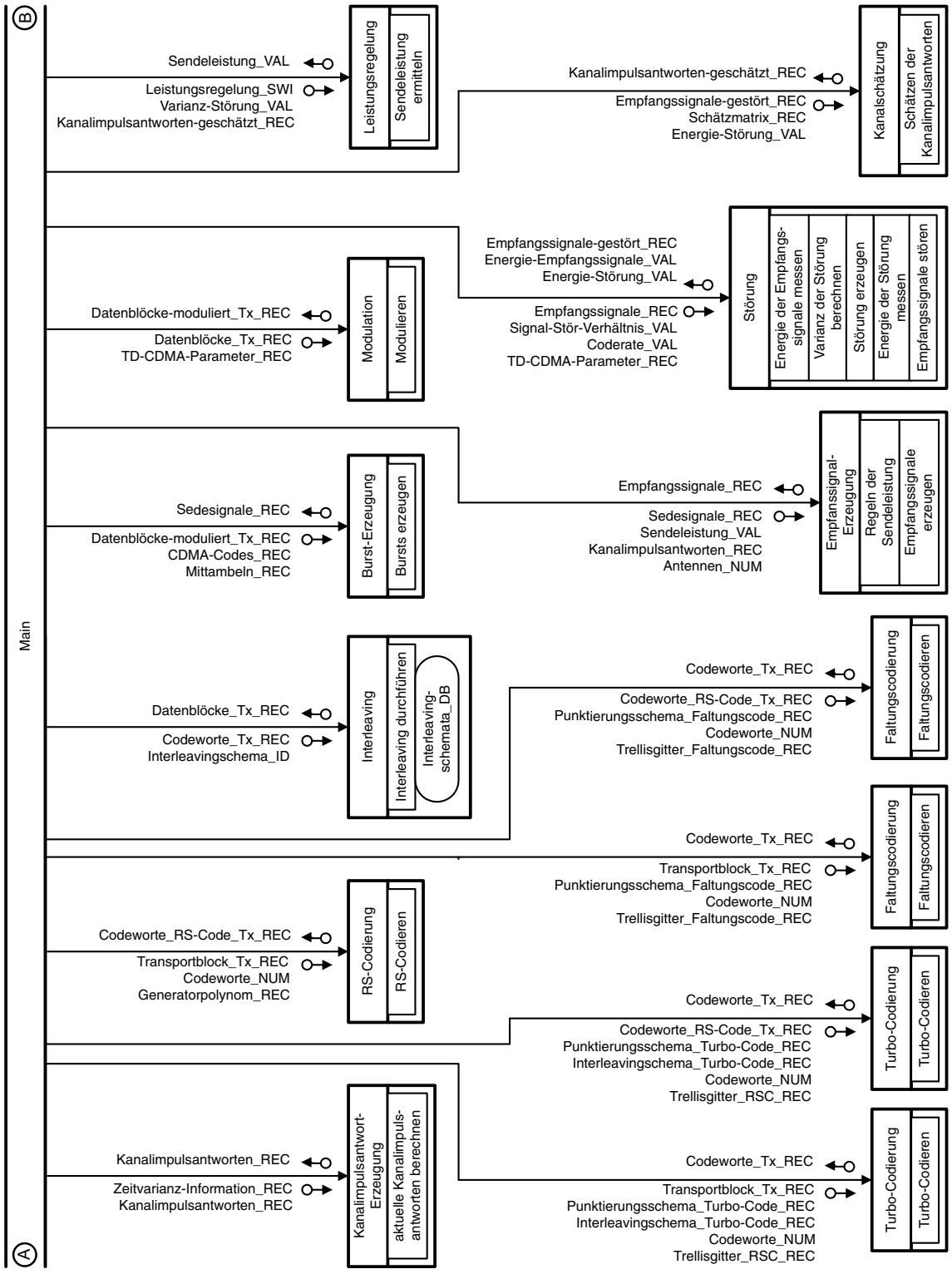

Bild 4.7. Programmstrukturgraph zur Spezifikation des Programm–Entwurfs (Teil 2)

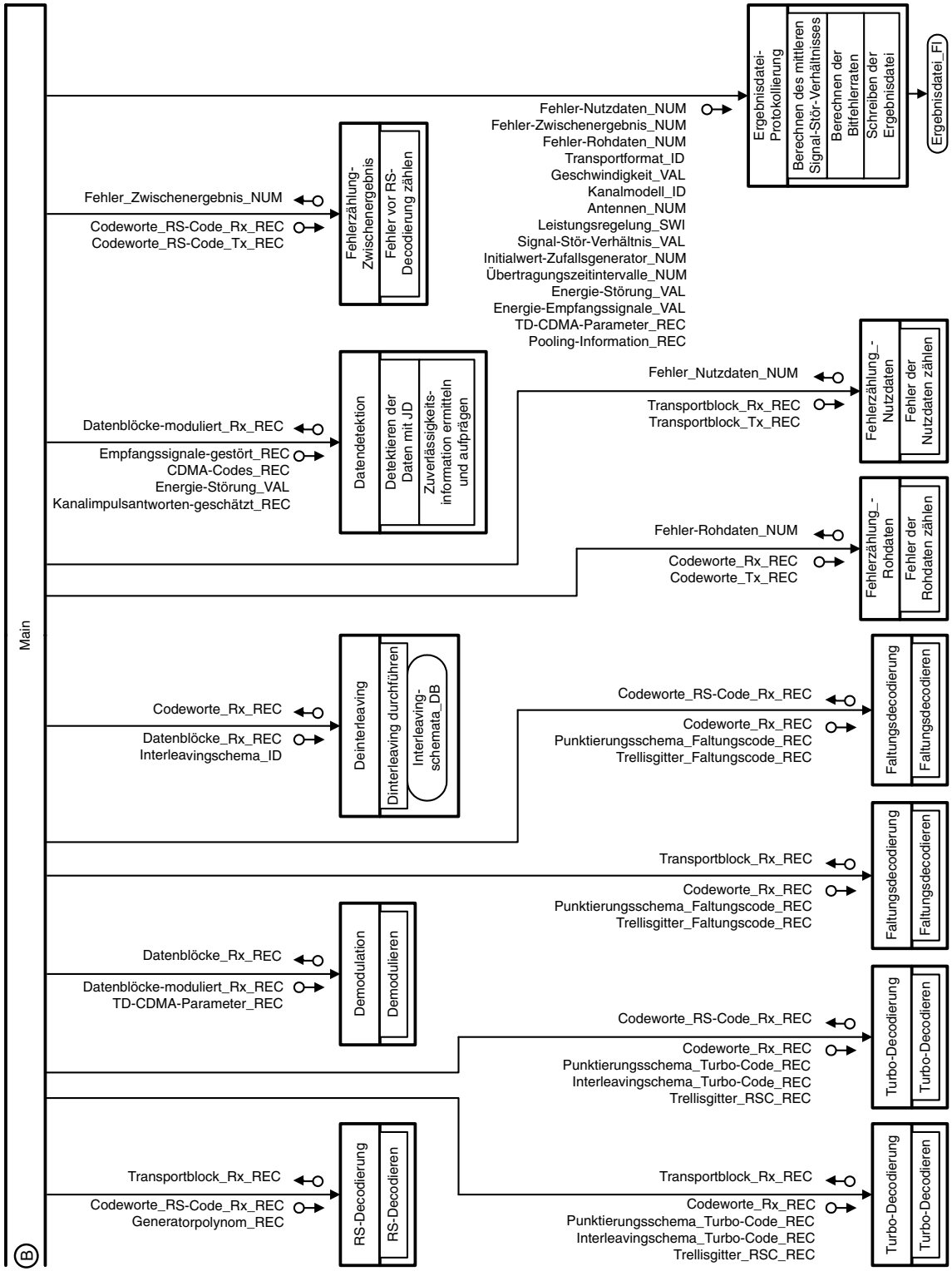

Bild 4.8. Programmstrukturgraph zur Spezifikation des Programm–Entwurfs (Teil 3)

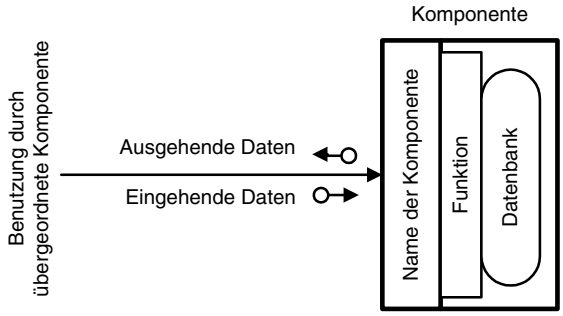

Bild 4.9. Beschreibung einer Komponente des Programmstrukturgraphen

ponenten enthalten, die nicht unabhängig voneinander geändert werden können. In anderen Punkten wurde dieses Prinzip jedoch berücksichtigt. Beispielsweise ist es für alle anderen Komponenten irrelevant, durch welchen Algorithmus die Funktion Faltungsdecodieren in der Komponente Faltungsdecodierung realisiert wird.

Die Prinzipien minimale Kopplung, maximale Kohäsion und Informationskapselung wurden hier fast ausschließlich qualitativ diskutiert. Durch das Verwenden geeigneter Maße kann man auch quantitative Aussagen bezüglich der Berücksichtigung dieser Prinzipien beim Programm–Entwurf treffen. Der Verfasser verweist hierzu auf die Literatur [Rom95, Jal91]. Des weiteren soll erwähnt werden, daß das Verifizieren des Programm–Entwurfs gegen die Entwickler–Anforderungen, siehe Bilder 4.2 bis 4.4, beim durchgeführten strukturierten Entwurf folgendermaßen erfolgt: Der Programm–Entwurf ist konsistent mit den Entwickler–Anforderungen, wenn alle Elemente des Datenflußgraphen, d.h. Funktionen, Datenbanken und Daten, auch im Programmstrukturgraph enthalten sind.

4.3.4 Komponenten–Anforderungen

Das Produkt der Programm–Entwicklung auf unterster Stufe sind die Komponenten–Anforderungen, siehe Abschnitt 4.2.2. Die Komponenten–Anforderungen einer bestimmten Komponente bestehen aus der Spezifikation der E/A–Schnittstelle und der Spezifikation der in ihr enthaltenen Funktionen und Datenbanken. Enthält die Komponente mehrere Funktionen und/ oder Datenbanken, so sind deren Datenflüsse untereinander ebenfalls in den Komponenten–Anforderungen zu spezifizieren. Man erkennt, daß die Komponenten–Anforderungen direkt aus den Entwickler–Anforderungen und dem Programm–Entwurf abgeleitet werden können. Wie bereits in Abschnitt 4.3.2 gesagt, wurde die genaue Spezifikation der Funktionen und Daten im Datenflußgraphen hier vernachlässigt. Weil die Ableitung der Komponenten–Anforderungen nach Meinung des Autors als unproblematisch angesehen werden kann, soll hier auf die Auflistung der Komponenten–Anforderungen verzichtet werden.

5 Quantitative Untersuchung der Leistungsfähigkeit von Transportformaten in TD–CDMA

5.1 Überblick

In Abschnitt 3.3.1 wurden die Parameter von Transportformaten identifiziert. Dabei wurde festgestellt, daß jeder Transportkanal durch verschiedene Transportformate realisiert werden kann. Im folgenden Abschnitt 5.2 ist eine exemplarische Auswahl von Transportformaten zum Realisieren der Transportkanäle nach Tabelle 1.1 angegeben. Für jeden der Transportkanäle nach Tabelle 1.1 wurden zwei exemplarische Transportformate ausgewählt. Die Motivation für die jeweilige Auswahl ist ebenfalls in Abschnitt 5.2 beschrieben.

In Abschnitt 3.3.2 gab der Autor ein Maß für die Bewertung unterschiedlicher Transportformate an. Dieses Maß ist das minimal erforderliche mittlere Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$, das zu überschreiten ist, damit die Bitfehlerrate P der Nutzdaten die maximal zulässige Bitfehlerrate P_{tc} des Transportkanals unterschreitet, siehe Abschnitt 3.3.2. Außerdem wurde in Abschnitt 3.3.2 gesagt, daß ein Abschätzen des minimal erforderlichen mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}_{\min}$ für unterschiedliche Transportformate vom Verfasser aufgrund der Vielzahl der Einflußfaktoren als zu ungenau eingeschätzt wird. Deshalb entwickelte der Autor ein Programm für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA. Die Entwicklung dieses Programms war Gegenstand von Kapitel 4. Das Programm für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA wurde verwendet, um die Leistungsfähigkeit der exemplarischen Auswahl von Transportformaten, siehe Abschnitt 5.2, zu ermitteln. Dabei wurde für jedes Transportformat die Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ durch Simulation ermittelt. Außerdem wurden die in Abschnitt 3.4 erläuterten Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate – die schnelle Leistungsregelung und die Empfangsantennendiversität – eingesetzt. Die wichtigsten Parameter der Simulationen sowie die gewonnenen Simulationsergebnisse sind nach den Kanalmodellen Indoor–A, Pedestrian–A und Vehicular–A geordnet in Abschnitt 5.3 enthalten. Die in Abschnitt 5.3 präsentierten Ergebnisse werden vom Autor in Abschnitt 5.4 diskutiert und bewertet.

5.2 Auswahl exemplarischer Transportformate

In Abschnitt 3.3.1 erfolgte die Definition von Transportformaten. Transportformate werden durch folgende Parameter und Verfahren beschrieben: Die Coderate R_{c}, die Anzahl K_{w} der Informationsworte $\mathbf{d}_{\mathrm{i}}^{(k_{\mathrm{w}})}$, $k_{\mathrm{w}} = 1 \ldots K_{\mathrm{w}}$, nach (3.12), die Anzahl $K_{\mathrm{t,\,p}}$ der Zeitschlitze pro Rahmen bei Zeitschlitz–Pooling sowie die Anzahl $K_{\mathrm{s,\,p}}$ der Ressourcen pro Zeitschlitz bei CDMA–Code–Pooling, siehe Abschnitt 3.2.6, und das FEC–Verfahren. Durch die Belegung

Tabelle 5.1. Ausgewählte exemplarische Transportformate für die Realisierung der exemplarischen Transportkanäle nach Tabelle 1.1

realisierter Transportkanal	Parameter der Transportformate					
	unabhängig vom FEC–Verfahren		abhängig vom FEC–Verfahren			
			Turbo–Code	Code–Verkettung aus RS–Code und Faltungscode		
	$(K_{\mathrm{t,\,p}}, K_{\mathrm{s,\,p}})$	R_{c}	K_{w}	R_{CC}	R_{RS}	K_{w}
SD64	(1, 4)	0,58	1	0,63	25/27	4
SD144	(1, 9)	0,70	1	0,74	30/32	9
SD384	(3, 9)	0,54	2	0,58	23/25	27
SD512	(4, 9)	0,54	3	0,58	23/25	36
SD2048	(13, 9)	0,75	12	0,79	32/34	117
LD64	(1, 4)	0,58	2	0,61	120/127	4
LD144	(1, 9)	0,58	5	0,61	120/127	9
LD384	(3, 9)	0,52	12	0,57	108/118	27
LD512	(4, 9)	0,52	15	0,57	108/118	36
LD2048	(13, 9)	0,64	60	0,73	66/75	117

obiger Parameter mit Werten und durch die Auswahl eines FEC–Verfahrens wird ein bestimmtes Transportformat ausgewählt. Dabei sind die in Abschnitt 3.3.1 genannten Rahmenbedingungen bei der Auswahl der Werte zu beachten. Im vorliegenden Abschnitt wird eine Auswahl exemplarischer Transportformate für die Realisierung der exemplarischen Transportkanäle nach Tabelle 1.1 präsentiert. Die Werte der Parameter dieser exemplarischen Transportformate sind in Tabelle 5.1 zusammengefaßt. Im folgenden soll die Motivation für diese Auswahl der Transportformate nach Tabelle 5.1 erläutert werden.

Nach Ansicht des Verfassers ist das CDMA–Code–Pooling dem Zeitschlitz–Pooling vorzuziehen, weil CDMA–Code–Pooling u.a. den Einsatz von DCA begünstigt, siehe Abschnitt 3.2.6, und den Aufwand der Signalverarbeitung im Empfänger reduziert, siehe Abschnitt 3.2.6. Dies wurde bei der Auswahl der Transportformate nach Tabelle 5.1 berücksichtigt. Die Anzahl $K_{\mathrm{s,\,p}}$ der gepoolten Ressourcen pro Zeitschlitz wurde dabei exemplarisch auf neun begrenzt, um die Flexibilität der Vergabe der Ressourcen nicht unnötig einzuschränken.

In Mobilfunksystemen werden typischerweise Coderaten im Wertebereich zwischen $R_{\mathrm{c}} = 1/3$ und $R_{\mathrm{c}} = 3/4$ verwendet [EV97 Tab. 6.2, 3GP00l]. Um den Effekt der Coderate R_{c} auf die Leistungsfähigkeit von Transportformaten zu ermitteln, wurden unterschiedliche Coderaten R_{c} aus dem angegebenen Wertebereich für die exemplarischen Transportformate nach Tabelle 5.1 ausgewählt. Dabei wurde die Bedingung (3.21), die den Zusammenhang zwi-

schen der Coderate R_c und der erforderlichen Anzahl $K_{r,\,fr}$ der Ressourcen pro Rahmen angibt, berücksichtigt, siehe auch Bild 3.1. Das Beachten von (3.29) mit $K_{s,\,p} = 9$ bzw. $K_{s,\,p} = 4$ ist ebenfalls erforderlich. Folgende FEC–Verfahren wurden ausgewählt:

- Turbo–Codes (TC) und
- Code–Verkettung aus innerem Faltungscode und äußerem RS–Code (RS+CC).

Diese FEC–Verfahren wurden bereits in Abschnitt 3.2.4 eingeführt. Der Autor wählte Turbo–Codes als ein FEC–Verfahren für die exemplarischen Transportformate nach Tabelle 5.1 aus, weil die Fehlerkorrekturfähigkeit von Turbo–Codes nahe der theoretisch erzielbaren Grenze – der Shannon–Grenze [Pro93] – liegt [BGT93], und Turbo–Codes außerdem im TD–CDMA–Standard [3GP00i] enthalten sind. Der hier eingesetzte Turbo–Codierer [BGT93] besteht aus zwei identischen, parallel verketteten rekursiven systematischen Codierern (engl. Recursive Systematic Coder, RSC) [Pro93]. Diese RSCs sind durch die Rückgrifftiefe $L_c = 3$ und die oktalen Generatoren (5, 7) des Vorwärts– bzw. Rückwärtspolynoms definiert [BGT93]. Die Anzahl der Decodieriterationen [BGT93, BBM+99, WMG+00] wurde zu fünf gewählt. Im Turbo–Decodierer [BGT93, WMG+00] wurden Maximum–a–Posteriori (MAP)–Symbolschätzer [Naß95, RHV97, WLW01] eingesetzt. Um die Parallelisierung des Decodierprozesses zu ermöglichen, wurde die Anzahl K_w der Informationsworte $\mathbf{d}_i^{(k_w)}$, $k_w = 1 \ldots K_w$, nach (3.12) so gewählt, daß die Länge N_{iw} jedes Informationsworts ca. 10000 Bit beträgt.

Wie bereits in Abschnitt 3.2.3 erwähnt, gilt die Code–Verkettung eines inneren Faltungscodes und eines äußeren RS–Codes ebenfalls als leistungsfähig und ist nach Ansicht des Autors als Konkurrenz zu den Turbo–Codes anzusehen. Die genannte Code–Verkettung wurde ebenfalls als FEC–Verfahren für die Realisierung der Transportkanäle nach Tabelle 1.1 ausgewählt. Dabei ist die Coderate R_{CC} des Faltungscodes und die Coderate R_{RS} des RS–Codes jeweils in Tabelle 5.1 angegeben. Das Produkt der beiden Coderaten R_{CC} und R_{RS} ergibt die Coderate R_c, siehe (3.11). Der eingesetzte Faltungscodierer hat die Rückgrifftiefe $L_c = 9$ und die oktalen Generatoren (561, 753) [Pro93]. Die zugehörige Decodierung erfolgt mit dem Viterbi–Algorithmus [Bos92, Pro93] bei einer Pfadvereinigungslänge [Bos92] von 200 Bit. Der verwendete RS–Code ist durch das Galois–Feld [Pro93] $\mathrm{Gf}(2^8)$ und das primitive Polynom [Bos92] $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ definiert. Ein Symbol des RS–Codes besteht demzufolge aus acht aufeinanderfolgenden Bit. Die Coderate R_{RS} in Tabelle 5.1 gibt die Anzahl der Symbole des RS–Codes im Informationswort geteilt durch die Anzahl der Symbole des RS–Codes im Codewort an. Auch im Fall der Code–Verkettung wurde die Anzahl K_w der Informationsworte $\mathbf{d}_i^{(k_w)}$, $k_w = 1 \ldots K_w$, nach (3.12) in fast allen Fällen größer als eins gewählt, siehe Tabelle 5.1.

Es ist darauf hinzuweisen, daß die ausgewählten exemplarischen Transportformate keinen Anspruch auf Optimalität erheben, sondern nur als exemplarische Auswahl zu betrachten sind, die der Darstellung prinzipieller Möglichkeiten dient. Des weiteren ist zu beachten, daß die verwendeten FEC–Verfahren nicht optimiert wurden. Durch Optimierung der zugehörigen Parameter, wie z.B. des Interleavingschemas des Turbo–Codes [BB99b, BBM+99] oder der Aufteilung der Coderate R_c im Fall der Code–Verkettung, erwartet der Autor eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit. Besagte Optimierung erfordert weitere Studien und ist nicht Gegenstand dieser Arbeit. Bei der Implementierung der Transportformate wurde auf vorhandene Punktierungsschemata zurückgegriffen, so daß mit den verwendeten Coderaten nach Tabelle 5.1 nicht exakt die vorgegebenen Datenraten R_{tc} der Transportkanäle nach Tabelle 1.1 erreicht wurden.

Das folgende Kapitel 5.3 enthält die Simulationsergebnisse für die ausgewählten exemplarischen Transportformate nach Tabelle 5.1.

5.3 Simulationsergebnisse

5.3.1 Übersicht

Das vorliegende Kapitel enthält die Simulationsergebnisse für die Kanalmodelle nach Abschnitt 1.3. Die Ergebnisse für das Kanalmodell Indoor–A sind in Abschnitt 5.3.2 enthalten. Die Abschnitte 5.3.3 und 5.3.4 enthalten die Ergebnisse für die Kanalmodelle Pedestrian–A und Vehicular–A. In den Simulationen wurden die in Tabelle 1.3 aufgeführten Parameterwerte von TD–CDMA verwendet. Bei den Simulationen für Indoor–A und Pedestrian–A betrug die Geschwindigkeit der MSs $v = 3$ km/h und es erfolgte der Einsatz der schnellen Leistungsregelung. Im Fall des Kanalmodells Vehicular–A betrug die Geschwindigkeit der MSs $v = 120$ km/h. Weil das betrachtete Verfahren zur schnellen Leistungsregelung nur bei Geschwindigkeiten kleiner ca. $v = 30$ km/h gewinnbringend arbeitet [BB99a], wurde bei den Simulationen für Vehicular–A keine schnelle Leistungsregelung betrieben. Für sämtliche exemplarischen Transportformate nach Tabelle 5.1 führte der Autor Simulationen durch. Dabei wurde sowohl eine einzige omnidirektionale Empfangsantenne an der BS eingesetzt als auch in weiteren Simulationen Empfangsantennendiversität mit $K_a = 2$ Antennen an der BS untersucht. Die Simulationsergebnisse für diejenigen Transportformate nach Tabelle 5.1, die Transportkanäle derselben Datenrate R_{tc} realisieren, sind jeweils in einem einzigen Bild dargestellt. Bild 5.1 bis 5.5 enthalten die jeweiligen Simulationsergebnisse für die Transportformate der Datenrate $R_{tc} = 64$ kbit/s, $R_{tc} = 144$ kbit/s, $R_{tc} = 384$ kbit/s, $R_{tc} = 512$ kbit/s bzw. $R_{tc} = 2048$ kbit/s für Indoor–A. Bild 5.6 bis 5.10 und Bild 5.11 bis 5.15 enthalten die jeweiligen Simulationsergebnisse für die Transportformate mit den genannten Datenraten für Pedestrian–A und Vehicular–A.

5.3.2 Simulationsergebnisse für Kanalmodell Indoor–A

Der vorliegende Abschnitt enthält die Simulationsergebnisse für das Kanalmodell Indoor–A. Die jeweiligen Simulationsergebnisse für die Transportformate der Datenraten $R_{\mathrm{tc}} = 64$ kbit/s bis $R_{\mathrm{tc}} = 2048$ kbit/s zeigen die Bilder 5.1 bis 5.5.

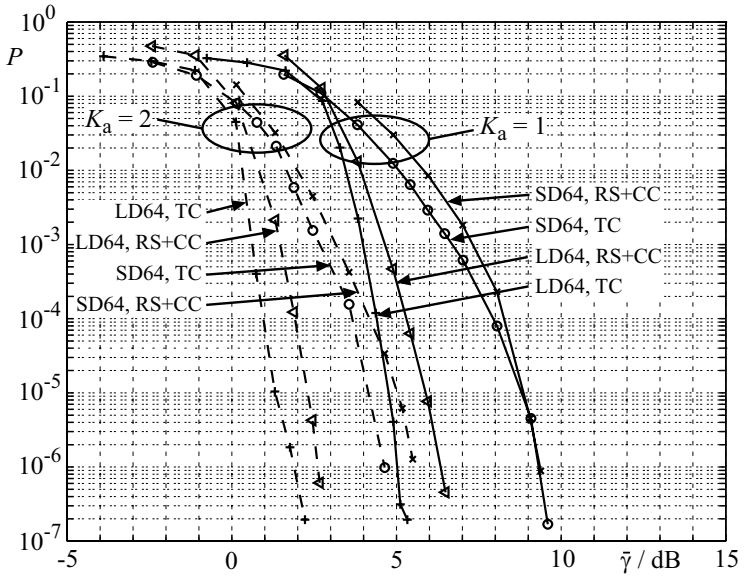

Bild 5.1. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD64 und LD64 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

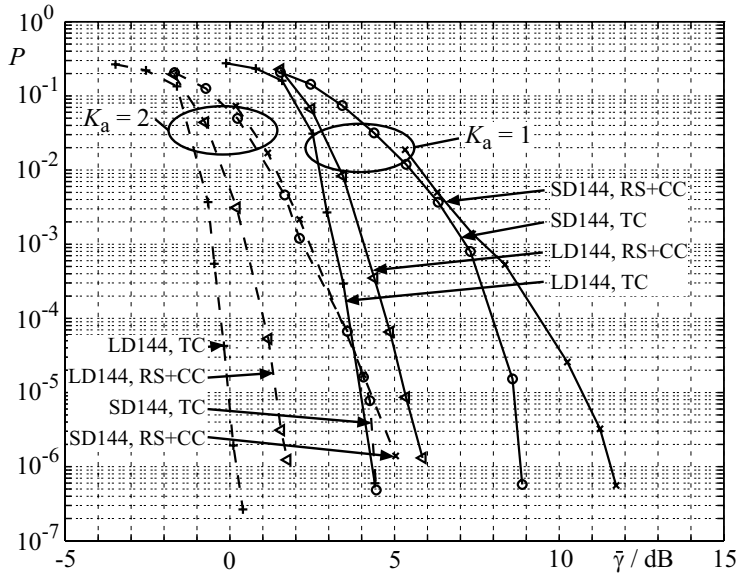

Bild 5.2. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD144 und LD144 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

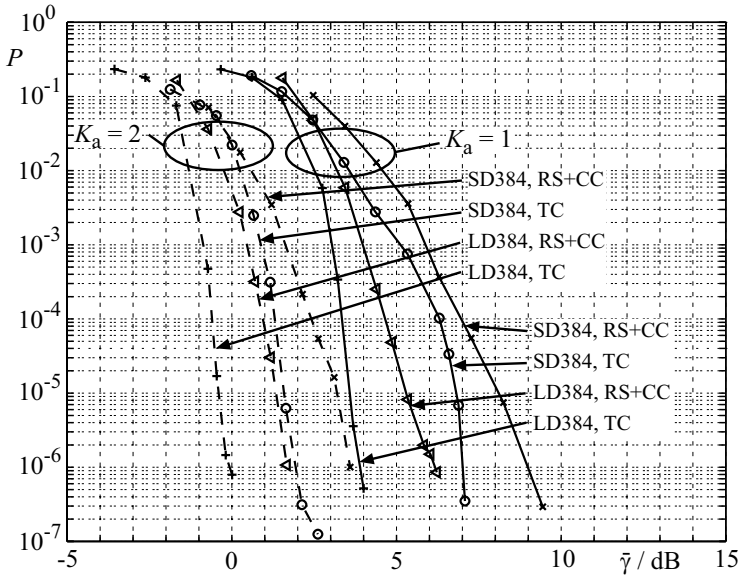

Bild 5.3. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD384 und LD384 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

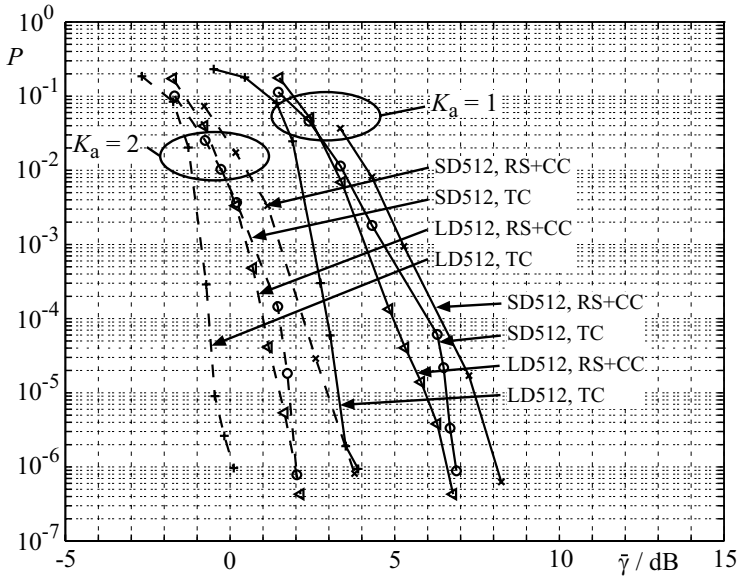

Bild 5.4. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD512 und LD512 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

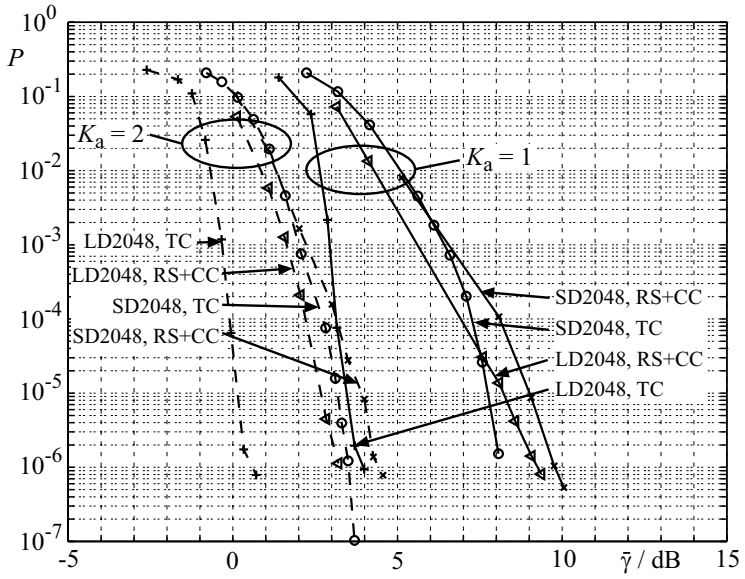

Bild 5.5. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD2048 und LD2048 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

5.3.3 Simulationsergebnisse für Kanalmodell Pedestrian–A

Die Simulationsergebnisse für die Transportformate der Datenraten $R_{tc} = 64$ kbit/s bis $R_{tc} = 2048$ kbit/s für Pedestrian–A zeigen die Bilder 5.6 bis 5.10.

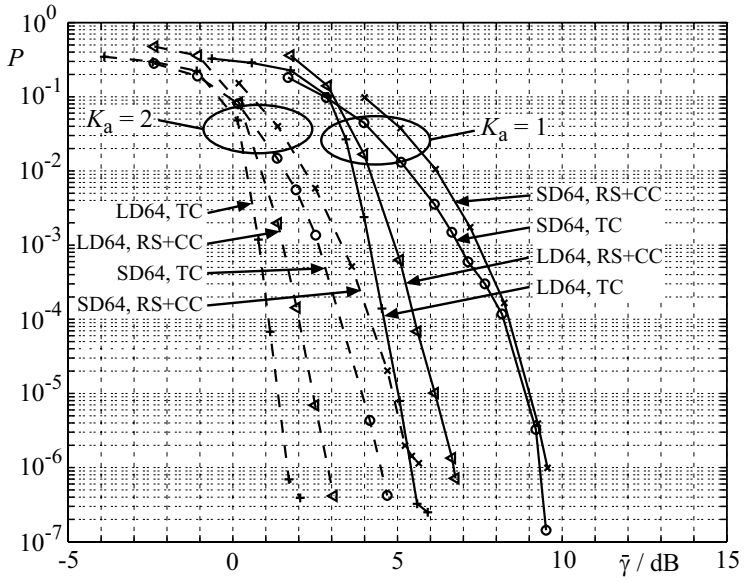

Bild 5.6. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD64 und LD64 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

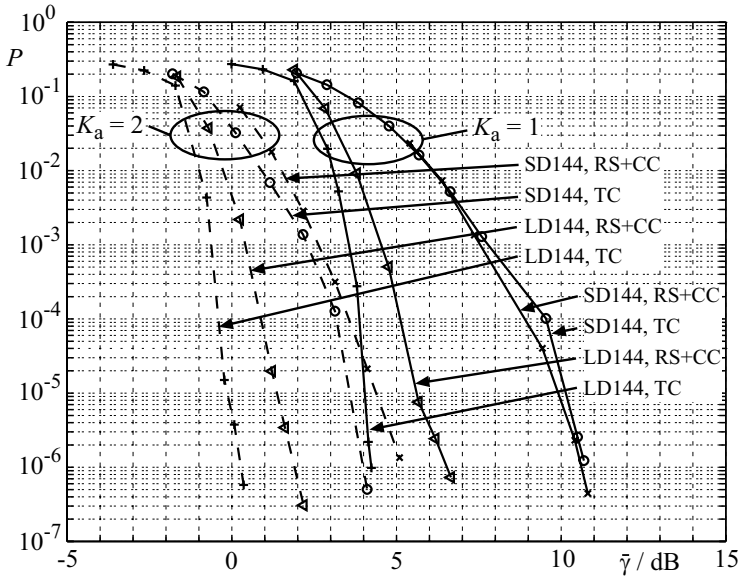

Bild 5.7. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD144 und LD144 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

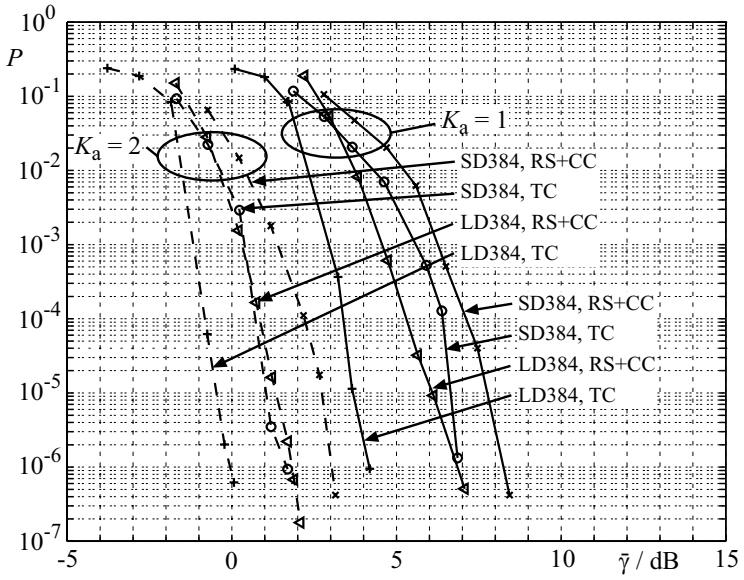

Bild 5.8. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD384 und LD384 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

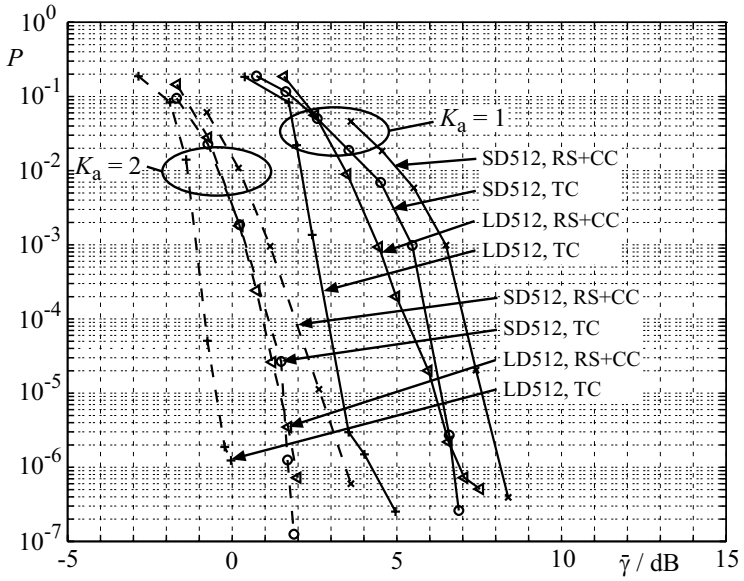

Bild 5.9. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD512 und LD512 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

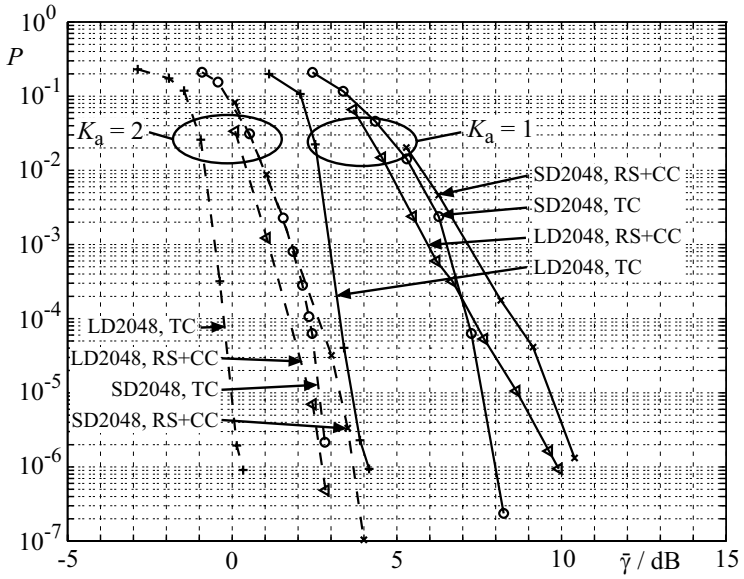

Bild 5.10. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD2048 und LD2048 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

5.3.4 Simulationsergebnisse für Kanalmodell Vehicular–A

Der vorliegende Abschnitt enthält die Simulationsergebnisse für das Kanalmodell Vehicular–A. Die jeweiligen Simulationsergebnisse für die Transportformate der Datenraten $R_{\mathrm{tc}} = 64$ kbit/s bis $R_{\mathrm{tc}} = 2048$ kbit/s zeigen die Bilder 5.11 bis 5.15.

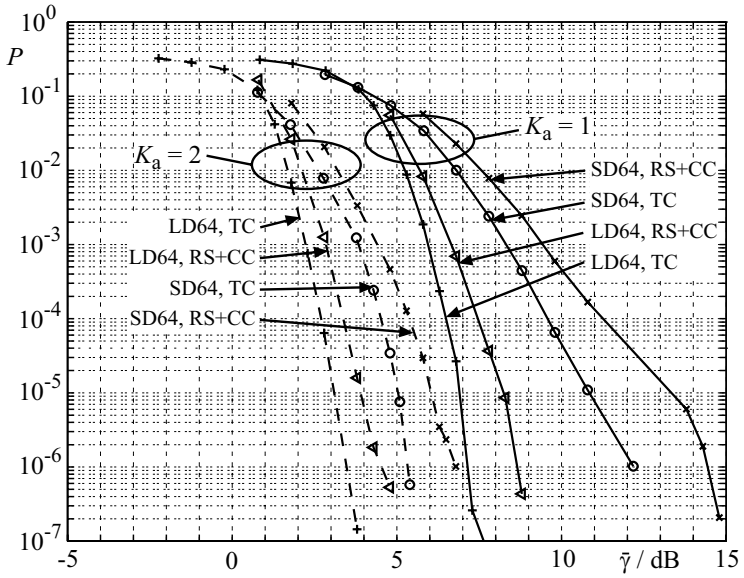

Bild 5.11. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD64 und LD64 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

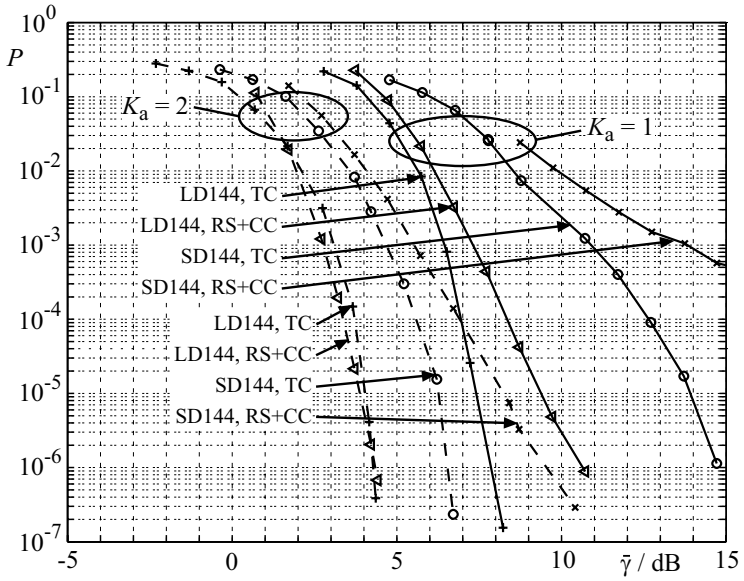

Bild 5.12. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD144 und LD144 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

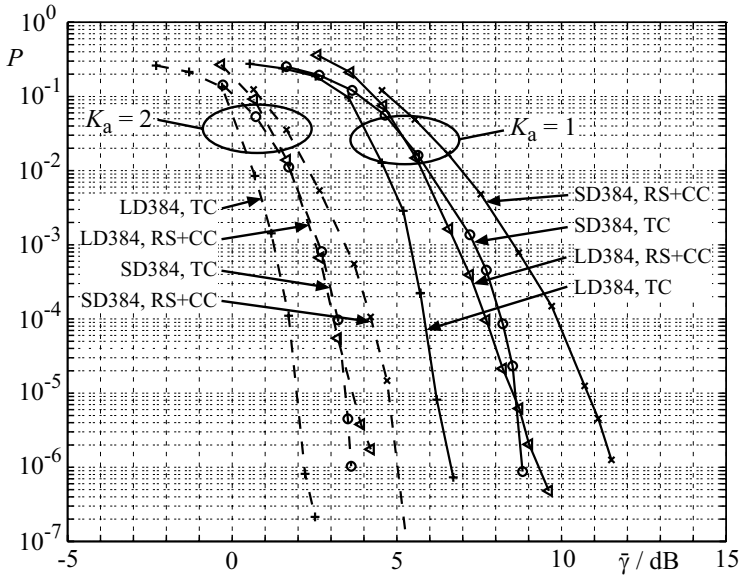

Bild 5.13. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD384 und LD384 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

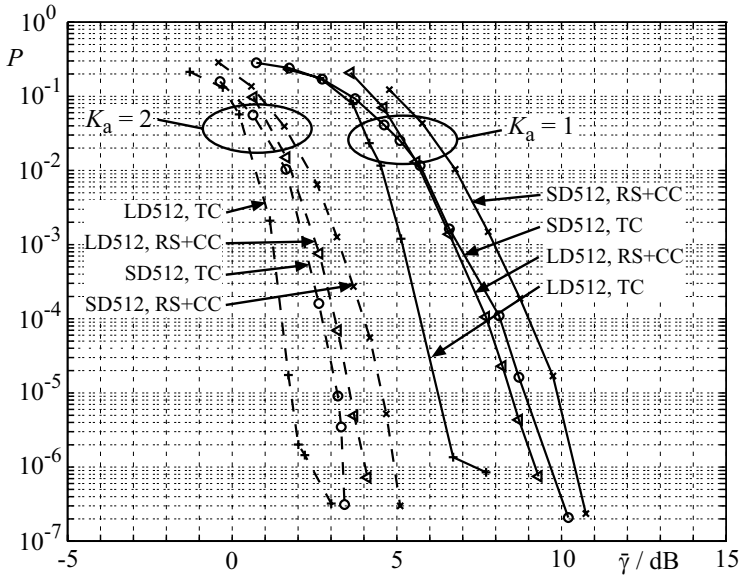

Bild 5.14. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD512 und LD512 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

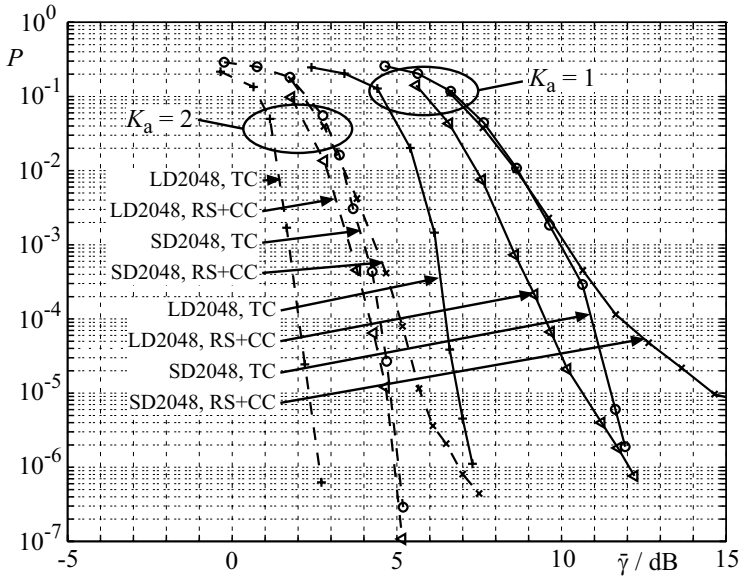

Bild 5.15. Bitfehlerrate P der Nutzdaten als Funktion des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ im Fall der Transportformate für die Transportkanäle SD2048 und LD2048 mit Turbo–Code (TC) oder Code–Verkettung (RS+CC).

5.4 Diskussion und Bewertung

Im vorliegenden Abschnitt diskutiert der Autor die Simulationsergebnisse und bewertet die Leistungsfähigkeit der Transportformate nach Tabelle 5.1. Die Bewertung der Leistungsfähigkeit der Transportformate soll unter Verwendung des in Abschnitt 3.3.2 identifizierten Bewertungsmaßes durchgeführt werden. Hierzu muß das minimal erforderliche mittlere Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ aus den Simulationsergebnissen in den Bildern 5.1 bis 5.15 ermittelt werden. Wie bereits in Abschnitt 3.3.2 erklärt, ist das minimal erforderliche mittlere Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ gleich demjenigen Wert des mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$, für den die Bitfehlerrate P der Nutzdaten gleich der maximal zulässigen Bitfehlerrate P_{tc} des zugehörigen Transportkanals ist. Das jeweilige minimal erforderliche mittlere Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ wurde aus den Simulationsergebnissen in den Bildern 5.1 bis 5.15 durch Ablesen ermittelt. Nach Ansicht des Autors ist der sich durch Ablesen ergebende Fehler im Vergleich zur Ungenauigkeit der Simulationen [Naß95] vernachlässigbar. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.2 zusammengefaßt. Im folgenden werden die Ergebnisse nach Tabelle 5.2 diskutiert und basierend auf dieser Diskussion die Transportformate nach Tabelle 5.1 bewertet. Zunächst werden die Simulationsergebnisse nach Tabelle 5.2 bezüglich der Kanalmodelle Indoor–A, Pedestrian–A und Vehicular–A betrachtet. Dabei werden jeweils die Simulationsergebnisse desselben Transportformats für die unterschiedlichen Kanalmodelle verglichen. Beschränkt man diese Betrachtung auf die Kanalmodelle Indoor–A und Pedestrian–A, so stellt man fest, daß die Simulationsergebnisse ähnlich sind. In Einzelfällen beträgt die Differenz zwar mehr als ein

Tabelle 5.2. Minimal erforderliche mittlere Signal–Stör–Verhältnisse $\bar{\gamma}_{\min}$ im Fall der Transportformate nach Tabelle 5.1.

Transportkanal	$\bar{\gamma}_{\min}$ / dB											
	Indoor–A				Pedestrian–A				Vehicular–A			
	$K_a = 1$		$K_a = 2$		$K_a = 1$		$K_a = 2$		$K_a = 1$		$K_a = 2$	
	TC	RS+CC	TC	RS+CC	TC	RS+CC	TC	RS+CC	TC	RS+CC	TC	RS+CC
SD64	9,4	9,4	4,7	5,5	9,3	9,6	4,4	5,8	12,1	14,4	5,3	6,8
SD144	8,9	11,6	4,4	5,1	10,8	10,7	4,0	5,1	14,8	–	6,6	9,6
SD384	7,0	9,0	1,9	3,6	6,9	8,3	1,7	3,0	8,8	11,6	3,6	5,0
SD512	6,9	8,2	2,0	3,8	6,7	8,2	1,7	3,5	9,7	10,5	3,4	4,9
SD2048	8,2	9,8	3,5	4,5	8,0	10,5	2,9	3,7	12,0	–	5,1	6,9
LD64	5,0	6,4	1,9	2,6	5,4	6,7	1,6	2,8	7,2	8,7	3,5	4,6
LD144	4,3	5,9	0,2	1,8	4,3	6,6	0,3	1,9	7,9	10,7	4,3	4,3
LD384	3,9	6,2	-0,1	1,7	4,1	6,9	0,0	1,8	6,7	9,4	2,2	4,4
LD512	3,9	6,6	0,1	2,0	4,3	6,9	0,0	1,9	7,5	9,3	2,5	4,0
LD2048	4,0	9,3	0,7	3,2	4,2	9,9	0,3	2,8	7,3	12,0	2,7	4,9

dB, siehe z.B. SD144 für $K_a = 1$ in Tabelle 5.2, beim Betrachten aller Fälle ist jedoch keine Tendenz der Differenzen zugunsten bzw. zulasten eines bestimmten Kanalmodells feststellbar. Um eine Erklärung für die Ähnlichkeit der Ergebnisse zu finden, zieht der Autor die Eigenschaften der Kanalmodelle, siehe Abschnitt 1.3, heran. Der R.M.S.–Delay–Spread der Kanalmodelle Indoor–A und Pedestrian–A beträgt 35 ns bzw. 45 ns, siehe Tabelle 1.4. Die für die Übertragung günstige Zeitdiversität [Bla98, Skl97a] und Frequenzdiversität [Bla98, Skl97a] des Mobilfunkkanals nimmt mit wachsendem R.M.S.–Delay–Spread zu [Bla98, Skl97a]. Der Unterschied des R.M.S.–Delay–Spread zwischen Indoor–A und Pedestrian–A beträgt nur 10 ns und ist somit um ein Vielfaches kleiner als die Chipdauer $T_c = 0{,}24414\ \mu s$ bei TD–CDMA, siehe Tabelle 1.3. Beim qualitativen Vergleich der exemplarischen Verläufe der momentanen Kanalenergie $E_h(t)$ in den Bildern 1.5 und 1.7 stellt man fest, daß die Extremwerte von $E_h(t)$ bei Pedestrian–A in kürzeren zeitlichen Abständen aufeinanderfolgen als bei Indoor–A. Dieses Phänomen ist nach Ansicht des Autors in der unterschiedlichen Charakteristik der Doppler–Spektren [Pra98] der beiden Kanalmodelle begründet. Das Doppler–Spektrum nach Jakes [Pra98] im Fall von Pedestrian–A führt nach Ansicht des Autors zu schnelleren Fluktuationen von $E_h(t)$ als das flache [Pra98] Doppler–Spektrum im Fall von Indoor–A. Demzufolge begünstigt Indoor–A den Einsatz der schnellen Leistungsregelung. Bei der relativ niedrigen Geschwindigkeit $v = 3\ \text{km/h}$, die in den jeweiligen Simulationen verwendet wurde, haben die unterschiedlichen Doppler–Spektren nach Ansicht des Autors jedoch keine Auswirkungen auf die Ergebnisse. Dies erklärt die Ähnlichkeit der Simulationsergeb-

nisse für Indoor–A und Pedestrian–A bei $v = 3$ km/h, siehe Tabelle 5.2. In weiteren Studien wäre zu untersuchen, ob sich z.B. für $v = 10$ km/h signifikante Unterschiede ergeben. Gegebenenfalls könnten weitere Simulationen auf eines der beiden Kanalmodelle – Indoor–A bzw. Pedestrian–A – beschränkt werden. Die jeweiligen Simulationsergebnisse für das Kanalmodell Vehicular–A sind im Vergleich zu den Simulationsergebnissen für Indoor–A und Pedestrian–A um bis zu fünf dB schlechter. Dieser signifikante Unterschied im minimal erforderlichen mittleren Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ ist nach Ansicht des Autors wie folgt begründet: Das Kanalmodell Vehicular–A modelliert den Mobilfunkkanal eines Szenarios, in dem sich die MSs in Fahrzeugen fortbewegen. Daher wurde in den Simulationen die Geschwindigkeit $v = 120$ km/h verwendet. Die schnelle Leistungsregelung ist jedoch, wie bereits gesagt, nur für Geschwindigkeiten kleiner ca. $v = 30$ km/h einsetzbar [BB99a] und kann bei höheren Geschwindigkeiten sogar zur Degradation der Leistungsfähigkeit führen [BB99a]. Aus diesem Grund wurde keine schnelle Leistungsregelung in den Simulationen mit Vehicular–A eingesetzt. Bei Indoor–A und Pedestrian–A wird durch schnelle Leistungsregelung ein Gewinn von mehreren dB erzielt [BB99a] – ein Grund für die besseren Ergebnisse im Vergleich zu Vehicular–A. Des weiteren wird die Leistungsfähigkeit bei höheren Geschwindigkeiten dadurch herabgesetzt, daß die geschätzten Kanalimpulsantworten, die zur Datendetektion benutzt werden, aufgrund der Zeitvarianz des Mobilfunkkanals von der aktuellen Kanalimpulsanwort abweichen [BPD+97]. Diese Abweichung ist um so größer, je weiter ein zu detektierendes Symbol im Burst von der Mittambel entfernt ist [BPD+97]. Der im Vergleich zu Indoor–A und Pedestrian–A relativ große R.M.S.–Delay–Spread von 370 ns, siehe Tabelle 1.4, bewirkt zwar mehr Zeit– und Frequenzdiversität, jedoch ist dieser Faktor nach Ansicht des Autors vernachlässigbar. Dies beweisen die Simulationsergebnisse in Tabelle 5.2. Zusammenfassend ist zu sagen, daß die schnelle Leistungsregelung bei den Kanalmodellen Indoor–A und Pedestrian–A aufgrund der niedrigen Geschwindigkeit das minimal erforderliche mittlere Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ um mehrere dB reduziert. Daher empfielt der Autor den Einsatz dieses Verfahrens bei niedrigen Geschwindigkeiten.

Nun wird der Einfluß der Antennendiversität auf das minimal erforderliche mittlere Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\min}$ anhand der Ergebnisse in Tabelle 5.2 ermittelt. Hierzu werden jeweils die Ergebnisse desselben Transportformats beim Betrachten eines bestimmten Kanalmodells für $K_a = 1$ und $K_a = 2$ Empfangsantennen verglichen. Der Autor stellt fest, daß die Ergebnisse für $K_a = 2$ Antennen um drei bis sieben dB niedriger sind als für $K_a = 1$, siehe Tabelle 5.2. Dieser relativ hohe Gewinn kommt durch die Überlagerung zweier Effekte zustande. Im Programm für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA wird die Interzellinterferenz durch additives weißes Gaußrauschen (engl. Additive White Gaussian Noise, AWGN) [Pro93] modelliert. Die Rauschsignale, die den Nutzsignalen an den $K_a = 2$ Empfangsantennen additiv überlagert werden, sind statistisch unabhängig. Es soll zunächst $E_h(t) = \text{const}$ angenommen werden, d.h. die Energie der Nutzsignale an den Empfangsantennen ist nicht zeitvariant. Beim Kombinieren der $K_a = 2$ Empfangssignale durch beispielsweise Maximal-

ratenkombinieren (engl. Maximum Ratio Combining, MRC) [Bla98] erhält man ein Signal, dessen Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}$ um genau drei dB niedriger ist als das der eingehenden Signale. Dieser Sachverhalt ist seit langem bekannt [Bla98, BSWB00]. Des weiteren wurden die Mobilfunkkanäle zwischen der Sendeantenne der MS und den $K_\mathrm{a} = 2$ Empfangsantennen der BS als statistisch unabhängig modelliert, d.h. die Fluktuationen der momentanen Kanalenergie $E_\mathrm{h}(t)$ der beiden Mobilfunkkanäle sind nicht korreliert. Deshalb wird beim Kombinieren der beiden Empfangssignale ein zusätzlicher Diversitätsgewinn [Bla98] erzielt. Dieser Diversitätsgewinn ist insbesondere bei den Ergebnissen für Vehicular–A auffällig, siehe Tabelle 5.2, weil bei diesem Kanalmodell keine schnelle Leistungsregelung eingesetzt wurde, die die Fluktuationen der momentanen Kanalenergie $E_\mathrm{h}(t)$ auszugleichen versucht. Der Autor erwartet, daß die durch Antennendiversität zu erzielenden Gewinne in realen Systemen deutlich geringer ausfallen als bei den Ergebnissen nach Tabelle 5.2, weil in realen Systemen i.a. Korrelationen zwischen den Mobilfunkkanälen und Korrelationen zwischen den Rauschsignalen an den einzelnen Antennen auftreten. Die Ergebnisse in Tabelle 5.2 zeigen nach Ansicht des Autors dennoch das Potential der Antennendiversität.

In Abschnitt 3.3.2 wurde gesagt, daß das minimal erforderliche mittlere Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_\mathrm{min}$ mit zunehmender Coderate R_c ebenfalls zunimmt. Die Ergebnisse in Tabelle 5.2 werden nun bezüglich der Coderate R_c der zugehörigen Transportformate diskutiert. Hierzu werden jeweils die verschiedenen Transportformate für ein bestimmtes FEC–Verfahren und ein bestimmtes Kanalmodell verglichen. Dabei soll zunächst ermittelt werden, ob Transportformate mit derselben Coderate R_c auch ein ähnliches $\bar{\gamma}_\mathrm{min}$ haben. Die Transportformate zum Realisieren der Transportkanäle LD384 und LD512 verwenden dieselbe Coderate $R_\mathrm{c} = 0{,}52$, siehe Tabelle 5.1. Die zugehörigen Ergebnisse in Tabelle 5.2 unterscheiden sich nur geringfügig ohne erkennbare Tendenz zugunsten eines bestimmten Transportkanals. Vorige Aussage gilt auch für die Transportformate zum Realisieren der Transportkanäle SD384 und SD512 mit der Coderate $R_\mathrm{c} = 0{,}54$, siehe Tabelle 5.1 und 5.2. Nun wird untersucht, ob eine höhere Coderate R_c auch zu einem höheren $\bar{\gamma}_\mathrm{min}$ führt. Die Transportformate zum Realisieren der Transportkanäle SD384 mit $R_\mathrm{c} = 0{,}54$ und SD144 mit $R_\mathrm{c} = 0{,}7$ bestätigen die Vermutung: Mit der Coderate $R_\mathrm{c} = 0{,}54$ ergibt sich in allen Fällen ein um mindestens 2 dB niedrigeres $\bar{\gamma}_\mathrm{min}$ als mit der Coderate $R_\mathrm{c} = 0{,}7$. Dagegen sind die Ergebnisse für die Transportformate zum Realisieren der Transportkanäle SD2048 und SD144 nicht wie erwartet. In diesem Fall ergeben sich für die Coderate $R_\mathrm{c} = 0{,}75$ im Fall von Indoor–A und Pedestrian–A um mindesten 0,5 dB bessere Ergebnisse als für die Coderate $R_\mathrm{c} = 0{,}7$, siehe Tabelle 5.2. Im Fall von Vehicular–A sind die Ergebnisse aber fast gleich. Dieses widersprüchliche Resultat ist nach Meinung des Autors folgendermaßen erklärbar: Bei SD144 wird jeweils $K_{\mathrm{t,\,p}} = 1$ Zeitschlitz und bei SD2048 werden jeweils $K_{\mathrm{t,\,p}} = 13$ Zeitschlitze in $K_\mathrm{fr} = 5$ aufeinanderfolgenden Rahmen verwendet. Obwohl die Interleavingtiefe T_i bei SD144 und SD2048 identisch ist, ergibt sich durch die wesentlich größere Anzahl an Zeitschlitzen bei SD2048 mehr Zeitdiversität. Nach Meinung des Autors ist diese Zeitdiversität der Grund für die besseren Ergebnisse im

Fall von SD2048. Im Fall der Transportformate zum Realisieren der Transportkanäle mit der Verzögerung $T_{\mathrm{tc}} = 300\,\mathrm{ms}$ kann man nicht feststellen, daß die Anzahl $K_{\mathrm{t,\,p}}$ der Zeitschlitze pro Rahmen einen Einfluß auf $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$ hat. Aufgrund der $K_{\mathrm{fr}} = 30$ Rahmen im Übertragungszeitintervall steht hier auch bei $K_{\mathrm{t,\,p}} = 1$ genügend Zeitdiversität zur Verfügung.

In Abschnitt 3.2.3 wurde gesagt, daß die Fehlerkorrekturfähigkeit von FEC–Verfahren i.a. mit zunehmender Interleavingtiefe T_{i} zunimmt. Die Ergebnisse in Tabelle 5.2 bestätigen diese Aussage deutlich. Die Transportformate für die Transportkanäle mit $T_{\mathrm{tc}} = 300\,\mathrm{ms}$ benötigen ein wesentlich niedrigeres $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$ als die zugehörigen Transportformate für die Transportkanäle mit $T_{\mathrm{tc}} = 50\,\mathrm{ms}$. Es ist anzumerken, daß auch die i.a. niedrigere Coderate R_{c} der Transportformate mit $T_{\mathrm{tc}} = 300\,\mathrm{ms}$ zu einer Verbesserung gegenüber den Transportformaten mit $T_{\mathrm{tc}} = 50\,\mathrm{ms}$ führt. Der Einfluß der unterschiedlichen Coderaten wird im Vergleich zum Einfluß der unterschiedlichen Interleavingtiefen vom Autor aber als vernachlässigbar eingeschätzt. Diese Vermutung bestätigen die Ergebnisse für die Transportkanäle SD64 und LD64, weil die zugehörigen Transportformate dieselbe Coderate $R_{\mathrm{c}} = 0{,}58$ verwenden. Die Ergebnisse für LD64 sind um drei bis sieben dB niedriger als die Ergebnisse für SD64. Nur bei den Transportformaten mit Code–Verkettung für LD2048 ist kein signifikanter Gewinn von mehreren dB im Vergleich zu den Transportformaten mit Code–Verkettung für SD2048 zu erkennen, siehe Tabelle 5.2. Nach Meinung des Verfassers ist der Grund hierfür die schlechte Wahl der Coderaten R_{RS} und R_{CC} der Code–Verkettung im Fall von LD2048. Hier wurde $R_{\mathrm{RS}} = 0{,}88$ gewählt. In allen anderen Fällen in Tabelle 5.2 gilt $0{,}91 \leq R_{\mathrm{RS}} \leq 0{,}95$. Der Autor vermutet, daß im Fall von LD2048 und Code–Verkettung zu wenig Redundanz bei der Faltungscodierung eingebracht wurde, so daß der Viterbi–Decodierer nicht optimal arbeitet. Die Anzahl der Fehler nach der Faltungsdecodierung übersteigt in diesem Fall die Fehlerkorrekturfähigkeit des äußeren RS–Codes [Wic95]. Diese Fehlanpassung der Code–Verkettung wird auch in Bild 5.5 bestätigt. In diesem Bild laufen die Kurven für LD2048 mit Turbo–Code und mit Code–Verkettung deutlich auseinander. In allen anderen Fällen ist dieses deutliche Auseinanderlaufen der jeweiligen Kurven für Turbo–Code und Code–Verkettung wesentlich weniger ausgeprägt.

Im folgenden werden die Ergebnisse nach Tabelle 5.2 bezüglich der Leistungsfähigkeit der verwendeten FEC–Verfahren ausgewertet. Dazu sind jeweils die Ergebnisse der Transportformate mit Turbo–Code und Code–Verkettung für einen bestimmten Transportkanal, ein bestimmtes Kanalmodell und eine bestimmte Anzahl K_{a} der Antennen zu vergleichen. In allen Fällen nach Tabelle 5.2 ist das jeweilige $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$ für das Transportformat mit Turbo–Code um mehr als ein dB niedriger als das jeweilige $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$ für das Transportformat mit Code–Verkettung. Die größte Differenz ergibt sich im Fall des Transportkanals LD2048. Wie bereits oben erwähnt, ist dies aber in der schlechten Wahl der Coderaten R_{RS} und R_{CC} begründet. Bei SD64 im Fall von Indoor–A und Pedestrian–A mit $K_{\mathrm{a}} = 1$ erreichen beide FEC–Verfahren sogar fast dasselbe $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$. Wie bereits erwähnt, wurden die betrachteten FEC–Verfahren nicht

optimiert, sondern lediglich aufwandsgünstig implementiert. Beispielsweise wurde bei der Implementierung der Turbo–Codes auf vorhandene suboptimale Interleavingschemata für die Interleaver und Deinterleaver im Turbo–Codierer bzw. Decodierer zurückgegriffen. Die Fehlerkorrekturfähigkeit von Turbo–Codes wird jedoch signifikant durch diese Interleavingschemata beeinflußt [BB99b, BBM+99]. Des weiteren wurde festgestellt, daß die Leistungsfähigkeit der Code–Verkettung stark von der jeweiligen Coderate R_{RS} bzw. R_{CC} des äußeren RS–Codes bzw. des inneren Faltungscodes abhängt. Der Autor vermutet, daß durch Optimieren der Parameter der Code–Verkettung ein geringeres $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$ erzielt werden kann. Der Autor vermutet außerdem, daß nach der Optimierung beider FEC–Verfahren, wie im hier betrachteten suboptimalen Fall, der Turbo–Code i.a. die besseren Ergebnisse erzielt. Deshalb ist der Turbo–Code nach Meinung des Autors der Code–Verkettung aus RS–Code und Faltungscode vorzuziehen. An dieser Stelle soll auf das FEC–Verfahren Woven–Convolutional–Codes (WCC) [JSB+00] hingewiesen werden, das in Untersuchungen [JSB+00] bereits ähnliche Ergebnisse wie Turbo–Codes erzielte.

Zum Abschluß dieses Kapitels werden wichtige Erkenntnisse für die Realisierung von Transportkanälen in TD–CDMA kurz zusammengefaßt:

- Durch den Einsatz von Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate wie beispielsweise der schnellen Leistungsregelung und der Antennendiversität ist eine Reduktion des minimal erforderlichen mittleren Signal–Stör–Verhältnis $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$ um mehrere dB möglich.

- Die Transportformate mit Turbo–Codes erreichen i.a. ein niedrigeres $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$ als die jeweiligen Transportformate mit der Code–Verkettung aus RS–Codes und Faltungscodes. Die Gewinne, die durch die Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate erzielt wurden, sind jedoch wesentlich größer.

- Die Interleavingtiefe eines Transportformats ist gleich der Verzögerung des Transportkanals zu wählen, um die Fehlerkorrekturfähigkeit des FEC–Verfahrens zu maximieren.

- Der Autor empfielt unterschiedliche Transportformate mit verschiedenen Coderaten R_{c} zur Realisierung jedes einzelnen Transportkanals zu implementieren. In Abhängigkeit des momentan herrschenden mittleren Signal–Stör–Verhältnisses $\bar{\gamma}$ kann dasjenige Transportformat zum Realisieren des Transportkanals ausgewählt werden, das die wenigsten Ressourcen zum Unterschreiten von $\bar{\gamma}$ durch $\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$ benötigt.

6 Zusammenfassung und Summary

6.1 Zusammenfassung

Das europäische Mobilfunksystem der dritten Generation heißt UMTS. UTRA – der terrestrische Funkzugang von UMTS – stellt zwei harmonisierte Luftschnittstellen zur Verfügung: Das TDD–basierte TD–CDMA und das FDD–basierte WCDMA. Das Duplexverfahren TDD bietet gegenüber FDD erhebliche Vorteile, z.B. können TDD–basierte Luftschnittstellen unterschiedliche Datenraten in der Aufwärts– und Abwärtsstrecke i.a. effizienter bereitstellen als FDD–basierte Luftschnittstellen. TD–CDMA ist Gegenstand dieser Arbeit. Die wichtigsten Details dieser Luftschnittstelle werden vorgestellt. Laufzeit und Interferenz sind wesentliche Gesichtspunkte beim Verwenden von TDD. Diese wesentlichen Gesichtspunkte werden eingehend für den Fall des betrachteten TD–CDMA untersucht. In UMTS spielen neben der Sprachübertragung insbesondere hochratige Datendienste und Multimediadienste eine wichtige Rolle. Die unterschiedlichen Qualitätsanforderungen dieser Dienste sind eine große Herausforderung für UMTS, insbesondere auf der physikalischen Ebene. Um den Qualitätsanforderungen verschiedener Dienste gerecht zu werden, definiert UTRA die L1/L2–Schnittstelle durch unterschiedliche Transportkanäle. Jeder Transportkanal garantiert durch die vorgegebene Datenrate, Verzögerung und maximal zulässige Bitfehlerrate eine bestimmte Qualität der Übertragung. Hieraus ergibt sich das Problem der Realisierung dieser Transportkanäle auf physikalischer Ebene. Dieses Problem wird in der vorliegenden Arbeit eingehend für TD–CDMA untersucht. Der UTRA–Standard bezeichnet die Realisierung eines Transportkanals als Transportformat. Wichtige Parameter des Transportformats sind das verwendete Pooling–Konzept, das eingesetzte FEC–Verfahren und die zugehörige Coderate. Um die Leistungsfähigkeit unterschiedlicher Transportformate quantitativ zu vergleichen, wird ein geeignetes Bewertungsmaß angegeben. Die zur Bewertung erforderlichen Meßwerte können nur durch Simulation auf Verbindungsebene ermittelt werden. Deshalb wird ein Programm für die Simulation von Transportformaten in TD–CDMA entwickelt. Bei der Entwicklung dieses Programms wird auf Konzepte, Techniken, Methoden und Prinzipien der Informatik für die Software–Entwicklung zurückgegriffen, um die Wiederverwendbarkeit und Änderbarkeit des Programms zu unterstützen. Außerdem werden wichtige Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate – die schnelle Leistungsregelung und die Antennendiversität – implementiert. Die Leistungsfähigkeit einer exemplarischen Auswahl von Transportformaten wird durch Simulation ermittelt und unter Verwendung des Bewertungsmaßes verglichen. Als FEC–Verfahren werden Turbo–Codes und die Code–Verkettung aus innerem Faltungscode und äußerem RS–Code eingesetzt. Es wird gezeigt, daß die untersuchten Verfahren zur Reduzierung der Bitfehlerrate wesentlichen Einfluß auf die Leistungsfähigkeit der Transportformate haben. Des weiteren wird gezeigt, daß die Transportformate mit Turbo–Codes bessere Ergebnisse erzielen als die Transportformate mit Code–Verkettung.

6.2 Summary

UMTS is the european third generation mobile communications system. UTRA – the UMTS terrestrial radio access – provides two harmonised air interfaces: The TDD based TD–CDMA and the FDD based WCDMA. The duplex scheme TDD offers considerable advantages compared to FDD. For example, TDD based air interfaces support different data rates in uplink and downlink much more efficiently than FDD based air interfaces. TD–CDMA is subject of this work. The most important technical details of TD–CDMA are presented. The round trip delay and the interference are major aspects when utilising TDD. These major aspects are investigated in detail for the considered TD–CDMA. In UMTS high data rate and multimedia services are expected to cause a high percentage of the total traffic. The various QoS requirements of these services are a great challenge for UMTS, especially for the physical layer. In order to meet these challenging QoS requirements UTRA defines diverse transport channels at the L1/L2 interface. Each transport channel guarantees a certain QoS by the specified data rate, delay and maximum tolerable bit error rate. The realisation of these transport channels is a problem that has to be solved by the physical layer. This problem is investigated in detail for TD–CDMA. The UTRA standard calls the realisation of a transport channel as transport format. Important parameters of transport formats are the pooling concept, the utilised FEC method and the respective code rate. In order to compare the performance of different transport formats quantitatively a dedicated measure is given. The measurements required to compare the performance of the considered transport formats have to be determined by means of simulations. Therefore, a program for the simulation of transport formats in TD–CDMA is developed. The development of this program is carried out according to concepts, techniques, methods and principles of the informatics for software development in order to support the reusability and the modifiability of the program. Moreover, fast power control and antenna diversity – important methods for reducing the bit error rate – are implemented. The performance of an exemplary selection of transport formats is determined by simulations and compared by utilising the given measure. Turbo–codes and a code concatenation of an inner convolutional code and an outer RS–code are used for FEC. It is shown that the investigated methods for reducing the bit error rate are significantly influencing the performance of the transport formats. Furthermore, it is shown that transport formats using turbo–codes outperform the transport formats using the considered code concatenation.

Anhang A

Liste verwendeter Abkürzungen und Formelzeichen

A.1 Abkürzungen

ACTS	Advanced Communication Technologies and Services
AI	Air Interface
Bit	Binary Digit
BS	Base Station
CDMA	Code Division Multiple Access
DCA	Dynamic Channel Allocation
DL	Downlink
EC	European Commission
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FMA	FRAMES Multiple Access
FORTRAN	Formula Translator
FRAMES	Future Radio Wideband Multiple Access Systems
ISO	International Standardization Organization
ITU	International Telecommunications Union
JD	Joint Detection
JT	Joint Transmission
LD	Long Delay
LEO	Low Earth Orbiting
LL	Link Level

LOS	Line Of Sight
L1	Layer 1
L2	Layer 2
L3	Layer 3
MA	Multiple Access
MRC	Maximum Ratio Combining
MS	Mobile Station
NLOS	No Line Of Sight
OSI	Open System Interconnection
QoS	Quality of Service
QPSK	Qaternary Phase Shift Keying
RHRK	Regionales Hochschulrechenzentrum der Universität Kaiserslautern
RLC	Radio Link Control
RRC	Radio Resource Control
SD	Short Delay
SDMA	Space Division Multiple Access
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TD–CDMA	Time Division CDMA
TD–SCDMA	Time Division Synchronous CDMA
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network
WCDMA	Wideband CDMA
3G	3rd Generation
3GPP	3rd Generation Partnership Project

A.2 Formelzeichen

B_u	Bandbreite des Frequenzbands einer Zelle
C	Leistung des erwünschten Empfangssignalanteils
$C(t)$	zeitabhängige Leistung des erwünschten Empfangssignalanteils
C/I	Träger–zu–Interferenz–Verhältnis
$(C/I)_\mathrm{min}$	minimal erforderliches Träger–zu–Interferenz–Verhältnis
$\boldsymbol{C}$	Menge der komplexen Zahlen
$\underline{\mathbf{c}}^{(k_\mathrm{s})}$	CDMA–Code der Ordnungsnummer k_s, $k_\mathrm{s} \in \{1 \ldots K_\mathrm{s}\}$
$\mathbf{d}$	Transportblock
$\mathbf{d}_\mathrm{c}^{(k_\mathrm{w})}$	Codewort der Ordnungsnummer k_w, $k_\mathrm{w} \in \{1 \ldots K_\mathrm{w}\}$
$\mathbf{d}_\mathrm{i}^{(k_\mathrm{w})}$	Informationswort der Ordnungsnummer k_w, $k_\mathrm{w} \in \{1 \ldots K_\mathrm{w}\}$
E_b	empfangene Energie pro Nutzdatum
$E_\mathrm{h}(t)$	momentane Kanalenergie
I	Leistung des Interferenzanteils im Empfangssignal
K	Anzahl gleichzeitig aktiver MSs in einer Zelle
K_a	Anzahl der Empfangsantennen
K_c	Anzahl aller MSs mit Kommunikationswunsch
K_fr	Anzahl der Rahmen im Übertragungszeitintervall
K_max	Maximale Anzahl gleichzeitig aktiver MSs in einer Zelle
K_r	erforderliche Anzahl der Ressourcen
$K_\mathrm{r,\,fr}$	erforderliche Anzahl der Ressourcen pro Rahmen
K_s	Anzahl verwendeter CDMA–Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_\mathrm{s})}$, $k_\mathrm{s} = 1 \ldots K_\mathrm{s}$
$K_\mathrm{s,\,p}$	Anzahl gepoolter Ressourcen bei CDMA–Code–Pooling
K_t	Anzahl der Zeitschlitze eines Rahmens
$K_\mathrm{t,\,p}$	Anzahl gepoolter Ressourcen bei Zeitschlitz–Pooling
K_UL	Anzahl der Zeitschlitze der Aufwärtsstrecke
K_DL	Anzahl der Zeitschlitze der Abwärtsstrecke
K_w	Anzahl der Informationsworte $\mathbf{d}_\mathrm{i}^{(k_\mathrm{w})}$, $k_\mathrm{w} = 1 \ldots K_\mathrm{w}$, in einem Transportblock $\mathbf{d}$
L	Länge der Mittambel
M	Wertigkeit des Modulationsalphabets
$\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$	Mittambel der MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$
N	Anzahl der Datensymbole eines Datenblocks

N_c	Anzahl der zu übertragenden Rohdaten
N_cw	Länge eines Codeworts $\mathbf{d}_\mathrm{c}^{(k_\mathrm{w})}$, $k_\mathrm{w} \in \{1 \ldots K_\mathrm{w}\}$
N_fr	Anzahl verwendeter Ressourcen eines Rahmens
$N_\mathrm{fr,\,max}$	maximale Anzahl verwendeter Ressourcen eines Rahmens
N_i	Anzahl der in einem Burst enthaltenen Nutzdaten
N_iw	Länge eines Informationsworts $\mathbf{d}_\mathrm{i}^{(k_\mathrm{w})}$, $k_\mathrm{w} \in \{1 \ldots K_\mathrm{w}\}$
N_r	Anzahl der in einem Burst enthaltenen Rohdaten
N_t	Dimension eines Transportblocks $\mathbf{d}$
N_0	einseitige spektrale Rauschleistungsdichte
P	Bitfehlerrate der Nutzdaten
P_bl	Blockierwahrscheinlichkeit
P_j	Bitfehlerrate des Trägerdienstes der j–ten Teilstrecke
P_r	Bitfehlerrate der Rohdaten
P_tc	Bitfehlerrate eines Transportkanals
P_Σ	Bitfehlerrate eines Ende–zu–Ende–Trägerdienstes
$P(t)$	momentane Leistung des Sendesignals
Q	Dimension der Spreizcodes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_\mathrm{s})}$, $k_\mathrm{s} = 1 \ldots K_\mathrm{s}$
r_max	maximaler Radius der Zellen eines Zelltyps
R_c	Coderate
$R_{\mathrm{c},\,j}$	Coderate des j–ten FEC–Verfahrens einer Code–Verkettung
R_j	Datenrate des Trägerdienstes der j–ten Teilstrecke
R_fr	Datenrate der Zelle
$R_\mathrm{fr,\,max}$	maximale Datenrate der Zelle
R_max	maximale Datenrate einer Strecke
R_r	Datenrate einer Ressource
R_tc	Datenrate eines Transportkanals
R_CC	Coderate des äußeren RS–Codes
R_RS	Coderate des inneren Faltungscodes
R_Σ	Datenrate eines Ende–zu–Ende–Trägerdienstes
$R^{(k)}$	Datenrate der MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$
$R_\mathrm{max}^{(k)}$	maximale Datenrate der MS k, $k \in \{1 \ldots K\}$
t_0	Zeitpunkt der Anlieferung von Daten durch L2
t_1	Rahmenanfang der Referenzzelle
T	Dauer eines Datenblocks

T_{bu}	Dauer eines Zeitschlitzes; Dauer eines Bursts
T_{c}	Dauer eines Chips
T_{DL}	Dauer der Abwärtsstrecke
$T_{\mathrm{DL,\,i}}$	Dauer der Abwärtsstrecke der Interferenzzelle
$T_{\mathrm{DL,\,r}}$	Dauer der Abwärtsstrecke der Referenzzelle
T_{fr}	Rahmendauer
$\tilde{T}_{\mathrm{fr}}$	Rahmendauer plus Schutzzeit
T_{g}	Dauer der Schutzzeit eines Bursts
T_{i}	Interleavingtiefe
T_j	Verzögerung des Trägerdienstes der j–ten Teilstrecke
T_{m}	Dauer der Mittambel
T_{pc}	Regelungsverzögerung
T_{t}	Dauer des Übertragungszeitintervalls
T_{tc}	Verzögerung eines Transportkanals
T_{UL}	Dauer der Aufwärtsstrecke
$T_{\mathrm{UL,\,i}}$	Dauer der Aufwärtsstrecke der Interferenzzelle
$T_{\mathrm{UL,\,r}}$	Dauer der Aufwärtsstrecke der Referenzzelle
T_{w}	Dauer des Schutzzeitintervalls
T_{Σ}	Verzögerung eines Ende–zu–Ende–Trägerdienstes
v	Geschwindigkeit der MS
W	Länge der geschätzten Kanalimpulsantwort
Δs	Weglänge der Signalpfade
Δt	Laufzeit
Δ_{off}	Dauer zwischen den Zeitpunkten des Rahmenanfangs der Referenzzelle und der Interferenzzelle
$2\Delta t$	Umlaufzeit
γ	Signal–Stör–Verhältnis
$\bar{\gamma}$	mittleres Signal–Stör–Verhältnis
γ_{min}	minimal erforderliches Signal–Stör–Verhältnis
$\bar{\gamma}_{\mathrm{min}}$	minimal erforderliches mittleres Signal–Stör–Verhältnis
σ_{h}^2	Varianz der momentanen Kanalenergie $E_{\mathrm{h}}(t)$
τ_{max}	Verzögerungsspreizung

Literaturverzeichnis

[AJK99] Argyropoulos, Y.; Jordan, S.; Kumar, S.P.R.: Dynamic channel allocation in interference-limited cellular systems with uneven traffic distribution. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jan. 1999, S. 224–232.

[AM91] Anderson, J.B.; Mohan, S.: *Source and channel coding*. Boston: Kluwer, 1991.

[Bai] http://www.eit.uni–kl.de/baier/

[Bai94] Baier, P.W.: CDMA or TDMA? CDMA for GSM? *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'94), Den Haag, 1994, S. 1280–1284.

[Bai96] Baier, P.W.: A critical review of CDMA. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'96), Atlanta, 1996, S. 6–10.

[BB99a] Bing, T.; Baier, P.W.: Evaluation of a fast closed loop power control algorithm for TD–CDMA. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'99), Osaka, 1999, S. 1218–1222.

[BB99b] Bing, T.; Berens, F.: Parameter evaluation for turbo–codes in the UTRA–TDD–mode. *Proc. FRAMES Workshop*, Delft, 1999, S. 260–266.

[BBK00] Baier, P.W.; Bing, T.; Klein, A.: *TD–CDMA*. In: [PMK00], S. 26–72.

[BBM+99] Berens, F.; Bing, T.; Michel, H.; Worm, A.; Baier, P.W.: Performance of low complexity turbo–codes in the UTRA–TDD–mode. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'99), Amsterdam, 1999, S. 2621–2625.

[BBS97] Baier, P.W.; Blanz, J.J.; Schmalenberger, R.M.: Fundamentals of smart antennas for mobile radio applications. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'97), Helsinki, 1997; in [GL97], S. 345–376.

[BBP97] Baier, P.W.; Blanz, J.; Papathanassiou, A.: Joint detection CDMA and antenna diversity techniques. *Proc. IEE Colloquium on CDMA Techniques and Applications for Third Generation Mobile Systems*, London, 1997, S. 1/1–1/7.

[BGM+98] Berruto, E.; Gudmundson, M.; Menolascino, R.; Mohr, W.; Pizarroso, M.: Research activities on UMTS radio interface, network architectures, and planning. *IEEE Communications Magazine*, Feb. 1998, S. 82–95.

[BGT93] Berrou, C.; Glavieux, A.; Thitimajshima, P.: Near Shannon limit error–correction coding: Turbo–codes. *Proc. International Communications Conference* (ICC'93), Genf, 1993, S. 1064–1070.

[BJK96] Baier, P.W.; Jung, P.; Klein, A.: Taking the challenge of multiple access for third generation cellular mobile radio systems – a European view. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 34, Nr. 2, 1996, S. 82–89.

[BKN99] Benjamin, R.; Kaya, I.; Nix, A.: Smart base stations for „dumb“ time–division duplex terminals. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 37, Nr. 2, 1999, S. 124–131.

[BKNS94] Blanz, J.J.; Klein, A.; Naßhan, M.M.; Steil, A.: Cellular spectrum efficiency of a joint detection CDMA mobile radio system. *Proc. International Zurich Seminar on Digital Communications*, Zürich, 1994, Bd. 783, S. 184–195.

[BL00] Baier, P.W.; Lu, Y.: TD–CDMA downlink transmission under special consideration of adaptive antennas and CDMA code pooling. *Proc. International Conference on Telecommunications* (ICT'2000), invited paper, Acapulco, 2000, S. 1026–1032.

[BMWT00] Baier, P.W.; Meurer, M.; Weber, T.; Tröger, H.: Joint transmission (JT), an alternative rationale for the downlink of time division CDMA using multi–element transmit antennas. *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications* (ISSSTA'2000), invited paper, Parsippany, 2000, S. 1–5.

[BN93] Baier, P.W.; Naßhan, M.M.: Recent results concerning the benefit of joint detection in CDMA systems. *Proc. IEE Colloquium on Spread Spectrum Techniques for Radio Communication Systems*, London, 1993, S. 5/1–5/4.

[Bos92] Bossert, M.: *Kanalcodierung*. New York: Springer, 1992.

[BPB+97] Berens, F.; Plechinger, J.; Bing, T.; Doetsch, M.; Mitjana, E.; Jung, P.: Coexistence aspects of MC/JD–CDMA and second generation mobile radio systems. *Second Discussion Meeting on OFDM*, Braunschweig, 1997.

[BPD+97] Berens, F.; Plechinger, J.; Doetsch, M.; Bing, T.; Jung, P.: Uplink performance of multicarrier joint detection code division multiple access. *Proc. Workshop "Kommunikationstechnik"*, Reisensburg, 1997, Technical Report ITU–TR–1997/01, S. 67–71.

[BPH+00] Blanz, J.J.; Papathanassiou, A.; Haardt, M.; Fourió, I.; Baier, P.W.: Smart antennas for combined DOA and joint channel estimation in time–slotted CDMA mobile radio systems with joint detection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 49, Nr. 2, 2000, S. 293–306.

[BPW99] Baier, P.W.; Papathanassiou, A.; Weckerle, M.: Recent results on the benefits of adaptive antennas in TD–CDMA mobile radio systems. *Proc. International Conference on Telecommunications* (ICT'99), invited paper, Cheju, 1999, S. 399–404.

[BS93] Baier, P.W.; Steiner, B.: *Verfahren und Einrichtung zum gleichzeitigen Schätzen von Kanälen bei der digitalen Nachrichtenübertragung in Vielfachzugriffssystemen*. Deutsches Patent 42 12 300, 1993.

[BSWB00] Bing, T.; Schulz, E.; Wegmann, B.; Bolinth, E.: Performance improvement of HIPERLAN/2 by adaptive receiver antennas. *Proc. 5th International OFDM–Workshop*, Hamburg, 2000, S. 2–1 – 2–4.

[BT75] Basili, V.R.; Turner, D.: Iterative enhancement: A practical technique for software engineering. *IEEE Transactions on Software Engineering*, Bd. 3, Nr. 12, 1975, S. 462–471.

[BW98] Baier, P.W.; Weber, T.: CDMA for UMTS and IMT–2000. *Proc. International Conference on Wireless Communications* (WIRELESS'98), invited paper, Calgary, 1998, Bd. „Stars", S–7.

[BWMW99] Berens, F.; Worm, A.; Michel, H.; Wehn, N.: Implementation aspects of turbo–decoders for future radio applications. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'99–Fall), Amsterdam, 1999, S. 2601–2605.

[BWW98] Baier, P.W.; Weber, T.; Weckerle, M.: Spreading techniques and applications. *Proc. International Symposium on Power–Line Communications and its Applications*, invited paper, Tokyo, 1998, S. 1–9.

[CC81] Clark, G.C.; Cain, J.B.: *Error–correction coding for digital communications*. New York · London: Plenum Press, 1981.

[CRC00] Correia, A.M.C.; Rodrigues, A.C.B.; Cercas, F.A.B.: Frequency hopping versus interference cancellation for TD–CDMA. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 18, Nr. 1, 2000, S. 42–52.

[DABI96] Dasilva, J.S.; Arroyo, B.; Barani, B.; Ikonomou, D.: European third–generation mobile systems. *IEEE Communications Magazine*, Oct. 1996, S. 68–83.

[DB96] David, K.; Benkner, T.: *Digitale Mobilfunksysteme*. Stuttgart: Teubner, 1996.

[DGNS98] Dahlman, E.; Gudmundson, B.; Nilsson, M.; Sköld, J.: UMTS/IMT–2000 based on wideband CDMA. *IEEE Communications Magazine*, Sep. 1998, S. 70–80.

[DIE97] Dasilva, J.S.; Ikonomou, D.; Erben, H.: European R&D programs on third–generation mobile communications systems. *IEEE Personal Communications*, Feb. 1997, S. 46–52.

[EN93] Esmailzadeh, R.; Nakagawa, M.: Time division duplex method of transmission of direct sequence spread spectrum signals for power control implementation. *IEICE Transactions on Communications*, Bd. E76–B, Nr. 8, 1993, S. 1030–1038.

[ENS97] Esmailzadeh, R.; Nakagawa, M.; Sourour, E.A.: Time division duplex CDMA communications. *IEEE Personal Communications*, Apr. 1997, S. 51–56.

[ERC99] ERC: *ERC Decision of 29 November 1999 on the harmonised utilisation of spectrum for terrestrial Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) operating within the bands 1900–1980 MHz, 2010–2025 MHz and 2110–2170 MHZ*. European Radiocommunications Office (ERO), ERC/DEC/(99)25, Kopenhagen, 1999.

[ESN95] Esmailzadeh, R.; Sourour, E.; Nakagawa, M.: Pre–RAKE diversity combining in time division duplex CDMA mobile communications. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'95), Toronto, 1995, S. 431–435.

[ETS] http://www.etsi.org/

[ETS98a] ETSI: *High level requirements relevant for the definition of the UMTS terrestrial radio access (UTRA) concept*. TR 101 398, Vn. 3.0.1, Sophia Antipolis: European Telecommunications Standards Institute, 1998.

[ETS98b] ETSI: *Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)*. TR 101 112, Sophia Antipolis: European Telecommunications Standards Institute, 1998.

[EV97] Eberspächer, J.; Vögel, H.–J.: *GSM Global system for mobile communication*. Stuttgart: Teubner, 1997.

[GHS99] Garg, V.K.; Halpern, S.; Smolik, K.F.: Third generation (3G) mobile communications systems. *Proc. IEEE International Conference on Personal Wireless Communications* (ICPWC'99), Jaipur, 1999, S. 39–43.

[Gib96] Gibson, J.D.: *The communications handbook*. Boca Raton: CRC Press, 1997.

[GJM91] Ghezzi, C.; Jazayeri, M.; Mandrioli, D.: *Fundamentals of Software–Engineering*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1991.

[GKSS00a] Geßner, C.; Köhn, R.; Schniedenharn, J.; Sitte, A.: Layer 2 and layer 3 of UTRA–TDD. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'00–Spring), Tokyo, 2000, S. 1181–1185.

[GKSS00b] Geßner, C.; Köhn, R.; Schniedenharn, J.; Sitte, A.: UTRA TDD protocol operation. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'00), London, 2000, S. 1226–1230.

[GL97] Glisic, S.G.; Leppänen, P.A.: *Wireless communications*. Dordrecht: Kluwer, 1997.

[Goi98] Goiser, A.M.J.: *Handbuch der Spread–Spectrum–Technik*. New York: Springer, 1998.

[GWO+00] Grant, P.M.; Wu, C.–C.; Oster, J.; Baier, P.W.; Ritter, G.: Intercell interference cancellation for TD–CDMA mobile systems. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'00), London, 2000, S. 720–723.

[Hag88] Hagenauer, J.: Rate–Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC Codes) and their applications. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 36, Nr. 4, 1988, S. 389–400.

[Hag96] Hagenauer, J.: Forward error correcting for CDMA systems. *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications* (ISSSTA'96), Mainz, 1996, S. 566–569.

[Har00] Hartmut, E.: *Grundlagen und Konzepte der Informatik*. Wiesbaden: Vieweg, 2000.

[HHLT00] Holma, H.; Heikkinen, S.; Lehtinen, O.–A.; Toskala, A.: Interference considerations for the time division duplex mode of the UMTS terrestrial radio access. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Aug. 2000, S. 1386–1393.

[Hil99] Hillebrand, F.: UMTS and IMT–2000, the path to high speed global mobile multimedia. *ITG–Fachbericht: Mobile Kommunikation* (European Wireless'99), München, 1999, S. 57–63.

[HKK+00] Haardt, M.; Klein, A.; Koehn, R.; Oestreich, S.; Purat, M.; Sommer, V.; Ulrich, T.: The TD–CDMA based UTRA TDD mode. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Aug. 2000, S. 1375–1385.

[HKO+00] Haardt, M.; Klein, A.; Oestreich, S.; Purat, M.; Sommer, V.; Ulrich, T.: The physical layer of UTRA TDD. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'00–Spring), Tokyo, 2000, S. 1175–1180.

[HMP00] Haas, H.; McLaughlin, S.; Povey, G.J.R.: A novel interference resolving algorithm for the TDD TD–CDMA mode in UMTS. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'00), London, 2000, S. 1231–1235.

[HMS89] Hering, E.; Martin, R.; Stohrer, M.: *Physik für Ingenieure*. Düsseldorf: VDI–Verlag, 1989.

[HPD+98] Holma, H.; Plechinger, P.; Doetsch, M.; Berens, F.; Jung, P.: Performance of FRAMES non–spread mode 1 (WB–TDMA) with turbo codes. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'98), Ottawa, 1998, S. 840–844.

[HPT99] Holma, H.; Povey, G.J.R.; Toskala, A.: Evaluation of interference between uplink and downlink in UTRA/TDD. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'99–Fall), Amsterdam, 1999, S. 2616–2620.

[Hub99] Huber, J.F.: The way to UMTS: How can we bring a vision ot reality? *U.R.S.I.: The Radio Science Bulletin*, Nr. 290, 1999, S. 16–23.

[Huo97] Huomo, H.: Evolution towards 3rd generation wireless access. *Proc. IEEE International Conference on Personal Wireless Communications* (ICPWC'97), Bombay, 1997, S. 5–8.

[ITU97] Recommendation ITU–R M.1034–1: *Requirements for the Radio Interface(s) for International Mobile Telecommunications–2000 (IMT–2000)*. Technische Empfehlung M.1034–1, ITU, 1997.

[Jal91] Jalote, P.: *An integrated approach to software engineering*. New York: Springer, 1991.

[JNB94] Jung, P.; Naßhan, M.; Blanz, J.: Application of turbo–codes to a CDMA mobile radio system using joint detection and antenna diversity. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'94), Stockholm, 1994, S. 770–774.

[JSB+00] Jordan, R.; Schnug, W.; Bossert, M.; Höst, S.; Zyablow, V.: Decoding of woven convolutional codes and simulation results. *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, Sorrento, 2000, S. 96–101.

[Kam92] Kammeyer, K.D.: *Nachrichtenübertragung*. Stuttgart: Teubner, 1992.

[KA00] Koulakiotis, D.; Aghvami, A.H.: Data detection techniques for DS/CDMA mobile systems: A review. *IEEE Personal Communications*, Jun. 2000, S. 24–34.

[KKB96] Klein, A.; Kaleh, G.W.; 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, Nr. 2, 1996, S. 276–287.

[Kle96] Klein, A.: Multi–user detection algorithms of CDMA–signals and their application to cellular mobile radio. *Fortschrittsberichte VDI*, Reihe 10, Nr. 432, Düsseldorf, VDI–Verlag, 1996.

[KN96] Katzela, I.; Naghshinen, M.: Channel assignment schemes for cellular mobile telecommunications systems: A comprehensive servey. *IEEE Personal Communications*, Jun. 1996, S. 10–31.

[LB00a] Lu, Y.; Baier, P.W.: Performance of adaptive antennas for the TD–CDMA downlink under special consideration of multi–directional channels and CDMA code pooling. *International Journal of Electronics and Communications* (AEÜ), Bd. 54, Nr. 5, 2000, S. 249–258.

[LB00b] Lu, Y.; Baier, P.W.: Adaptive antennas for the TD–CDMA downlink under special consideration of high data rate services. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'00), London, 2000, S. 55–61.

[May99] Mayer, J.: *Signalisierungsprotokolle und Verkehrskapazität eines Mobilfunksystems der dritten Generation*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung: Universität Kaiserslautern, 1999.

[MBL+00] Meurer, M.; Baier, P.W.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.; Weber, T.: TD–CDMA downlink: Optimum transmit signal design reduces receiver complexity and enhances system performance. *Proc. International Conference on Telecommunications* (ICT'00), Acapulco, 2000, S. 300–305.

[MBW+00] Meurer, M.; Baier, P.W.; Weber, T.; Lu, Y.; Papathanassiou, A.: Joint transmission, an advantageous downlink concept for CDMA mobile radio systems using time division duplexing. *IEE Electronics Letters*, Bd. 36, Nr. 10, 2000, S. 900–901.

[Moh98] Mohr, W.: UTRA FDD and TDD, a harmonized proposal for IMT–2000. *Proc. International Conference on Communication Technology* (ICCT'98), Beijing, 1998, Bd. S22–3, S. 1–5.

[Moh99] Mohr, W.: ACTS FRAMES project towards IMT–2000/UMTS. *Proc. IEEE International Conference on Personal Wireless Communications* (ICPWC'99), Jaipur, 1999, S. 44–49.

[MR00] Metcalf, M.; Reid, J.: *Fortran 90/95 explained*. Oxford: Oxford University Press, 2000.

[MWW00] Michel, H.; Worm, A.; Wehn, N.: Influence of quantization on the bit–error–performance of turbo–decoders. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'00–Spring), Tokyo, 2000, S. 581–585.

[Naß95] Naßhan, M.M.: Realitätsnahe Modellierung und Simulation nachrichtentechnischer Systeme, gezeigt am Beispiel eines CDMA–Mobilfunksystems. *Fortschrittsberichte VDI*, Reihe 10, Nr. 384. Düsseldorf: VDI–Verlag, 1995.

[NTD+98] Nikula, E.; Toskala, A.; Dahlman, E.; Girard, L.; Klein, A.: FRAMES multiple access for UMTS and IMT–2000. *IEEE Personal Communications*, Apr. 1998, S. 16–24.

[OHG99] OHG: *Harmonized Global 3G (G3G). Technical framework for ITU IMT–2000 CDMA proposals*. Operators Harmonization Group, Beijing, 1999.

[OP98a] Ojanperä, T.; Prasad, R.: *Wideband CDMA for third generation mobile communications*. Boston · London: Artech House, 1998.

[OP98b] Ojanperä, T.; Prasad, R.: An overview of air interface multiple access for IMT–2000/UMTS. *IEEE Communications Magazine*, Sep. 1998, S. 82–95.

[Pap00] Papathanassiou, A.: *Adaptive antennas for mobile radio systems using time division CDMA and joint detection*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung: Universität Kaiserslautern, 2000.

[Par92] Parsons, J.D.: *The mobile radio propagation channel*. London: Pentech Press, 1992.

[PMK00] Prasad, R.; Mohr, W.; Konhäuser, W.: *Third generation mobile communication systems*. Boston · London: Artech House, 2000.

[PMWB00] Papathanassiou, A.; Meurer, M.; Weber, T.; Baier, P.W.: A novel multiuser transmission scheme requiring no channel estimation at the mobile stations for the downlink of TD–CDMA operating in the TDD mode. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'00–Fall), Boston, 2000, S. 203–210.

[PN98] Povey, G.J.R.; Nakagawa, M.: A review of time division duplex – CDMA techniques. *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications* (ISSSTA'98), Sun City, 1998, S. 630–633.

[Pra98] Prasad, R.: *Universal wireless personal communications*. Boston · London: Artech House, 1998.

[Pro93] Proakis, J.G.: *Digital communications*. 3. Aufl. New York: McGraw–Hill, 1993.

[RHV97] Robertson, P.; Hoeher, P.; Villebrun, E.: Optimal and sub–optimal maximum a posteriori algorithms suitable for turbo decoding. *European Transactions on Telecommunications and related Technologies* (ETT), Bd. 8, Nr. 2, 1997, S. 119–125.

[RHR] http://www.uni–kl.de/RHRK/

[Rom90] Rombach, H.D.: Software Requirements. *Proc. Curriculum Module,* SEI–CM–19–1.2, Software Engineering Institute, Carnegie Mellon University, 1990.

[Rom95] Rombach, H.D.: *Software Engineering I*. Skript zur Vorlesung, AG Software Engineering: Universität Kaiserslautern, 1995.

[Rum91] Rumbaugh, J.: *Object oriented modeling and design*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1991.

[Rup93] Rupprecht, W.: *Signale und Übertragungssysteme – Modelle und Verfahren für die Informationstechnik*. Berlin: Springer, 1993.

[Sam98] Samukic, A.: UMTS Universal mobile telecommunications system: Development of standards for the third generation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 47, Nr. 4, 1998, S. 1099–1104.

[Sch99] Schlee, J.: *Ein Hardware–Demonstrator zur Konzeptverifikation eines JD–CDMA–Mobilfunksystems*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung: Universität Kaiserslautern, 1999.

[Sch01] Schmalenberger, R.: *Modell und Simulation der Abwärtsstrecke eines CDMA–Mobilfunksystems mit gemeinsamer Detektion der Teilnehmersignale und adaptiven Sendeantennen*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung: Universität Kaiserslautern.

[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.

[SHH+97] Sunay, M.O.; Honkasalo, Z.–C.; Hottinen, A.; Honkasalo, H.; Ma, L.: A dynamic channel allocation based TDD DS CDMA residential indoor system. *Proc. IEEE International Conference on Universal Personal Communications* (ICUPC'97), San Diego, S. 228–234.

[SK93] Steiner, B.; Klein, A.: Kanal– und Datenschätzung in synchronen CDMA–Mobilfunksystemen mit Interferenzeliminierung. *Kleinheubacher Berichte*, Kleinheubach, 1993, Bd. 36, S. 253–268.

[Skl97a] Sklar, B.: Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. Part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, Jul. 1997, S. 102–109.

[Skl97b] Sklar, B.: Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. Part II: Mitigation. *IEEE Communications Magazine*, Jul. 1997, S. 90–100.

[SMC74] Stevens, W.P.; Myers, G.J.; Constantine, L.L.: Structured design. *IBM Systems Journal*, Bd. 13, Nr. 3, 1974, S. 115–139.

[SMW97] Schlee, J.; Mayer, J.; Weber, T: Implementierungsaspekte von Mobilfunksystemen mit joint detection CDMA. *Proc. Workshop Kommunikationstechnik*, Technical Report ITUU–TR–1997/01, Reisensburg, 1997, S. 98–106.

[Ste92] Steele, R.: *Mobile Radio Communications*. London: Pentech Press, 1992.

[Ste95] Steiner, B.: Ein Beitrag zur Mobilfunkkanalschätzung unter besonderer Berücksichtigung synchroner CDMA–Mobilfunksysteme mit Joint Detection. *Fortschrittsberichte VDI*, Reihe 10, Nr. 337. Düsseldorf: VDI–Verlag, 1995.

[Ste96] Steil, A.: Spektrale Effizienz digitaler zellularer CDMA–Mobilfunksysteme mit gemeinsamer Detektion. *Fortschrittsberichte VDI*, Reihe 10, Nr. 437. Düsseldorf: VDI–Verlag, 1996.

[Tab00] Tabbane, S.: *Handbook of mobile radio networks*. Boston · London: Artech House, 2000.

[TMW00] Tröger, T.; Meurer, M.; Weber, T.: Adaptive antennas for the TD–CDMA downlink utilizing the novel concept joint transmission. *ITG–Diskussionssitzung*, Starnberg, 2000, S. 37–40.

[TOT96] Takanashi, H.; Oono, T.; Tanaka, T.: Frequency–segregated dynamic channel allocation for asynchronized TDMA/TDD frame among base stations. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (VTC'96), Atlanta, 1996, S. 933–937.

[UFo98] UMTS Forum: *The path towards UMTS – Technologies for the information society.* Report 2, 1998.

[Ver98] Verdú, S.: *Multiuser detection*. Cambridge University Press, 1998.

[Wal98] Walke, B.: *Mobilfunknetze und ihre Protokolle*. Stuttgart: Teubner, 1998.

[Web00] Weber, T.: *Signalverarbeitungskonzepte für Mobilfunksysteme der dritten Generation, gezeigt am Beispiel eines JD–CDMA–Mobilfunksystems*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung: Universität Kaiserslautern, 2000.

[Wec01] Weckerle, M.: *Adaptive array processing exploiting covariance matrices for the TD–CDMA uplink*. Dissertation, Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und –verarbeitung: Universität Kaiserslautern.

[WH00] Wegmann, B.; Hellmann, M.: Analysis of power control target levels in UTRA–TDD. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC'00), London, 2000, S. 1216–1220.

[Wic95] Wicker, S.B.: *Error control systems for digital communications and storage.* New Jersey: Prentice Hall, 1995.

[WLW01] Worm, A.; Lamm, H.; Wehn, N.: Design of low–power high–speed maximum a posteriori decoder architectures. *Proc. of the Design, Automation and Test in Europe Conference* (DATE'01), München, 2001, S. 258–265.

[WMG+00] Worm, A.; Michel, H.; Gilbert, F.; Kreiselmaier, G.; Thul, M.; Wehn, N.: Advanced implementation issues of turbo–decoders. *Proc. 2nd International Symposium on Turbo–Codes and Related Topics*, Brest, 2000, S. 351–354.

[YD97] Yongsheng, Z.; Daoben, L.: Power control based on adaptive prediction in the CDMA/TDD system. *Proc. IEEE International Conference on Personal Wireless Communications* (ICPWC'97), Bombay, 1997, S. 252–256.

[3GP] http://www.3gpp.org/

[3GP00a] 3GPP: *UTRAN overall description*. 3G TS 25.401 Release 1999, Vn. 3.5.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00b] 3GPP: *QoS concept and architecture*. 3G TS 23.107 Release 1999, Vn. 3.4.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00c] 3GPP: *Service aspects; Services and service capabilities*. 3G TS 22.105 Release 1999, Vn. 3.9.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00d] 3GPP: *Services provided by the physical layer*. 3G TS 25.302 Release 1999, Vn. 3.3.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00e] 3GPP: *Radio interface protocol architecture*. 3G TS 25.301 Release 1999, Vn. 3.3.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00f] 3GPP: *RLC protocol specification*. 3G TS 25.322 Release 1999, Vn. 3.5.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00g] 3GPP: *RRC protocol specification*. 3G TS 25.331 Release 1999, Vn. 3.5.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00h] 3GPP: *Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels*. 3G TS 25.221 Release 1999, Vn. 3.1.1, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00i] 3GPP: *Multiplexing and channel coding*. 3G TS 25.222 Release 1999, Vn. 3.5.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00j] 3GPP: *Physical layer procedures (TDD)*. 3G TS 25.224 Release 1999, Vn. 3.5.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00k] 3GPP: *Physical layer – measurements (TDD)*. 3G TS 25.225 Release 1999, Vn. 3.5.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

[3GP00l] 3GPP: *Channel coding and multiplexing examples*. 3G TR 25.944 Release 1999, Vn. 3.3.0, Sophia Antipolis: 3rd Generation Partnership Project, 2000.

Tabellarischer Lebenslauf

Name:	Torsten Bing
Anschrift	Schmalkaldener Str. 23 D–80807 München
Geburtsdatum:	16. März 1972
Geburtsort:	Gießen
Familienstand:	verheiratet
Staatsangehörigkeit:	deutsch

Bildungsgang:

08/78 07/82 Grundschule
Limesschule Pohlheim

08/82 07/84 Förderstufe
Ludwig–Uhland–Schule Gießen

08/84 07/91 Gymnasium
Liebigschule Gießen
Abschluß: Abitur

09/91 04/97 Studium
Universität Kaiserslautern
Abschlüsse: Vordiplom Elektrotechnik,
Diplom Elektrische Informationstechnik

Berufstätigkeit:

05/97 04/98 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am
Zentrum für Mikroelektronik der Universität Kaiserslautern,
in Kooperation mit dem
Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und
–verarbeitung der Universität Kaiserslautern

05/98 05/01 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am
Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und
–verarbeitung der Universität Kaiserslautern