

Dissertation

Ein Beitrag zur räumlichen Sendesignalvorverarbeitung
in der Abwärtsstrecke frequenzduplexbasierter
Mobilfunksysteme mit Code-Vielfachzugriff

Dipl.-Ing. Christoph Arnold Jötten

Bibliografische Information der Deutschen Bibliothek

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

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

Verfasser: Christoph Arnold Jötten

Verlag: Universität Kaiserslautern

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

D 386

© Christoph Arnold Jötten · Kaiserslautern 2004

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

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 1438–6720
ISBN 3–936890–31–5

Christoph Arnold Jötten
Primsstraße 17
D-66687 Wadern
Geburtsort: Saarbrücken

Ein Beitrag zur räumlichen Sendesignalvorverarbeitung in der Abwärtsstrecke frequenzduplexbasierter Mobilfunksysteme mit Code-Vielfachzugriff

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

von
Dipl.-Ing. Christoph Arnold Jötten,

D 386

Tag der Einreichung:	04. Juni 2003
Tag der mündlichen Prüfung:	15. Oktober 2003
Dekan des Fachbereichs Elektrotechnik und Informationstechnik:	Prof. Dr.-Ing. G. Huth
Vorsitzender der Prüfungskommission:	Prof. Dr.-Ing. habil. M. Pandit
1. Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. P. W. Baier
2. Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. M. Haardt

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in der Zeit von September 1999 bis Mai 2003 im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. P. W. Baiers am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung der Universität Kaiserslautern. Ich möchte all jenen danken, die mich während der Entstehung dieser Arbeit unterstützt haben.

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

Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Haardt von der TU Ilmenau danke ich für das Interesse an meiner Arbeit und für die freundliche Übernahme des Korreferats. Weiterhin danke ich dem Vorsitzenden der Promotionskommission, Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Pandit.

Den jetzigen und den ehemaligen Kollegen am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung danke ich für eine angenehme Arbeitsatmosphäre und für viele fruchtbare Diskussionen, die mir oftmals weitergeholfen haben. Ein besonderer Dank ergeht an die Herren Dr.-Ing. M. Meurer, Dr.-Ing. H. Tröger und Dr.-Ing. T. Weber für die erfolgreiche Zusammenarbeit in gemeinsamen Projekten. Ebenso danke ich allen Studenten, die im Rahmen von Studienarbeiten, Diplomarbeiten, Masterarbeiten und als wissenschaftliche Hilfskräfte unter meiner Anleitung Beiträge zu dieser Arbeit geleistet haben. Ein besonderer Dank ergeht an Herrn Dr.-Ing. J. J. Blanz für die kritisch-kooperative Durchsicht meiner Dissertation. Seine Anmerkungen führten zu wesentlichen Verbesserungen. Dankbar bin ich auch für die fruchtbaren Diskussionen mit Herrn Prof. Dr. techn. J. A. Nossek, TU München, und seinen Mitarbeitern.

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

Der Universität Kaiserslautern danke ich für die Möglichkeit der Benutzung leistungsfähiger Rechnersysteme des Regionalen Hochschulrechenzentrums Kaiserslautern (RHRK). Den Mitarbeitern des RHRK sei für die Beratung beim Entwickeln von Simulationswerkzeugen gedankt.

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

Kaiserslautern, im Oktober 2003

Christoph Arnold Jötten

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Vorbemerkung	1
1.2	Zielsystem WCDMA	2
1.3	Ziele der Arbeit	8
1.4	Inhalt der Arbeit	15
2	Direktionale Mobilfunkkanäle und Kanalmodelle	17
2.1	Vorbemerkung	17
2.2	Mobilfunkkanäle zwischen Einzelantennen an Basis- und Mobilstation . . .	18
2.3	Darstellen antennenelementspezifischer Kanalimpulsantworten	20
2.4	Notation mobilstationsspezifischer räumlicher Kanalimpulsantworten . . .	24
2.5	Modellieren der Zeitvarianz der Mobilfunkkanäle	28
2.6	Mobilfunkkanäle von Auf- und Abwärtsstrecke	31
2.6.1	Vorbemerkung	31
2.6.2	Darstellen der Mobilfunkkanäle der Aufwärtsstrecke	31
2.6.3	Zusammenhänge zwischen den Mobilfunkkanälen der Auf- und Abwärtsstrecke bei Richtungsreziprozität	33
2.7	Zum Simulieren verwendete direktionale Kanalmodelle	34
2.7.1	Vorbemerkung	34
2.7.2	Direktionalisierte 3GPP-Kanalmodelle	35
2.7.3	Durch azimutale Leistungsprofile charakterisierte Kanalmodelle . .	37
2.8	Betrachtete Antennenkonfigurationen	38
3	Räumliche Sendesignalvorverarbeitung bei Kenntnis der Abwärtsstreckenkanäle an der Basisstation	39
3.1	Vorbemerkung	39
3.2	Darstellen von Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen	41
3.2.1	Chipbezogene Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse	41
3.2.2	Datensymbolbezogene Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse	45
3.2.3	Darstellen von Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen in Vektor-Matrix-Notation	47
3.3	Untersuchte Strahlformungsverfahren	50
3.3.1	Maximieren des Verhältnisses der empfangenen Nutzleistung zur Sendeleistung	50
3.3.2	Maximieren von Pseudo-Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen	51
3.3.3	Maximieren des Verhältnisses der empfangenen Nutzleistung zur über den gesamten Azimut abgestrahlten Interferenzleistung	56

3.4	Untersuchte Leistungsregelungsverfahren	57
3.4.1	Einstellen konstanter Sendeleistung	57
3.4.2	Einstellen konstanter Nutzleistungen	58
3.4.3	Einstellen konstanter Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse	59
3.5	Optimales Einstellen von Gewichtsvektoren und Sendeleistungen	62
3.5.1	Vorbemerkung	62
3.5.2	Einführen eines äquivalenten Aufwärtsstrecken-Systems	64
3.5.3	Eine Dualität zwischen Abwärtsstrecke und äquivalenter Aufwärtsstrecke	69
3.5.4	Ein iterativer Algorithmus	70
3.6	Simulation	72
3.6.1	Vorbemerkung	72
3.6.2	Vorgehensweise	72
3.6.3	Ergebnisse und Diskussion	73
4	Räumliche Sendesignalvorverarbeitung bei Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstreckenkanäle an der Basisstation	80
4.1	Vorbemerkung	80
4.2	Darstellen über den schnellen Schwund gemittelter Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse	82
4.3	Strahlformung und Leistungsregelung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke	84
4.3.1	Strahlformung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke	84
4.3.2	Leistungsregelung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke	85
4.3.3	Optimales Einstellen von Gewichtsvektoren und Sendeleistungen basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke	86
4.4	Simulation	87
4.4.1	Vorbemerkung	87
4.4.2	Vorgehensweise	87
4.4.3	Ergebnisse und Diskussion	88
5	Räumliche Sendesignalvorverarbeitung bei Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke an der Basisstation	94
5.1	Vorbemerkung	94
5.2	Strahlformung und Leistungsregelung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke	95

5.2.1	Strahlformung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke	95
5.2.2	Leistungsregelung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke	95
5.3	Ermitteln von Abwärtsstrecken-Gewichtsvektoren durch Transformation der Aufwärtsstrecken-Gewichtsvektoren	96
5.4	Vergleich der Leistungsfähigkeit der Algorithmen, die auf unterschiedlichen Graden der Kanalkennntnis basieren	99
5.4.1	Vorbemerkung	99
5.4.2	Vorgehensweise	99
5.4.3	Ergebnisse und Diskussion	101
6	Einbeziehen der Auswirkung additiven Rauschens bei den Mobilstationen	105
6.1	Vorbemerkung	105
6.2	Darstellen von Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen in Vektor-Matrix-Notation	105
6.3	Einflüsse des Rauschens und der Summensendeleistung	109
6.3.1	Vorbemerkung	109
6.3.2	Vorgehensweise	109
6.3.3	Ergebnisse und Diskussion	110
7	Räumliche Sendesignalvorverarbeitung für die Abwärtsstrecke gestörter Mobilfunkzellen	114
7.1	Vorbemerkung	114
7.2	Exaktes Erzielen mobilstationsspezifischer Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse	115
7.3	Maximieren der relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse bei vorgegebener Summensendeleistung	118
7.4	Auf mobilstationsspezifische Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse angepaßte Strahlformungsverfahren	121
7.4.1	Vorbemerkung	121
7.4.2	Maximieren gewichteter Pseudo-Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse	122
7.4.3	Maximieren des bei unbeschränkter Summensendeleistung erzielbaren relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisses . . .	123
8	Iterative räumliche Sendesignalvorverarbeitung für die Abwärtsstrecke gestörter Mobilfunkzellen	126
8.1	Vorbemerkung	126
8.2	Einführen einer zur gestörten Abwärtsstrecke dualen Aufwärtsstrecke . . .	126

8.3	Minimieren der zum Erzielen vorgegebener Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse erforderlichen Summensendeleistung	133
8.4	Maximieren der relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse bei vorgegebener Summensendeleistung	134
8.5	Simulation	137
8.5.1	Vorbemerkung	137
8.5.2	Vorgehensweise	139
8.5.3	Ergebnisse und Diskussion	140
9	Techniken zum Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation	145
9.1	Vorbemerkung	145
9.2	Darstellen räumlicher Mobilfunkkanäle basierend auf den Eigenwertzerlegungen ihrer räumlichen Korrelationsmatrizen	148
9.3	Aufwandsgünstiges Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation	150
9.4	Ein quantitatives Beispiel zum aufwandsgünstigen Rücksignalisieren	153
9.5	Aufwandsgünstiges Rücksignalisieren in korrelierten MIMO-Systemen	158
9.6	Beispiele zum aufwandsgünstigen Rücksignalisieren in korrelierten MIMO-Systemen	160
9.7	Effizientes Bestimmen optimaler Bitzuteilungen	164
10	Zusammenfassung	168
10.1	Deutsch	168
10.2	Englisch	169
A	Häufig verwendete Abkürzungen, Formelzeichen, und mathematische Schreibweisen	170
A.1	Abkürzungen	170
A.2	Formelzeichen	170
A.3	Mathematische Schreibweisen	177
	Literaturverzeichnis	179

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Vorbemerkung

Die für den zellularen Mobilfunk zur Verfügung stehenden Frequenzbänder sind ein knappes Gut, das zum gewinnbringenden Betreiben von Mobilfunksystemen möglichst effizient genutzt werden muß. Aus technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten ist in Mobilfunksystemen der dritten Generation eine hohe Frequenzökonomie gefragt. In jeder Zelle eines Mobilfunksystems der dritten Generation sind generell mehrere, durch Code-Vielfachzugriff getrennte Verbindungen zwischen den Mobilstationen und den Basisstationen der Zellen gleichzeitig in ein und demselben Teilnehmerfrequenzband aktiv. Effektive Nutzung der Ressource Frequenz bedeutet demnach, in einem Teilnehmerfrequenzband gleichzeitig möglichst viele Verbindungen mit möglichst hohen Datenraten bei einer vorgegebenen Übertragungsqualität zu unterhalten. Hierbei ist zu berücksichtigen, daß für alle in einem innerhalb eines Teilnehmerfrequenzbands gleichzeitig bestehenden Verbindungen gewisse Mindestdatenraten bei der geforderten Übertragungsqualität gewährleistet werden müssen. In Mobilfunksystemen, in denen nur Sprachübertragung stattfindet, sind die zu erzielenden Mindestdatenraten aller Verbindungen gleich. In Mobilfunksystemen der dritten Generation, in denen auch hochdatenratigere Dienste angeboten werden, können die geforderten Mindestdatenraten der einzelnen Verbindungen unterschiedlich sein.

Ein seit langem prinzipiell bekannter, aber in der Praxis bisher weniger benützter Ansatz zum Steigern der Frequenzökonomie ist der Einsatz von Gruppenantennen an Sender und Empfänger. Diese Gruppenantennen werden durch mit ihnen zusammenarbeitende Signalverarbeitungsalgorithmen adaptiv, d. h. sie können sich an die aktuellen Gegebenheiten des Szenarios anpassen. Das grundsätzliche Potential solcher Antennen besteht darin,

- bevorzugt in jene Richtungen zu senden, in denen die anzusprechenden Empfänger sind, und somit bei nicht anzusprechenden Empfängern wenig Interferenz zu erzeugen sowie
- hauptsächlich aus jenen Richtungen zu empfangen, aus denen erwünschte Signale erwartet werden, und auf diese Weise wenig Interferenz zu empfangen.

Der erfolgreiche Betrieb adaptiver Antennen setzt eine Leistungsregelung voraus, damit grundsätzlich nicht mehr Leistung als nötig und nicht mehr Interferenz als unvermeidbar

abgestrahlt werden. Leistungsregelung und der Einsatz adaptiver Antennen müssen im Mobilfunk gemeinsam gesehen werden, da die Auswirkungen dieser beiden Maßnahmen sich gegenseitig beeinflussen.

Gründe für den bisher eingeschränkten Einsatz adaptiver Antennen sind die mangelnde theoretische Durchdringung der Materie, das Fehlen effektiver Algorithmen und die zu hohe Komplexität existierender Algorithmen. Es besteht also ein akuter Bedarf an Algorithmen, die die effektive Kombination adaptiver Antennen mit Leistungsregelungskonzepten ermöglichen. Wie bereits aus dem Titel „Ein Beitrag zur räumlichen Sendesignalvorverarbeitung in der Abwärtsstrecke frequenzduplexbasierter Mobilfunksysteme mit Code-Vielfachzugriff“ ersichtlich, ist das Anliegen der vorliegenden Arbeit, den Boden für das Anwenden adaptiver Antennen im Mobilfunk zu bereiten. Hierbei liegt das Hauptaugenmerk auf der Ausgestaltung im Frequenzduplex (engl. Frequency Division Duplexing, FDD) und mit Code-Vielfachzugriff (engl. Code Division Multiple Access, CDMA) operierender Mobilfunksysteme mit adaptiven Antennen an den Basisstationen. Die Komplexität der in der Arbeit erarbeiteten und untersuchten Algorithmen spielt nur eine untergeordnete Rolle, da sich die Integrationsdichte digitaler Signalverarbeitungsprozessoren jährlich in etwa verdoppelt [Moo65]. Zudem können immer höhere Taktfrequenzen realisiert werden. Algorithmen, die heutzutage aus Komplexitätsgründen nicht praktikabel sind, können schon in wenigen Jahren in realen Systemen eingesetzt werden.

1.2 Zielsystem WCDMA

Seit einigen Jahren laufen innerhalb verschiedener Standardisierungsgruppen weltweit Aktivitäten zum Vereinheitlichen von Mobilfunksystemen der dritten Generation (3G-Mobilfunksysteme). Anfang 1998 hat das Europäische Standardisierungsgremium für Mobilfunksysteme, namentlich die ETSI-SMG (European Telecommunications Standardization Institute - Special Mobile Group), einen Standard für Mobilfunksysteme der dritten Generation vereinbart, der die Bezeichnung UMTS (Universal Mobile Telephone System) trägt. Die UMTS-Luftschnittstelle UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) beinhaltet zwei Modi, die durch die Art und Weise, wie Kanäle von Auf- und Abwärtsstrecke separiert werden, gekennzeichnet sind:

- Einen Modus mit Frequenzduplex (engl. Frequency Division Duplex, FDD).
- Einen Modus mit Zeitduplex (engl. Time Division Duplex, TDD).

Als Vielfachzugriffsverfahren empfiehlt die ETSI-SMG

- WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) für den UTRA-FDD-Modus,
- TD-CDMA (Time Division - Code Division Multiple Access) für den UTRA-TDD-Modus.

Parallel zu den europäischen Aktivitäten wurde in Japan intensiv an der Entwicklung von Mobilfunksystemen der dritten Generation gearbeitet. Das japanische Standardisierungsgremium ARIB (Association of Radio Industries and Businesses) legte sich auf WCDMA im FDD-Modus fest. Der europäische und der japanische WCDMA-Standard wurden harmonisiert.

Mit dem Ziel, einen wirklich globalen Standard für Mobilfunksysteme der dritten Generation zu definieren, wurde Ende 1998 das 3GPP (Third Generation Partnership Project) gemeinsam von Standardisierungsgremien aus Europa, Asien und den USA ins Leben gerufen. Kurz nach dem Zustandekommen des 3GPP wurde das 3GPP2 (Third Generation Partnership Project 2), das die Evolution des amerikanischen 2G-Standards IS95 in einen 3G-Standard namens cdma2000 zum Ziel hat, aus der Taufe gehoben.

Im Juni 1999 schließlich brachte die OHG (Operator Harmonization Group), ein Gremium der mächtigsten internationalen Betreiber von Mobilfunksystemen, einen Vorschlag für ein harmonisiertes 3G-Systemkonzept heraus, das sowohl von 3GPP als auch von 3GPP2 akzeptiert wurde. Das harmonisierte 3G-Systemkonzept besteht aus einem einzigen Standard mit den Operationsmodi

- WCDMA basierend auf UTRA-FDD,
- TD-CDMA basierend auf UTRA-TDD,
- Vielträger-CDMA, basierend auf cdma2000.

Im Rahmen der 3G-Standardisierungsaktivitäten der International Telecommunications Union (ITU) wurde von chinesischer Seite im Juni 1998 TD-SCDMA (Time Division - Synchronized CDMA) als Funkübertragungstechnik (engl. radio transmission technology, RTT) für die Luftschnittstelle von IMT-2000 vorgeschlagen. TD-SCDMA wurde im Mai 2000 von der ITU als 3G-Standard anerkannt. Innerhalb des 3GPP begann man im Jahr 2000 mit der Harmonisierung von TD-SCDMA und dem UTRA-Teilstandard TDD/TD-CDMA. Diese Harmonisierung wurde im März 2001 mit der Integration von TD-SCDMA als TDD-Modus mit niedriger Chip-Rate (engl. low chip rate, 1,28 Megachip pro Sekunde) in die zweite überarbeitete Version der 3GPP-Spezifikation („3GPP Release 4“) [YLH02] größtenteils abgeschlossen.

Am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung der Universität Kaiserslautern laufen bereits seit über einem Jahrzehnt intensive Arbeiten, die letztlich zum Teilstandard TDD/TD-CDMA geführt haben. Um das gesamte Spektrum des 3G-Standards abzudecken, werden am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung seit 1998 die Kompetenzen auch auf den Teilstandard FDD/WCDMA ausgeweitet. Hierbei ist ein wichtiger Aspekt die Ausgestaltung von WCDMA mit adaptiven Antennen. Der Verfasser der vorliegenden Arbeit arbeitet als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung im Rahmen von Industrie- und Forschungsprojekten an der Entwicklung von Konzepten zum Einsatz adaptiver Antennen in FDD-CDMA-Abwärtsstrecken. Die sich ergebenden Problemstellungen und die daraus folgenden Lösungsansätze motivierten den Verfasser zum Anfertigen der vorliegende Dissertation.

In der vorliegenden Arbeit wird vorwiegend die Ausstattung der Basisstationen mit adaptiven Gruppenantennen betrachtet. Dies hat unter anderem folgende Gründe:

- Eine mehrelementige Gruppenantenne hat einen gegenüber Einzelantennen erhöhten Platzbedarf. Dieser resultiert zum einen aus den Abmessungen der Antennenelemente selbst, zum anderen aber auch aus den notwendigen Abständen der einzelnen Antennenelemente untereinander. Raum zum Unterbringen adaptiver Antennen ist eher an den Basisstationen vorhanden.
- Werden die Mobilstationen mit adaptiven Antennen ausgestattet, so muß auch die entsprechende Signalverarbeitungskapazität vorhanden sein. Diese ist kostspielig, da zum Bereitstellen zusätzlicher Signalverarbeitungskapazität in der Regel leistungsfähigere Signalverarbeitungsprozessoren (digital signal processor, DSP) eingesetzt werden müssen. Um den Preis der mobilen Endgeräte für die Nutzer attraktiv zu halten, sollte der Einbau leistungsfähigerer Hardware (DSP) zunächst vermieden werden.
- Zusätzliche Signalverarbeitung in den Mobilstationen bedeutet zusätzlichen Energieverbrauch. Mobilstationen werden im allgemeinen durch Akkumulatoren mit elektrischer Energie versorgt. Um diese Akkumulatoren zu schonen, sollten Konzepte mit erhöhtem Signalverarbeitungsaufwand in den Mobilstationen vermieden werden.
- Sind die Basisstationen mit adaptiven Antennen ausgestattet, so spricht nichts dagegen, auch Mobilstationen optional mit adaptiven Antennen auszustatten. Wie unter den vorhergehenden Punkten bereits erläutert, zieht dies allerdings nach sich, daß die Größe solcher Mobilstationen durch die Ausstattung mit den adaptiven Antennen selbst, notwendiger zusätzlicher Hardware (DSP) und mit leistungsfähigeren, d.h. größeren Akkumulatoren, wesentlich ansteigen wird. Für Nutzer, die eher auf hohe Datenraten

als auf geringe Gerätegröße und kleine Preise achten, könnten solche Mobilstationen durchaus attraktiv sein. Wie bereits zuvor erwähnt, sollte diese Ausstattung allerdings optional bleiben.

- Durch den Einsatz adaptiver Sendeantennen an den Basisstationen kann sowohl Intra- als auch Interzellinterferenz aktiv reduziert werden. Werden nur an den Mobilstationen adaptive Antennen eingesetzt, so kann durch räumlich-zeitliche Filterung lediglich Interzellinterferenz unterdrückt werden. Die Leistungsfähigkeit von WCDMA ist allerdings in erster Linie durch Intrazellinterferenz limitiert. Somit kommt im Hinblick auf die Frequenzökonomie der gesamten Abwärtsstrecke dem Einsatz adaptiver Sendeantennen an den Basisstationen eine weitaus größere Bedeutung zu als dem Einsatz adaptiver Empfangsantennen an den Mobilstationen.

Adaptive Antennen für Mobilfunksysteme sind seit einiger Zeit weltweit Gegenstand intensiver Forschungsaktivitäten. In Tabelle 1.1 sind einige relevante Arbeiten auf dem Gebiet „Adaptive Antennen“ aufgeführt. Da der Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit auf der Betrachtung adaptiver Sendeantennen in den Abwärtsstrecken von Mobilfunksystemen liegt, werden neben einigen allgemeinen Übersichts- und Pionierarbeiten hauptsächlich Veröffentlichungen auf diesem Gebiet aufgelistet. Tabelle 1.1 ist nach folgenden Themenbereichen gegliedert:

- I: Allgemeine Theorie adaptiver Antennen, Pionier- und Übersichtsarbeiten.
- II: Adaptive Antennen für CDMA-Mobilfunksysteme.
- III: Adaptive Sendeantennen für die Abwärtsstrecke von FDD/WCDMA-Mobilfunksystemen.
- IV: Adaptive Sendeantennen für die Abwärtsstrecke, die eine Leistungsregelung integrieren.

Tabelle 1.1. Veröffentlichungen über Systeme mit adaptiven Antennen

Kategorie	Referenz(en)	Bemerkungen
I:	[Ada66], [WMGG67]	- Einführen adaptiver Antennen - Antennenkonfigurationen für Breit- und Schmalbandsignale
	[Gab76],[App76]	Verfahren zum Unterdrücken von Nebenmaxima und zur Spektralschätzung
	[SIT64], [SIT76]	Zusammenfassung der ersten Forschungsergebnisse über adaptive Antennen.
	[God97]	Übersicht über Einsatzmöglichkeiten adaptiver Antennen in Mobilfunksystemen
II:	[Koh94], [IK96]	Gemeinsame räumliche- und zeitliche Signalverarbeitung
	[TGM96], [ZS96], [GTM98]	Algorithmen für adaptive Antennen
	[RZ96], [RZ97], [BJM ⁺ 04]	Blinde Raum-Zeit-RAKE-Empfänger
	[VVP97], [RRPR97]	Vergleichende Darstellung verschiedener Algorithmen
	[LB00]	Adaptive Sendeantennen für die TD-CDMA-Abwärtsstrecke
III:	[AFFM98] [UN99]	Konzepte ohne Rückkopplung
	[JKUN02], [JKG ⁺ 02], [JU01], [Uts02], [BHN00]	Konzepte mit Rückkopplung
IV:	[BS02c], [VM99], [FN98] [YX98], [RFTL98], [Ben00], [MS98],	Kombination von adaptiven Sendeantennen und Leistungsregelung in der Abwärtsstrecke

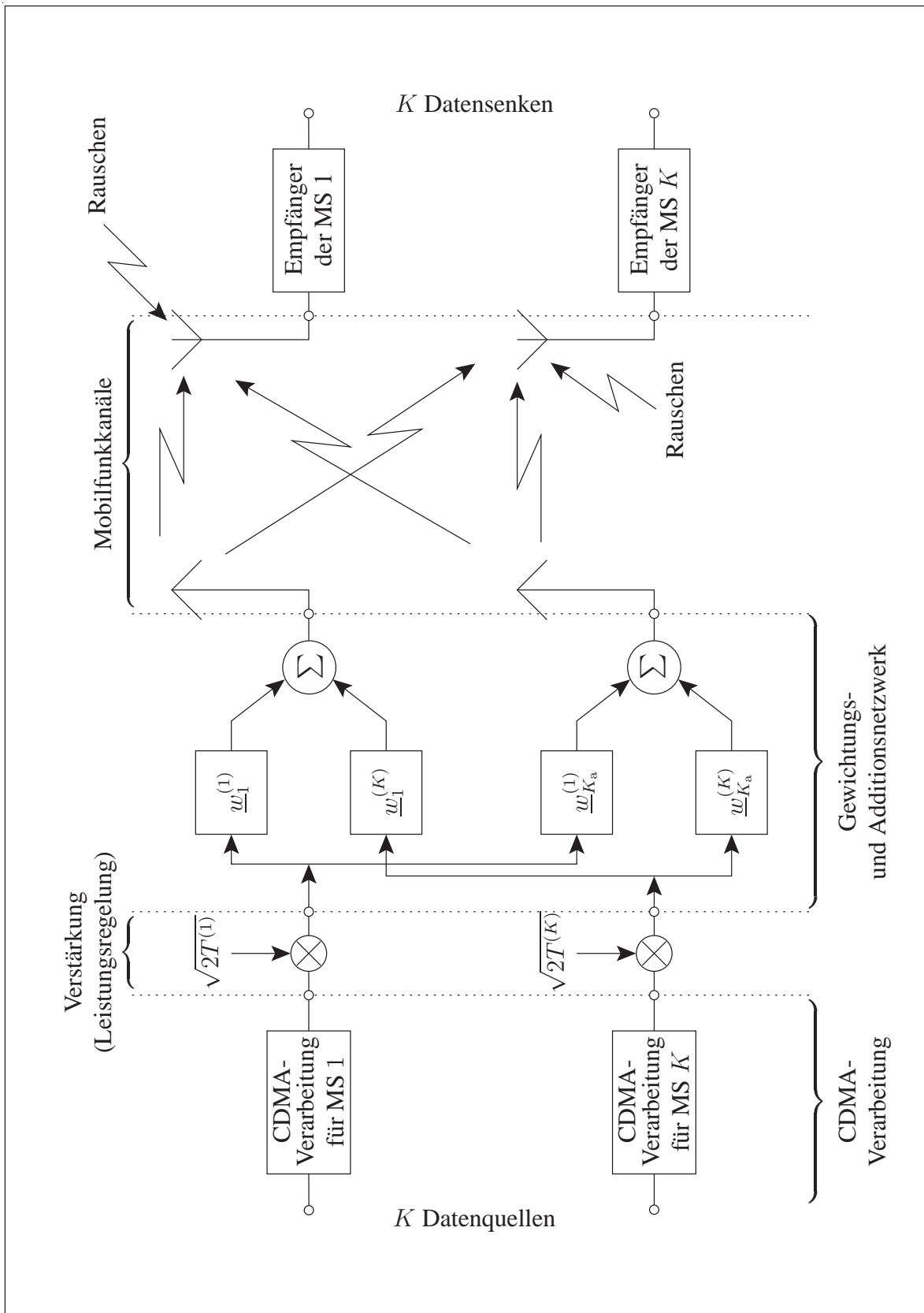


Bild 1.1. Systemmodell der Abwärtsstrecke der betrachteten Mobilfunkzelle mit K_a Antennenelemente an der Basisstation (BS) und K Mobilstationen (MS) im zeitdiskreten äquivalenten Tiefpaßbereich [Kle96, Lu01]

1.3 Ziele der Arbeit

In der vorliegenden Arbeit wird vornehmlich die Abwärtsstrecke einer einzelnen Zelle eines FDD-CDMA-Mobilfunksystems betrachtet. Die Betrachtungen werden im zeitdiskreten äquivalenten Tiefpaßbereich durchgeführt [Kle96]. Dies bedeutet, daß Signale durch komplexe Spaltenvektoren und Faltungsoperationen durch Matrix-Vektor-Produkte repräsentiert werden. Die Struktur der betrachteten Abwärtsstrecken ist in Bild 1.1 schematisch dargestellt. Eine Basisstation (BS) versorgt in einem Teilnehmerfrequenzband zeitgleich K Mobilstationen (MS) $k, k = 1 \dots K$, unter Verwendung von Code-Vielfachzugriff (CDMA). Die BS ist mit einer adaptiven Gruppenantenne mit K_a Antennenelementen ausgestattet. Die K MSen $k, k = 1 \dots K$, haben jeweils lediglich eine Einzelantenne. Der Mobilfunkkanal zwischen den Antennenelementen $k_a, k_a = 1 \dots K_a$, der BS und den Antennen der MSen $k, k = 1 \dots K$, ist durch im allgemeinen frequenzselektive, zeitvariante antennenelement- und MS-spezifische Kanalimpulsantworten charakterisiert. Die an die K MSen $k, k = 1 \dots K$, zu übertragenden Datensymbole werden im Falle von WCDMA zunächst mit MS-spezifischen CDMA-Codes gespreizt und anschließend mit einem Verwürfelungscode verwürfelt [3GP99a]. Spreizung und Verwürfelung werden in der Struktur nach Bild 1.1 durch die Blöcke „CDMA-Verarbeitung“ repräsentiert. Die MS-spezifischen CDMA-Signale werden auf die Sendeleistungen

$$T^{(k)} \in \mathbb{R}_{0+}, \quad k = 1 \dots K, \quad (1.1)$$

verstärkt. Unter der in dieser Arbeit gemachten Voraussetzung, daß die komplexen Signalabstastwerte am Eingang des Verstärkers den Betrag eins haben, bedeutet eine Verstärkung auf die Leistung $T^{(k)}$ eine Multiplikation mit dem Faktor $\sqrt{2T^{(k)}}$, siehe Bild 1.1. Wie in (1.1) durch den Wertebereich berücksichtigt, sind physikalisch sinnvolle Sendeleistungen reell und nicht-negativ. Wird eine Sendeleistung $T^{(k')} = 0, k' \in \{1 \dots K\}$ eingestellt, so bedeutet dies, daß die MS k' von der BS nicht versorgt wird. Die verstärkten CDMA-Signale werden mit MS- und antennenelementspezifischen komplexen Gewichtsfaktoren $w_{k_a}^{(k)}, k = 1 \dots K, k_a = 1 \dots K_a$, gewichtet und zu antennenelementspezifischen totalen Sendesignalen aufaddiert. Die komplexen Faktoren $w_{k_a}^{(k)}$ werden im folgenden auch als Antennengewichte bezeichnet. Es ist sinnvoll und in der Literatur üblich, die Antennengewichte zu den MS-spezifischen Vektoren

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \left(w_1^{(k)} \dots w_{K_a}^{(k)} \right)^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (1.2)$$

zusammenzufassen, die auch als Gewichtsvektoren bezeichnet werden [God97]. Damit trotz Gewichtung mit den Gewichtsvektoren nach (1.2) die für die MSen $k, k = 1 \dots K$, aufgebrauchten Sendeleistungen nach wie vor die vorgegebenen Werte $T^{(k)}, k = 1 \dots K$, annehmen, werden die Gewichtsvektoren gemäß

$$\|\underline{\mathbf{w}}^{(k)}\|_2 = 1, \quad k = 1 \dots K, \quad (1.3)$$

normiert. Die antennenelementspezifischen Sendesignale wandern über die antennenelement- und MS-spezifischen Funkkanäle zu den MSen. Zum Kompensieren der im allgemeinen vorhandenen Frequenzselektivität der Mobilfunkkanäle sind die K MSen jeweils mit einem linearen kanalangepaßten Rake-Empfänger ausgestattet. Die an den Eingängen der K MS-Empfänger k , $k = 1 \dots K$, eintreffenden Signalgemische gehen im allgemeinen nicht nur auf das für die jeweilige MS k abgestrahlte CDMA-Signal, sondern auch auf die für die anderen $K - 1$ MS k' , $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, abgestrahlten CDMA-Signale zurück. Sind die Mobilfunkkanäle frequenzselektiv, so sind die auf die K MS-spezifischen CDMA-Signale zurückgehenden Empfangssignalanteile nicht orthogonal zueinander. Für die MSen k , $k = 1 \dots K$, stellen die auf die Sendesignale k' , $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, zurückgehenden Empfangssignalanteile die Datendetektion störende Vielfachzugriffsinterferenz (engl. Multiple Access Interference, MAI) dar.

Die Leistung der von einer MS k , $k = 1 \dots K$, empfangenen Signalanteile, die auf für sie bestimmte CDMA-Sendesignale zurückgehen, sei $C^{(k)}$. Diese Leistung hängt von den zwischen der BS und der MS k gültigen antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten sowie von der Wahl der Sendeleistung $T^{(k)}$ und des Gewichtsvektors $\underline{w}^{(k)}$ ab. $C^{(k)}$ wird im folgenden als MS-spezifische Nutzleistung bezeichnet. Die Leistung der von einer MS k , $k = 1 \dots K$, empfangenen Signalanteile, die auf für die anderen MSen k' , $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, bestimmten CDMA-Sendesignale zurückgehen, sei $I^{(k)}$. Die Leistung $I^{(k)}$ hängt von den zwischen der BS und der MS k gültigen antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten und von der Wahl der Sendeleistungen $T^{(k')}$ und Gewichtsvektoren $\underline{w}^{(k')}$, $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, ab. $I^{(k)}$ wird im folgenden als MS-spezifische Interferenzleistung bezeichnet.

Zusätzlich zu den auf die totalen antennenelementspezifischen Sendesignale zurückgehenden Signalgemischen empfangen die MSen im allgemeinen additive Rauschanteile, die beispielsweise auf Interzellinterferenz, Intrazellinterferenz aus benachbarten Frequenzbändern, thermisches Rauschen und auf Störungen von außerhalb des Mobilfunksystems zurückgehen [Kle96, Lu01]. Die mittleren Leistungen der an den MSen k , $k = 1 \dots K$, empfangenen additiven Rauschanteile seien $\sigma_n^{(k)^2}$, $k = 1 \dots K$.

Die bei einer gewünschten Übertragungsqualität erzielbaren MS-spezifischen Datenraten hängen im wesentlichen von den Signal-Stör-Verhältnissen an den Eingängen der MS-Empfänger k , $k = 1 \dots K$, ab. In einer isolierten, nicht durch äußere Störungen beeinflussten Mobilfunkzelle, wenn also $\sigma_n^{(k)} = 0$, $k = 1 \dots K$, gilt, sind die Signal-Stör-Verhältnisse an den Eingängen der MS-Empfänger durch die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse (CIR)

$$\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} = \frac{C^{(k)}}{I^{(k)}}, \quad k = 1 \dots K, \quad (1.4)$$

gegeben.

Nun stellt sich zunächst die Frage, wie die Sendeleistungen $T^{(k)}$ und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bei gegebenen MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten zwischen den Antennenelementen k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, der BS und den MSen k , $k = 1 \dots K$, zu wählen sind, damit alle Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, möglichst hohe Werte annehmen. Wenn die Mobilfunkkanäle als lineare Übertragungssysteme modelliert werden können, und das wird in der vorliegenden Arbeit angenommen, sind die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.4) unabhängig von der seitens der BS aufgebrauchten Summensendeleistung

$$T_{\Sigma} = \sum_{k=1}^K T^{(k)}. \quad (1.5)$$

Bei fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ nach (1.2) hängen die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.4) lediglich von der Verteilung

$$T_{\text{rel}}^{(k)} = T^{(k)} / T_{\Sigma}, \quad k = 1 \dots K, \quad (1.6)$$

der Summensendeleistung T_{Σ} auf die MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ab. Dies wird im folgenden erläutert. Seien $C_{\text{rel}}^{(k)}$ und $I_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die Nutz- bzw. Interferenzleistungen, die bei fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)} = T_{\text{rel}}^{(k)} T_{\Sigma}$, $k = 1 \dots K$, resultieren. Sind wie vorausgesetzt alle Mobilfunkkanäle linear, so ergeben sich die Nutz- und Interferenzleistungen bei Einstellen der Sendeleistungen $T^{(k)} = T_{\text{rel}}^{(k)} T_{\Sigma}$, $k = 1 \dots K$, $T_{\Sigma} > 0$, zu $C^{(k)} = C_{\text{rel}}^{(k)} T_{\Sigma}$ und $I^{(k)} = I_{\text{rel}}^{(k)} T_{\Sigma}$. Beim Bilden der Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.4) kann die Summensendeleistung T_{Σ} somit aus Zähler und Nenner gekürzt werden.

In einer nicht isolierten, äußeren Störungen ausgesetzten Mobilfunkzelle gilt im allgemeinen $\sigma_n^{(k)} > 0$, $k = 1 \dots K$. Dann sind die Signal-Stör-Verhältnisse an den Eingängen der MS-Empfänger durch die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse (CINR)

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \frac{C^{(k)}}{I^{(k)} + \sigma_n^{(k)2}}, \quad k = 1 \dots K, \quad (1.7)$$

bestimmt.

Auch beim Betrachten der von außen gestörten Mobilfunkzelle stellt sich die Frage, wie die Sendeleistungen $T^{(k)}$ und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, unter Berücksichtigung der MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten zwischen den Antennenelementen k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, der BS und den MS k , $k = 1 \dots K$, und unter Berücksichtigung der MS-spezifischen additiven Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu wählen sind, so daß die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.7) möglichst groß werden. Im Unterschied zur Situation bei der isolierten Mobilfunkzelle ist bei der

gestörten Mobilfunkzelle die aufgebrauchte Summensendeleistung T_Σ nach (1.5) entscheidend. Wegen der additiven Rauschleistungen hängen die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.7) bei fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.2) nicht nur von den relativen Sendeleistungen $T_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.6), sondern auch von der Summensendeleistung T_Σ ab. Dies wird deutlich, wenn man die Nutz- und Interferenzleistungen in (1.7) durch $C^{(k)} = C_{\text{rel}}^{(k)} T_\Sigma$ bzw. $I^{(k)} = I_{\text{rel}}^{(k)} T_\Sigma$ substituiert. Dann resultiert für die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse nach (1.7)

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \frac{C_{\text{rel}}^{(k)}}{I_{\text{rel}}^{(k)} + \sigma_n^{(k)2} / T_\Sigma}, \quad k = 1 \dots K. \quad (1.8)$$

Gemäß (1.8) werden die additiven Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)2}$, $k = 1 \dots K$, mit wachsender Summensendeleistung T_Σ nach (1.5) immer stärker unterdrückt. Hohe Summensendeleistungen T_Σ sind allerdings aus folgenden Gründen nicht erwünscht:

- Der Leistungsbereich realer BSen ist in der Regel aus technischen und gesetzlichen Gründen nach oben durch eine maximal erlaubte Summensendeleistung $T_{\Sigma, \text{max}}$ beschränkt.
- Hohe Summensendeleistungen verursachen hohe Kosten für die Betreiber.
- Die in benachbarten Mobilfunkzellen verursachte Interferenz steigt mit der aufgewendeten Summensendeleistung T_Σ .

Die Begrenzung der Summensendeleistung T_Σ auf $T_{\Sigma, \text{max}}$ ist demnach eine nicht zu vernachlässigende Nebenbedingung. Für die gestörte Mobilfunkzelle ergeben sich daher die beiden folgenden Fragestellungen: Wie sind die Sendeleistungen $T^{(k)}$ und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, unter Berücksichtigung der MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten zwischen den Antennenelementen k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, der BS und den MSen k , $k = 1 \dots K$, und unter Berücksichtigung der MS-spezifischen additiven Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu wählen, so daß

- bei einer vorgegebenen Summensendeleistung T_Σ die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.7) möglichst groß werden?
- zum Erzielen vorgegebener Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, eine möglichst geringe Summensendeleistung T_Σ aufgebracht werden muß?

Bisher wurde im vorliegenden Abschnitt 1.3 immer davon gesprochen, daß die Sendeleistungen $T^{(k)}$ nach (1.1) und Gewichtsvektoren $\underline{w}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.2) unter Berücksichtigung der in der Abwärtsstrecke wirksamen Mobilfunkkanäle gewählt werden müssen. Das impliziert, daß die aktuellen Kanalimpulsantworten der Abwärtsstrecke an der BS im Idealfall perfekt bekannt sind, denn dort werden die Sendeleistungen nach (1.1) und Gewichtsvektoren nach (1.2) ja eingestellt. In TDD-Systemen findet die Datenübertragung in Auf- und Abwärtsstrecke einer Verbindung im selben Teilnehmerfrequenzband statt. Die Mobilfunkkanäle von Auf- und Abwärtsstrecke in TDD-Systemen sind reziprok [BBS97]. Bei nicht zu großer Zeitvarianz der Mobilfunkkanäle gelten die Schätzungen der Kanalimpulsantworten der Aufwärtsstrecke auch für die Kanalimpulsantworten der Abwärtsstrecke. In FDD-Systemen, bei denen die Kanäle von Auf- und Abwärtsstrecke systembedingt unterschiedlichen Frequenzbändern liegen, können die in der Abwärtsstrecke gültigen Impulsantworten der Mobilfunkkanäle nicht oder allenfalls approximativ aus den Schätzungen der in der Aufwärtsstrecke gültigen Impulsantworten der Mobilfunkkanäle einer Verbindung ermittelt werden. Dies stellt einen entscheidenden Nachteil des in der vorliegenden Arbeit betrachteten FDD-Mobilfunksystems dar. Beim Realisieren von FDD-Systemen gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten, um an den BSen ein gewisses Maß an Kenntnis über die Impulsantworten der Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke verfügbar zu machen:

- Ausnutzen der an den BSen ermittelbaren räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle der Aufwärtsstrecke. Dies ist nur dann sinnvoll, wenn Richtungsreziprozität [LR99] zwischen Auf- und Abwärtsstrecke vorausgesetzt werden kann, das heißt, wenn die relevanten Einfallrichtungen der Aufwärtsstrecke mit den relevanten Abstrahlungsrichtungen der Abwärtsstrecke übereinstimmen.
- Signalisieren an den MSen gewonnener Kanalzustandsinformation über einen Rückkanal an die versorgende BS. Die rücksignalisierte Kanalzustandsinformation kann beispielsweise die zeitlich gemittelten räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstreckenkanäle enthalten [Bru00].

Es stellt sich die Frage, wie günstige Einstellungen der Sendeleistungen $T^{(k)}$ nach (1.1) und Gewichtsvektoren $\underline{w}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.2) zu ermitteln sind, wenn an der BS Information vorliegt über

- die aktuellen Kanalimpulsantworten der Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke.
- die zeitlich gemittelten räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke.

- die zeitlich gemittelten räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle der Aufwärtsstrecke.

Das Signalisieren von Kanalzustandsinformation von MSen zu BSen erfordert den Einsatz von Übertragungskapazität und kann einen Engpaß darstellen. Generell erlaubt jede Verbindung nur eine bestimmte Datenrate für eine solche Signalisierung, so daß es bei zeitvarianten Mobilfunkkanäle im allgemeinen nicht möglich ist, die aktuellen Kanalimpulsantworten hinreichend genau und mit hinreichend geringer Anwendungslatenz von einer MS zur versorgenden BS zu übertragen. Die zeitlich gemittelten räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke ändern sich im allgemeinen wesentlich langsamer als die Kanalimpulsantworten. Daher werden als rückzusignalisierende Information häufig die räumlichen Korrelationsmatrizen ausgewählt, wie zuvor bereits erwähnt wurde [Bru00]. Es stellt sich die Frage, wie aufwandsgünstige Signalisierungskonzepte zu gestalten sind, die - bei gegebener Datenrate - die resultierenden Signalisierungsfehler minimieren und die es erlauben, aktuelle Kanalzustandsinformation an den BSen verfügbar zu machen.

Nach den im bisherigen Verlauf des vorliegenden Abschnitts aufgezeigten Fragestellungen werden als Hauptanliegen der vorliegenden Arbeit folgende Ziele definiert:

1. Beschreiben der Eigenschaften räumlicher Mobilfunkkanäle sowie die Darstellung räumlicher Kanalimpulsantworten im äquivalenten Tiefpaßbereich.
2. Erarbeiten von Algorithmen zum Einstellen von Sendeleistungen $T^{(k)}$ und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ an den Eingängen der MS-Empfänger k , $k = 1 \dots K$, maximieren. Hierbei sollen die zu erarbeitenden Algorithmen auf perfekte Kenntnis der aktuellen Kanalimpulsantworten der Abwärtsstrecke zurückgreifen.
3. Modifizieren der gemäß Punkt 2 zu entwickelnden Algorithmen dahingehend, daß sie basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke betrieben werden können.
4. Modifizieren und Erweitern der gemäß Punkt 2 zu entwickelnden Algorithmen, so daß sie basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke betrieben werden können.
5. Entwickeln räumlicher Kanalmodelle zur Simulation der gemäß den Punkten 2 bis 4 zu entwickelnden Algorithmen.
6. Anwenden der gemäß den Punkten 2 bis 4 zu entwickelnden Algorithmen in Simulationen.

7. Vergleichen der aus den Arbeiten gemäß Punkt 6 resultierenden Simulationsergebnisse und eine aus diesem Vergleich folgende Bewertung.
8. Simulatives Untersuchen des Einflusses MS-spezifischer Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)2}$, $k = 1 \dots K$, auf die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in Mobilfunkzellen, in denen die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, mit den gemäß Punkt 2 zu erarbeitenden Algorithmen zuvor maximiert wurden.
9. Erarbeiten von Algorithmen zum Einstellen von Sendeleistungen $T^{(k)}$ und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die bei einer vorgegebenen Summensendeleistung T_Σ die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.7) maximieren.
10. Erarbeiten von Algorithmen zum Einstellen von Sendeleistungen $T^{(k)}$ und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, derart, daß vorgegebene Soll-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, erzielt werden und gleichzeitig die Summensendeleistung T_Σ minimal wird.
11. Simulieren, Vergleichen und Bewerten der gemäß der Punkte 9 und 10 zu erarbeitenden Algorithmen unter Einsatz der gemäß Punkt 5 zu entwickelnden Kanalmodelle.
12. Erarbeiten einer Technik zum effizienten Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation.
13. Abschätzen der zu erwartenden Rücksignalisierungsfehler beim Einsatz der gemäß Punkt 12 zu entwickelnden Technik. Eine auf diese Fehlerabschätzung aufbauende Bewertung der Technik.
14. Abschließendes Bewerten der in der Arbeit untersuchten Algorithmen und Rücksignalisierungstechniken.

1.4 Inhalt der Arbeit

Der Inhalt der Arbeit orientiert sich an den in Abschnitt 1.3 formulierten Zielen.

Thema des Kapitels 2 ist das Beschreiben und Modellieren direktonaler und räumlicher Kanalimpulsantworten. Das Beschreiben richtungsselektiver Mobilfunkkanäle erfolgt im äquivalenten Tiefpaßbereich. Anschließend wird die Topologie von Gruppenantennen eingeführt. Es folgt das Einführen von Steuervektoren, anhand derer die Richtungsselektivität der Mobilfunkkanäle beschrieben werden kann. Basierend auf den Steuervektoren werden räumliche Mobilfunkkanäle beim Einsatz adaptiver Gruppenantennen im Zusammenspiel mit richtungsselektiven Mobilfunkkanälen beschrieben.

Die Kapitel 3 bis 5 sind dem Einstellen von Gewichtsvektoren und Sendeleistungen in isolierten Mobilfunkzellen gewidmet. In isolierten Mobilfunkzellen besteht das Kriterium für die Wahl von Gewichtsvektoren und Sendeleistungen darin, durch günstiges Einstellen dieser Größen an den Eingängen der MS-Empfänger möglichst hohe Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse zu erzielen. Algorithmen zum Einstellen von Sendeleistungen und Gewichtsvektoren werden im folgenden als Leistungsregelungsalgorithmen bzw. Strahlformungsalgorithmen bezeichnet. In den Kapiteln 3 bis 5 werden mehrere Algorithmen sowohl zur Strahlformung als auch zur Leistungsregelung sowie deren Kombination erarbeitet und untersucht. Hierbei werden in den Kapiteln 3, 4 und 5 als Wissensbasis für die Algorithmen zur Strahlformung und Leistungsregelung unterschiedliche Grade an Kenntnis der Kanalzustandsinformation vorausgesetzt. Der verfügbare Kenntnisgrad über die Kanalzustandsinformation hat entscheidenden Einfluß sowohl auf die Wahl der Algorithmen als auch auf deren Leistungsfähigkeit.

In Kapitel 3 wird vorausgesetzt, daß an der BS die aktuellen Kanalimpulsantworten der Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke bekannt sind.

In Kapitel 4 wird zum Anwenden der Algorithmen zur Strahlformung und Leistungsregelung Kenntnis der zeitlich gemittelten räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke vorausgesetzt.

In Kapitel 5 wird angenommen, daß als Wissensbasis für die Algorithmen zur Strahlformung und Leistungsregelung lediglich die zeitlich gemittelten räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle der Aufwärtsstrecke verfügbar sind.

Durch den Grad der Kanalkennntnis an der BS bestimmte Unterschiede hinsichtlich der Leistungsfähigkeit der Algorithmen werden herausgearbeitet und simulativ bewertet.

Der Inhalt der Kapitel 6 bis 8 ist dem Einstellen von Gewichtsvektoren und Sendeleistungen in gestörten Mobilfunkzellen gewidmet.

In Kapitel 6 wird das Verhalten der Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse an den Eingängen der MS-Empfänger untersucht, wenn die in den Kapiteln 3 bis 5 erarbeiteten Algorithmen zum Strahlformen und Leistungsregeln in ungestörten Mobilfunkzellen eingesetzt werden, an den MS-Empfängern jedoch auch additives Rauschen anliegt.

In Kapitel 7 werden Algorithmen zum Einstellen von Sendeleistungen und Gewichtsvektoren in gestörten Mobilfunkzellen erarbeitet und getestet. Wichtige Aspekte sind hierbei die Realisierbarkeit geforderter Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse, das Maximieren von Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen und das Minimieren von Sendeleistungen.

In Kapitel 8 werden die in Kapitel 7 erarbeiteten Algorithmen durch optimale iterative Verfahren ergänzt.

Zu den in den Kapiteln 7 und 8 theoretisch erörterten Algorithmen werden Simulationen durchgeführt. Die nach Anwenden der unterschiedlichen Algorithmen erzielten Statistiken der Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse werden untereinander verglichen. Auf diese Weise werden Unterschiede in der Leistungsfähigkeit der einzelnen Algorithmen hervorgehoben.

Kapitel 9 gilt dem Erarbeiten und der Diskussion aufwandsgünstiger Techniken zum Signalisieren an den MSen gewonnener Kanalzustandsinformation über Rückkanäle zur versorgenden BS. Zunächst wird herausgearbeitet, wie die Kanalzustandsinformation in langsam und schnell mit der Zeit variierende Anteile aufgespalten werden kann. Es wird gezeigt, wie der langsam zeitvariante Anteil der Kanalzustandsinformation durch die räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle beschrieben wird. Das Vorverarbeiten und Rücksignalisieren der räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle wird diskutiert. Es wird eine zusätzliche Größe eingeführt, die - unter Ausnutzen der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle - eine besonders komprimierte Darstellung des schnell zeitveränderlichen Anteils der Kanalzustandsinformation erlaubt. Es wird gezeigt, wie das erarbeitete Verfahren die sich bei einer gegebenen Datenrate resultierenden Signalisierungs- und Rekonstruktionsfehler minimiert. Die Leistungsfähigkeit des erarbeiteten Verfahrens wird durch die graphische Aufbereitung von Simulationsergebnissen veranschaulicht.

Kapitel 10 enthält Zusammenfassungen der vorliegenden Arbeit in deutscher und englischer Sprache.

Kapitel 2

Direktionale Mobilfunkkanäle und Kanalmodelle

2.1 Vorbemerkung

Um eine Grundlage für die Ausführungen in den nachfolgenden Kapiteln 3 bis 9 zu schaffen, ist das Ziel des vorliegenden Kapitels 2 das Beschreiben und Modellieren räumlicher Mobilfunkkanäle. Um Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse sowie Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse darzustellen und um Algorithmen zum Einstellen von Sendeleistungen und Gewichtsvektoren anwenden zu können, müssen zunächst die MS- und antennenelementspezifischen Mobilfunkkanäle zwischen den K_a Sendeantennenelementen der BS und den Empfangsantennen der K MSen mathematisch beschrieben werden. Um Algorithmen zum Einstellen von Sendeleistungen und Gewichtsvektoren zu testen, und um die Leistungsfähigkeit verschiedener Algorithmen untereinander vergleichen zu können, müssen Simulationen durchgeführt werden. Zum Durchführen solcher Simulationen werden realitätsnahe Modelle räumlicher Mobilfunkkanäle benötigt.

Beim Übertragen von Funksignalen von einer BS zu einer MS gelangen die von der Sendeantenne der BS abgestrahlten Funkwellen im allgemeinen über verschiedene Pfade zur Empfangsantenne der MS. Dieses Phänomen wird als Mehrwegeausbreitung bezeichnet [Pro95]. Die einzelnen Pfade sind durch pfadspezifische Signallaufzeiten, Abstrahlungsrichtungen an der BS, Einfallrichtungen an der MS, Dämpfungen und komplexe Argumente charakterisiert. Die Mehrwegeausbreitung führt dazu, daß der Empfänger mehrere verschieden zeitverzögerte und gedämpfte Versionen des Sendesignals empfängt. Da Mobilfunkkanäle bei den üblichen Feldstärken noch in sehr guter Näherung als linear angesehen werden können, ist es möglich und sinnvoll, sie durch zwischen den K_a Sendeantennenelementen k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, der BS und den Empfangsantennen der K MSen k , $k = 1 \dots K$, geltenden Kanalimpulsantworten zu beschreiben.

In Abschnitt 2.2 werden zunächst Kanalimpulsantworten für den Fall des Verwendens von Einzelantennen an Basis- und MS eingeführt. Dabei werden Mobilfunkkanäle mit Mehrwegeausbreitung durch ein einfaches Modell beschrieben. Basierend auf dem in Abschnitt 2.2 erarbeiteten Modell der Mehrwegeausbreitung werden in Abschnitt 2.3 antennenelementspezifische Kanalimpulsantworten für den Fall des Verwendens einer Gruppenantenne mit K_a Antennenelementen an der BS behandelt. In Abschnitt 2.4 wird die Notation verschiedener Matrizen und Vektoren definiert, anhand derer die MS-spezifischen räumlichen Kanalimpulsantworten in den nachfolgenden Kapiteln der vorliegenden Arbeit beschrieben werden.

Im Gegensatz zu den Kanälen vieler anderer in der Nachrichtentechnik behandelte Übertragungssysteme sind Mobilfunkkanäle im allgemeinen zeitvariant. Wenn sich eine MS oder ein Reflektor bewegt, so ändern sich die Pfade, auf denen sich die Funkwellen ausbreiten. Die Längen der Pfade ändern sich, die Einfallswinkel und die Ausfallswinkel der Funkwellen an den Antennen ändern sich, und es können Pfade hinzukommen oder verschwinden. Die daraus resultierende zeitliche Änderung des Funkfeldgewinns wird als Schwund (engl. Fading) bezeichnet. In Abschnitt 2.5 werden typische Erscheinungen zeitvarianten Verhaltens von Mobilfunkkanälen diskutiert. Es wird erörtert, wie das in den Abschnitten 2.2 bis 2.4 verwendete direktionale Kanalmodell durch stochastisches Modellieren der Zeitvarianz zu erweitern ist. In Abschnitt 2.7 werden in Anlehnung an die Ausführungen in den Abschnitten 2.2 bis 2.5 zwei Kanalmodelle eingeführt, die den in den nachfolgenden Kapiteln der vorliegenden Arbeit vorgestellten Simulationsergebnissen zugrunde liegen.

2.2 Mobilfunkkanäle zwischen Einzelantennen an Basis- und Mobilstation

Zunächst werde der Mobilfunkkanal zwischen einer einzelnen Sendeantenne an einer BS und einer einzelnen Empfangsantenne an einer MS betrachtet. Die Sendeantenne der BS und die Empfangsantenne der MS sollen omnidirektionale Charakteristiken haben. Die BS befinde sich im Ursprung eines ebenen kartesischen Koordinatensystems. Die MS befinde sich an einem beliebigen Punkt des Koordinatensystems. Zunächst werde angenommen, die MS bewege sich nicht, d.h. der Mobilfunkkanal sei zeitinvariant.

Die zwischen der Sendeantenne der BS und der Empfangsantenne der MS geltende verzögerungskontinuierliche Kanalimpulsantwort werde im äquivalenten Tiefpaßbereich durch die komplexe Funktion $\underline{h}(\tau)$ beschrieben. Bei der in Abschnitt 2.1 bereits angesprochenen Mehrwegeausbreitung gelangen die von der Sendeantenne der BS abgestrahlten Funkwellen im allgemeinen über verschiedene Pfade zu der Empfangsantenne der MS. Wegen der in Abschnitt 2.1 bereits angesprochenen Mehrwegeausbreitung und der begrenzten Übertragungsbandbreite hat die verzögerungskontinuierliche Kanalimpulsantwort $\underline{h}(\tau)$ eine nicht verschwindende Ausdehnung entlang der τ -Achse. Durch Abtasten von $\underline{h}(\tau)$ im Chiptakt T_c [3GP99a] ergeben sich $W \geq 1$ relevante Kanalimpulsantwortkoeffizienten

$$\underline{h}_w = \underline{h}((w-1)T_c), \quad w = 1 \dots W. \quad (2.1)$$

Bei Mehrwegeausbreitung ist im allgemeinen $W > 1$. W wird als diskrete Kanallänge bezeichnet. Der Index w , $w = 1 \dots W$, in (2.1) wird als diskrete Verzögerung bezeichnet. Die W Kanalimpulsantwortkoeffizienten \underline{h}_w aus (2.1) bilden den Kanalimpulsantwortvektor

$$\underline{\mathbf{h}} = (\underline{h}_1 \dots \underline{h}_W)^T. \quad (2.2)$$

Die Funkwellenausbreitung von der Sendeantenne der BS zu der Empfangsantenne der MS führe nun über eine Anzahl K_d diskreter Abstrahlungsrichtungen k_d , $k_d = 1 \dots K_d$, zu der MS. Die einzelnen Abstrahlungsrichtungen seien hierbei durch im allgemeinen unterschiedliche

- Abstrahlungswinkel $\phi^{(k_d)} \in [0; 2\pi[$, $k_d = 1 \dots K_d$,
- und richtungsspezifische Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{\mathbf{h}}_d^{(k_d)} \in \mathbb{C}^W$, $k_d = 1 \dots K_d$,

[JBM01b] gekennzeichnet. Ähnlich wie $\underline{\mathbf{h}}$ nach (2.2) bestehen die K_d richtungsspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{\mathbf{h}}_d^{(k_d)}$ aus W richtungsspezifischen Kanalimpulsantwortkoeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k_d)}$, $k_d = 1 \dots K_d$:

$$\underline{\mathbf{h}}_d^{(k_d)} = \left(\underline{h}_{d,1}^{(k_d)} \dots \underline{h}_{d,W}^{(k_d)} \right)^T, \quad k_d = 1 \dots K_d. \quad (2.3)$$

Die Kanalimpulsantwortkoeffizienten \underline{h}_w , $w = 1 \dots W$, nach (2.1) ergeben sich mit den Elementen $\underline{h}_{d,w}^{(k_d)}$, $w = 1 \dots W$, der richtungsspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{\mathbf{h}}_d^{(k_d)}$ aus (2.3) gemäß

$$\underline{h}_w = \sum_{k_d=1}^{K_d} \underline{h}_{d,w}^{(k_d)}, \quad w = 1 \dots W. \quad (2.4)$$

Der Kanalimpulsantwortvektor $\underline{\mathbf{h}}$ nach (2.2) kann auch direkt durch die richtungsspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{\mathbf{h}}_d^{(k_d)}$, $k_d = 1 \dots K_d$, nach (2.3) dargestellt werden:

$$\underline{\mathbf{h}} = \sum_{k_d=1}^{K_d} \underline{\mathbf{h}}_d^{(k_d)}. \quad (2.5)$$

Die richtungsspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{\mathbf{h}}_d^{(k_d)}$, $k_d = 1 \dots K_d$, nach (2.3) bilden die direktionale Kanalmatrix

$$\underline{\mathbf{H}}_d = \left(\underline{\mathbf{h}}_d^{(1)} \dots \underline{\mathbf{h}}_d^{(K_d)} \right) \in \mathbb{C}^{W \times K_d}. \quad (2.6)$$

Für den Rang von $\underline{\mathbf{H}}_d$ nach (2.6) gilt

$$\text{rang}(\underline{\mathbf{H}}_d) \leq \min(W, K_d). \quad (2.7)$$

Gemäß (2.4) wirken sich bei Verwenden einer omnidirektionalen Einzelantenne die Abstrahlungswinkel $\phi^{(k_d)}$ der K_d diskreten Abstrahlungsrichtungen nicht auf die resultierenden Kanalimpulsantwortkoeffizienten \underline{h}_w nach (2.4) aus. Dagegen sind bei Verwenden einer Gruppenantenne an der BS die Abstrahlungswinkel $\phi^{(k_d)}$, $k_d = 1 \dots K_d$, der K_d diskreten Abstrahlungsrichtungen im Zusammenspiel mit der Topologie der Gruppenantenne ausschlaggebend für die sich ergebenden, im nachfolgenden Abschnitt 2.3 betrachteten antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten.

2.3 Darstellen antennenelementspezifischer Kanalimpulsantworten

Es werde nun wieder die in Abschnitt 2.2 beschriebene Anordnung mit einer einzigen BS betrachtet. Im Unterschied zu den Betrachtungen in Abschnitt 2.2 habe die BS nun allerdings eine Gruppenantenne mit K_a omnidirektionalen Antennenelementen. Die folgenden Erörterungen werden durch Bild 2.1 veranschaulicht. Die K_a Antennenelemente k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, der BS befinden sich an Koordinaten im Umfeld des Ursprungs. Der Ursprung und die horizontale Achse des Koordinatensystems werden im folgenden als Referenzpunkt (RP) bzw. Referenzlinie (RL) bezeichnet. Die Abstände zwischen RP und den Antennenelementen k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, seien l_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$. Die gegen den Uhrzeigersinn von RL aus gezählten, von RL und den Verbindungslinien zwischen RP und den Positionen der Antennenelemente k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, eingeschlossenen Winkel seien α_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$. Die Koordinaten der Antennenelemente werden demnach durch Ortsvektoren $\mathbf{r}^{(k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, beschrieben, für die sich mit den Winkeln α_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, und den Abständen l_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, die komponentenweise Darstellung

$$\mathbf{r}^{(k_a)} = l_{k_a} (\cos(\alpha_{k_a}), \sin(\alpha_{k_a}))^T, k_a = 1 \dots K_a, \quad (2.8)$$

ergibt.

Von einer omnidirektionalen Antenne am RP werde eine Welle der Freiraumwellenlänge λ_0 abgestrahlt, die sich in der Ebene ausbreite. Mit λ_0 ergibt sich an einem Punkt mit dem

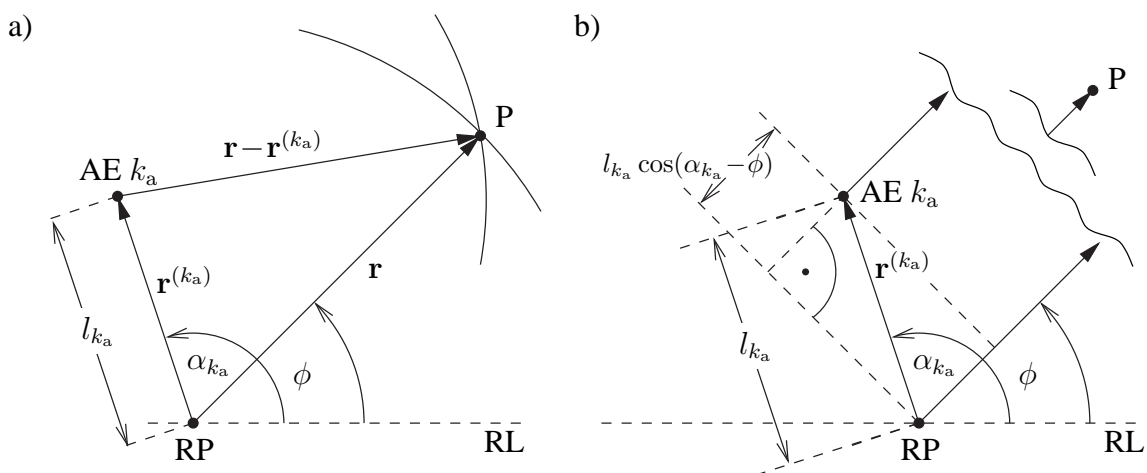


Bild 2.1. Geometrie der Anordnung des Referenzpunkts (RP), eines Antennenelements (AE) k_a und eines Punktes (P) in einem ebenen kartesischen Koordinatensystem; a) Allgemeiner Fall; b) Für einen Punkt P mit Abstand $r \gg l_{k_a}$ von RP

Ortsvektor

$$\mathbf{r} = r(\cos(\phi), \sin(\phi))^T, \quad (2.9)$$

siehe Bild 2.1a, das Argument der komplexen Amplitude der Welle zu

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{r}) &= -(2\pi/\lambda_0) \|\mathbf{r}\|_2 \\ &= -2\pi r/\lambda_0, \end{aligned} \quad (2.10)$$

wobei vorausgesetzt ist, daß das Argument für r gleich null ebenfalls null ist. Nun werde von einem der omnidirektionalen Antennenelemente k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, das also am Punkt mit dem Ortsvektor $\mathbf{r}^{(k_a)}$ nach (2.8) ist, ebenfalls eine Welle der Freiraumwellenlänge λ_0 abgestrahlt. Für das Argument der komplexen Amplitude dieser Welle am Punkt mit dem Ortsvektor \mathbf{r} ergibt sich mit (2.8) und (2.9)

$$\begin{aligned} \xi_{k_a}(\mathbf{r}) &= -(2\pi/\lambda_0) \|\mathbf{r} - \mathbf{r}^{(k_a)}\|_2 \\ &= -2\pi \sqrt{r^2 + l_{k_a}^2 - 2rl_{k_a} \cos(\alpha_{k_a} - \phi)} / \lambda_0. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Im Punkt \mathbf{r} eilt die Phase der vom Antennenelement k_a abgestrahlten Welle der Phase der in RP abgestrahlten Welle um

$$\begin{aligned} \Delta\xi_{k_a}(\mathbf{r}) &= \xi_{k_a}(\mathbf{r}) - \xi(\mathbf{r}) \\ &= 2\pi \left(r - \sqrt{r^2 + l_{k_a}^2 - 2rl_{k_a} \cos(\alpha_{k_a} - \phi)} \right) / \lambda_0 \end{aligned} \quad (2.12)$$

vor. Substituieren von

$$l_{k_a}^2 = l_{k_a}^2 \cos^2(\alpha_{k_a} - \phi) + l_{k_a}^2 \sin^2(\alpha_{k_a} - \phi) \quad (2.13)$$

in (2.12) ergibt für die Phasenvoreilung

$$\Delta\xi_{k_a}(\mathbf{r}) = 2\pi/\lambda_0 \left(r - \sqrt{(r - l_{k_a} \cos(\alpha_{k_a} - \phi))^2 + l_{k_a}^2 \sin^2(\alpha_{k_a} - \phi)} \right). \quad (2.14)$$

Aus (2.14) folgt, daß die Phasenvoreilung für Punkte mit Abständen $r \gg l_{k_a}$ von RP näherungsweise

$$\begin{aligned} \Delta\xi_{k_a}(\mathbf{r}) &\approx l_{k_a} (2\pi/\lambda_0) \cos(\alpha_{k_a} - \phi) \\ &= \Delta\psi_{k_a}(\phi) \end{aligned} \quad (2.15)$$

wird. (2.15) besagt, daß an Punkten in hinreichend großem Abstand $r \gg l_{k_a}$ von RP die Phasenvoreilung $\Delta\xi_{k_a}(\mathbf{r})$ näherungsweise durch eine Funktion $\Delta\psi_{k_a}(\phi)$ des Abstrahlungswinkels ϕ beschrieben werden kann. Damit ist die Phasenvoreilung für große Abstände $r \gg l_{k_a}$ von RP näherungsweise unabhängig von r .

Der Phasenvoreilung $\Delta\psi_{k_a}(\phi)$ entspricht der komplexe Drehfaktor

$$\begin{aligned} \underline{a}_{k_a}(\phi) &= \exp[j\Delta\psi_{k_a}(\phi)], \\ &= \exp[jl_{k_a}(2\pi/\lambda_0)\cos(\alpha_{k_a} - \phi)], \quad k_a = 1 \dots K_a. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Die Drehfaktoren $\underline{a}_{k_a}(\phi)$ nach (2.16) werden als Steuerfaktoren bezeichnet. Die Steuerfaktoren $\underline{a}_{k_a}(\phi)$, $k_a = 1 \dots K_a$, werden zu einem Vektor

$$\underline{\mathbf{a}}(\phi) \triangleq (\underline{a}_1(\phi) \dots \underline{a}_{K_a}(\phi))^T \quad (2.17)$$

zusammengefaßt, der als Steuervektor bezeichnet wird.

Bei Freiraumausbreitung hat die von der Antenne am RP ausgesandten Welle am Punkt mit dem Ortsvektor \mathbf{r} den Amplitudenbetrag

$$A(\mathbf{r}) = \|\mathbf{r}\|_2^{-1} = 1/r. \quad (2.18)$$

Die vom Antennenelement k_a abgestrahlte Welle hat am Punkt mit dem Ortsvektor \mathbf{r} den Betrag

$$\begin{aligned} A_{k_a}(\mathbf{r}) &= \|\mathbf{r} - \mathbf{r}^{(k_a)}\|^{-1} \\ &= 1/r \left(1 + l_{k_a}^2/r^2 - 2(l_{k_a}/r)\cos(\alpha_{k_a} - \phi)\right)^{-1/2}. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Gemäß (2.19) gilt für Abstände r vom RP mit $r \gg l_{k_a}$ näherungsweise

$$\begin{aligned} A_{k_a}(\mathbf{r}) &\approx 1/r \\ &= A(\mathbf{r}). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Nun befinde sich an einem Punkt mit dem Ortsvektor $\mathbf{r} = r(\cos(\phi), \sin(\phi))^T$ ein Hindernis, an dem die unter dem Winkel ϕ einfallende Welle gestreut, reflektiert oder gebeugt werde, siehe Bild 2.2. Dieses Hindernis wird im folgenden als Streupunkt (SP) bezeichnet. In dem Szenario sei eine mit einer einzigen Empfangsantenne ausgestattete MS. Der komplexe Gewinn an SP einer unter dem Winkel $\phi + \pi$ einfallenden, durch SP gestreuten Welle zur Empfangsantenne der MS sei \underline{b} . Der komplexe Gewinn \underline{b} schließe Phasendrehungen und Dämpfungen des Streuprozesses und den Ausbreitungspfad vom SP zu der MS mit ein. Die auf die von der omnidirektionalen Sendeantenne am RP ausgesandte Welle zurückgehende komplexe Amplitude an der Empfangsantenne der MS ergibt sich somit zu

$$\underline{b}_{\text{RP}} = \underline{b}A(\mathbf{r}) \exp[j\xi(\mathbf{r})]. \quad (2.21)$$

Unter Berücksichtigung der bei $r \gg l_{k_a}$ erlaubten Näherungen (2.15) und (2.20) wird die auf die von Antennenelement k_a ausgesandte Welle zurückgehende komplexe Amplitude an

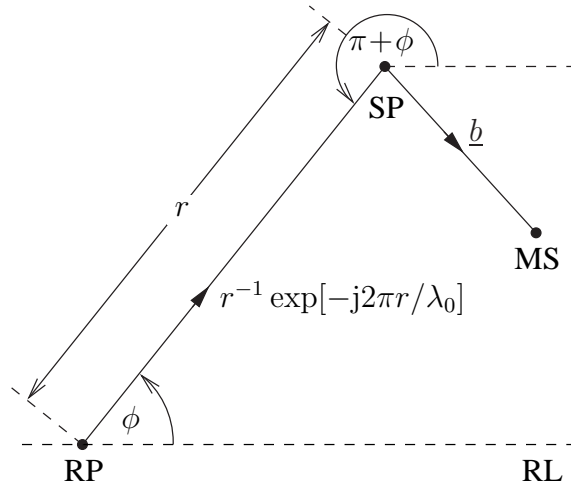


Bild 2.2. Zustandekommen der komplexen Amplitude an der Empfangsantenne der MS bei einer von einer omnidirektionalen Antenne am RP abgestrahlten Welle der Wellenlänge λ_0

der Empfangsantenne der MS mit dem Steuerfaktor $\underline{a}_{k_a}(\phi)$ nach (2.16)

$$\begin{aligned}
 \underline{b}_{k_a} &\approx \underline{b}A(\mathbf{r}) \exp[j\xi(\mathbf{r}) + j\Delta\psi_{k_a}] \\
 &= \underline{b}_{\text{RP}} \exp[j\Delta\psi_{k_a}(\phi)] \\
 &= \underline{b}_{\text{RP}} \underline{a}^{(k_a)}(\phi).
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

(2.22) gilt analog auch für die sich bei der Trägerwellenlänge λ_0 ergebenden schmalbandigen Mobilfunkkanäle. Wenn also für eine Antenne am RP der directionale Kanalimpulsantwortkoeffizient $\underline{h}_{d,w}^{(k_d)}$ gilt, so wird der entsprechende für Antennenelement k_a geltende komplexe directionale Kanalimpulsantwortkoeffizient mit dem zugehörigen Abstrahlungswinkel $\phi^{(k_d)}$ und mit dem winkelabhängigen Steuerfaktor $\underline{a}_{k_a}(\phi)$ nach (2.16) näherungsweise durch $\underline{h}_{d,w}^{(k_d)} \underline{a}_{k_a}(\phi^{(k_d)})$ beschrieben.

Die an der BS in dieser Arbeit in Frage kommenden Gruppenantennen sind Mikrostrukturen [BBS97], bei denen die Abstände l_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, der Antennenelemente k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, vom RP die Größenordnung einiger Trägerwellenlängen λ_0 nicht überschreiten. In den interessierenden Szenarien wird eine freistehende BS vorausgesetzt, so daß mögliche Streupunkte stets große Abstände $r_S \gg l_{k_a}$ zum RP haben. Somit ist in allen betrachteten Fällen die Bedingung für das Anwenden der im vorliegenden Abschnitt erörterten Näherungen erfüllt. Im folgenden wird daher das Zeichen „ \approx “ durch das Gleichheitszeichen „ $=$ “ ersetzt.

Gelten für eine omnidirektionale Einzelantenne am RP die Kanalkoeffizienten $\underline{h}_{d,w}$, $w = 1 \dots W$, nach (2.4), so werden mit $\underline{a}_{k_a}(\phi)$ nach (2.16) die entsprechenden Kanalkoeffizienten für die

K_a omnidirektionalen Antennenelemente

$$\underline{h}_w^{(k_a)} = \sum_{k_d=1}^{K_d} a_{k_a}(\phi^{(k_d)}) \underline{h}_{d,w}^{(k_p)}, \quad w=1 \dots W, \quad k_a=1 \dots K_a. \quad (2.23)$$

2.4 Notation mobilstationsspezifischer räumlicher Kanalimpulsantworten

Nun werde ein Szenario mit einer einzigen BS und K MSen betrachtet, bei dem die Mobilfunkkanäle für jede der K MSen durch gleiche Anzahl von $K_d \geq 1$ MS-spezifische Abstrahlungsrichtungen k_d , $k_d = 1 \dots K_d$, charakterisiert seien. Wie schon im vorhergehenden Abschnitt 2.3 wird eine freistehende BS mit einer Mikrostruktur vorausgesetzt, so daß sowohl die MSen selbst als auch mögliche Streupunkte stets viel größere Abstände vom RP haben als die Antennenelemente der BS.

Die Abstrahlungswinkel der MS-spezifischen Abstrahlungsrichtungen k_d , $k_d = 1 \dots K_d$, der MS k seien

$$\phi^{(k,k_d)} \in [0; 2\pi[, \quad k_d = 1 \dots K_d. \quad (2.24)$$

Die Winkel $\phi^{(k,k_d)}$ nach (2.24) werden als MS- und richtungsspezifisch bezeichnet. Mit den MS-, richtungs- und verzögerungsspezifischen Koeffizienten

$$\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)} \in \mathbb{C}, \quad w=1 \dots W, \quad k_d=1 \dots K_d, \quad k=1 \dots K, \quad (2.25)$$

der für den RP geltenden direktionalen Kanalimpulsantworten lauten letztere für eine omnidirektionale Antenne am RP entsprechend (2.3)

$$\underline{\mathbf{h}}_d^{(k,k_d)} = \left(\underline{h}_{d,1}^{(k,k_d)} \dots \underline{h}_{d,W}^{(k,k_d)} \right)^T, \quad k_d=1 \dots K_d, \quad k=1 \dots K. \quad (2.26)$$

Die MS-spezifischen direktionalen Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}_d^{(k,k_d)}$ nach (2.26) werden zur MS-spezifischen direktionalen Kanalmatrix

$$\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)} = \left(\underline{\mathbf{h}}_d^{(k,1)} \dots \underline{\mathbf{h}}_d^{(k,K_d)} \right)^T, \quad k=1 \dots K, \quad (2.27)$$

zusammengefaßt. Für den Rang von $\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}$ nach (2.27) gilt

$$\text{rang} \left(\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)} \right) \leq \min(W, K_d). \quad (2.28)$$

Die für die K_a Antennenelemente k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, geltenden MS- und verzögerungsspezifischen Kanalkoeffizienten $\underline{h}_w^{(k,k_a)}$, $w = 1 \dots W$, $k_a = 1 \dots K_a$, $k = 1 \dots K$, können mit den antennenelementspezifischen Steuerfaktoren $\underline{a}_{k_a}(\phi)$, $k_a = 1 \dots K_a$, nach (2.16) und den MS-, richtungs- und verzögerungsspezifischen Koeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}$ nach (2.26) ausgedrückt werden. Entsprechend (2.23) ergibt sich

$$\underline{h}_w^{(k,k_a)} = \sum_{k_d=1}^{K_d} \underline{a}_{k_a}(\phi^{(k,k_d)}) \underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}, \quad w = 1 \dots W, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.29)$$

Analog zu dem Kanalimpulsantwortvektor \underline{h} nach (2.2) werden MS- und antennenelementspezifische Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{h}^{(k,k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, $k = 1 \dots K$, eingeführt, die sich aus den Kanalkoeffizienten $\underline{h}_w^{(k,k_a)}$ nach (2.29) zu

$$\underline{h}^{(k,k_a)} = \left(\underline{h}_1^{(k,k_a)} \dots \underline{h}_W^{(k,k_a)} \right)^T, \quad k = 1 \dots K, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (2.30)$$

ergeben. Die MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{h}^{(k,k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, $k = 1 \dots K$, nach (2.30) können auch direkt mit den direktionalen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{h}_d^{(k,k_d)}$, $k_d = 1 \dots K_d$, $k = 1 \dots K$, nach (2.26) ausgedrückt werden:

$$\underline{h}^{(k,k_a)} = \sum_{k_d=1}^{K_d} \underline{a}_{k_a}(\phi^{(k,k_d)}) \underline{h}_d^{(k,k_d)}, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.31)$$

Zusätzlich zu den MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{h}^{(k,k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, nach (2.31) werden MS- und verzögerungsspezifische räumliche Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{h}_s^{(k,w)}$, $w = 1 \dots W$, $k = 1 \dots K$, eingeführt, die aus allen K_a zu einer diskreten Verzögerung w , $w = 1 \dots W$, geltenden MS-spezifischen Kanalkoeffizienten $\underline{h}_w^{(k,k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, bestehen. Mit den MS- und richtungsspezifischen Abstrahlungswinkeln $\phi^{(k,k_d)}$ nach (2.24), den MS-, richtungs- und verzögerungsspezifischen direktionalen Kanalkoeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}$ nach (2.25) und dem winkelabhängigen Steuervektor

$$\underline{a}(\phi^{(k,k_d)}) = \left(\underline{a}_1^{(k,k_d)} \dots \underline{a}_{K_a}^{(k,k_d)} \right)^T, \quad (2.32)$$

siehe (2.17), ergeben sich die räumlichen Kanalimpulsantwortvektoren

$$\underline{h}_s^{(k,w)} = \sum_{k_d=1}^{K_d} \underline{a}(\phi^{(k,k_d)}) \underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}, \quad w = 1 \dots W, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.33)$$

Aus den Größen $\underline{h}_w^{(k,k_a)}$ nach (2.29) werden gemäß

$$\left[\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \right]_{w,k_a} = \underline{h}_w^{(k,k_a)} \quad w = 1 \dots W, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.34)$$

die Matrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \in \mathbb{C}^{W \times K_a}$ gebildet. Diese Matrizen werden im folgenden als MS-spezifische räumliche Kanalmatrizen bezeichnet. Diese Matrizen können mit den MS- und antennelementspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren nach (2.30) in der Form

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} &= \begin{pmatrix} \underline{h}_1^{(k,1)} & \underline{h}_1^{(k,2)} & \dots & \underline{h}_1^{(k,K_a)} \\ \underline{h}_2^{(k,1)} & \underline{h}_2^{(k,2)} & \dots & \underline{h}_2^{(k,K_a)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \underline{h}_W^{(k,1)} & \underline{h}_W^{(k,2)} & \dots & \underline{h}_W^{(k,K_a)} \end{pmatrix} \\ &= \left(\underline{\mathbf{h}}^{(k,1)} \dots \underline{\mathbf{h}}^{(k,K_a)} \right), \quad k=1 \dots K, \end{aligned} \quad (2.35)$$

und mit den MS- und verzögerungsspezifischen räumlichen Kanalimpulsantwortvektoren nach (2.33) in der Form

$$\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} = \left(\underline{\mathbf{h}}_s^{(k,1)} \dots \underline{\mathbf{h}}_s^{(k,W)} \right)^T, \quad k=1 \dots K, \quad (2.36)$$

ausgedrückt werden. Die K_d für eine MS k , $k=1 \dots K$, geltenden Steuervektoren $\underline{\mathbf{a}}(\phi^{(k,k_d)})$, $k_d=1 \dots K_d$, nach (2.32) werden zu Matrizen

$$\underline{\mathbf{A}}^{(k)} = \left(\underline{\mathbf{a}}(\phi_d^{(k,1)}) \dots \underline{\mathbf{a}}(\phi_d^{(k,K_d)}) \right)^T \in \mathbb{C}^{K_d \times K_a}, \quad k=1 \dots K, \quad (2.37)$$

zusammengefaßt, die als MS-spezifische Steuer Matrizen bezeichnet werden. Für den Rang von $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ nach (2.37) gilt

$$\text{rang} \left(\underline{\mathbf{A}}^{(k)} \right) \leq \min(K_d, K_a). \quad (2.38)$$

Die Entstehung der Elemente von $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ aus Exponentialfunktionen mit komplexen Argumenten und die Unterschiede der MS- und richtungsspezifischen Abstrahlungswinkel $\phi^{(k,k_d)}$ nach (2.24) lassen erwarten, daß in der Regel keine linearen Abhängigkeiten zwischen den K_d Zeilen bzw. K_a Spalten von $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ bestehen. Diese Erwartung bestätigt sich in der Regel bei Simulationen. Deshalb wird im folgenden davon ausgegangen, daß $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ vollen Rang hat.

Zwischen den MS-spezifischen direktionalen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}$ nach (2.27) und den MS-spezifischen räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (2.34) besteht mit $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ nach (2.37) folgender Zusammenhang:

$$\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} = \underline{\mathbf{H}}_d^{(k)} \underline{\mathbf{A}}^{(k)}, \quad k=1 \dots K. \quad (2.39)$$

Für den Rang von $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}$ nach (2.39) gilt

$$\text{rang} \left(\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \right) \leq \min(W, K_d, K_a). \quad (2.40)$$

Zur Veranschaulichung von (2.39) kann man die in (2.39) auftretenden Matrizen durch ihre Komponenten darstellen und erhält auf diese Weise

$$\begin{bmatrix} \underline{h}_1^{(k,1)} & \underline{h}_1^{(k,2)} & \underline{h}_1^{(k,K_a)} \\ \underline{h}_2^{(k,1)} & \underline{h}_2^{(k,2)} & \underline{h}_2^{(k,K_a)} \\ \underline{h}_3^{(k,1)} & \underline{h}_3^{(k,2)} & \underline{h}_3^{(k,K_a)} \\ \underline{h}_4^{(k,1)} & \underline{h}_4^{(k,2)} & \underline{h}_4^{(k,K_a)} \\ \underline{h}_W^{(k,1)} & \underline{h}_W^{(k,2)} & \underline{h}_W^{(k,K_a)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{h}_{d,1}^{(k,1)} & \underline{h}_{d,1}^{(k,K_d)} \\ \underline{h}_{d,2}^{(k,1)} & \underline{h}_{d,2}^{(k,K_d)} \\ \underline{h}_{d,3}^{(k,1)} & \underline{h}_{d,3}^{(k,K_d)} \\ \underline{h}_{d,4}^{(k,1)} & \underline{h}_{d,4}^{(k,K_d)} \\ \underline{h}_{d,W}^{(k,1)} & \underline{h}_{d,W}^{(k,K_d)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{a}_1^{(k,1)} & \underline{a}_2^{(k,1)} & \underline{a}_{K_a}^{(k,1)} \\ \underline{a}_1^{(k,K_d)} & \underline{a}_2^{(k,K_d)} & \underline{a}_{K_a}^{(k,K_d)} \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

Die im vorliegenden Abschnitt 2.4 zum Beschreiben von Mobilfunkkanälen eingeführten Skalare, Vektoren und Matrizen sind in Tabelle 2.1 zusammengestellt.

Tabelle 2.1. Größen zum Beschreiben von Mobilfunkkanälen

Formelzeichen und Wertebereich	dargestellte Größe
$\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)} \in \mathbb{C}, w=1 \dots W, k_d=1 \dots K_d, k=1 \dots K$	Koeffizienten der MS- und richtungsspezifischen direktionalen Kanalimpulsantwort, siehe (2.25)
$\underline{\mathbf{h}}_d^{(k,k_d)} \in \mathbb{C}^W, k_d=1 \dots K_d, k=1 \dots K$	MS- und richtungsspezifische direktionale Kanalimpulsantwortvektoren nach (2.26)
$\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)} \in \mathbb{C}^{W \times K_d}, k=1 \dots K$	MS-spezifische direktionale Kanalmatrizen nach (2.27)
$\underline{\mathbf{A}}^{(k)} \in \mathbb{C}^{K_d \times K_a}, k=1 \dots K$	MS-spezifische Steuermatrizen nach (2.37)
$\underline{h}_w^{(k,k_a)} \in \mathbb{C}, k=1 \dots K, w=1 \dots W, k_a=1 \dots K_a$	verzögerungs-, MS- und antennenelementspezifische Kanalkoeffizienten nach (2.29)
$\underline{\mathbf{h}}^{(k,k_a)} \in \mathbb{C}^W, k=1 \dots K, k_a=1 \dots K_a$	MS- und antennenelementspezifische Kanalimpulsantwortvektoren nach (2.30)
$\underline{\mathbf{h}}_s^{(k,w)} \in \mathbb{C}^{K_a}, k=1 \dots K, w=1 \dots W$	verzögerungs- und MS-spezifische räumliche Kanalimpulsantwortvektoren nach (2.33)
$\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \in \mathbb{C}^{W \times K_a}, k=1 \dots K$	MS-spezifische räumliche Kanalmatrizen nach (2.34)

2.5 Modellieren der Zeitvarianz der Mobilfunkkanäle

Wie bereits in Abschnitt 2.1 angesprochen, sind die zwischen den Sendeantennenelementen der BS und den Empfangsantennen der MSen geltenden Kanalimpulsantworten durch die Bewegung der MSen im allgemeinen zeitvariant. Eine solche Zeitvarianz bedeutet, daß die Kanalimpulsantwortkoeffizienten $\underline{h}_w^{(k,k_a)}$, $w = 1 \dots W$, $k_a = 1 \dots K_a$, $k = 1 \dots K$, zeitabhängig sind und sich also von Kanalzugriff zu Kanalzugriff mehr oder weniger voneinander unterscheiden. Ist ein Kanalkoeffizient $\underline{h}_w^{(k,k_a)}$ zeitvariant, so ist sein Wert eine Funktion der Zeit, d. h. man schreibt $\underline{h}_w^{(k,k_a)}(t)$. Ebenso können alle in Tabelle 2.1 aufgeführten, die Mobilfunkkanäle betreffenden Größen durch das Argument Zeit (t) als zeitabhängig dargestellt werden.

Wie bereits in Abschnitt 2.1 bemerkt, wird die Zeitabhängigkeit der Mobilfunkkanäle als Schwund bezeichnet. Hierbei unterscheidet man zwei Effekte:

- Wenn sich eine MS an einen anderen Ort bewegt, so können sich die Dämpfungen der Pfade ändern, neue Pfade hinzukommen oder alte Pfade verschwinden. Dieser Effekt tritt bei großräumigen Bewegungen um Strecken in der Dimension der Hindernisse (z.B. Gebäude, Geländeerhebungen) auf. Bei typischen Mobilstationsgeschwindigkeiten geschieht dies relativ langsam, weshalb der auf diesem physikalischen Effekt basierende Schwund als langsamer Schwund (engl. Slow Fading) bezeichnet wird.
- Auch bei kleinräumigen Bewegungen kann der Funkfeldgewinn stark schwanken. Die Signale mehrerer Pfade können sich je nach Ort der MS konstruktiv oder destruktiv überlagern. Um vom Ort einer konstruktiven zum Ort einer destruktiven Signalüberlagerung zu gelangen, muß sich die MS nur um eine Strecke in der Größenordnung der Trägerwellenlänge λ_0 der übertragenen Funksignale bewegen. Da dies bei den in Mobilfunksystemen verwendeten Trägerfrequenzen in Kombination mit typischen Mobilstationsgeschwindigkeiten relativ schnell geschieht, bezeichnet man den auf diesem physikalischen Effekt basierenden Schwund als schnellen Schwund (engl. Fast Fading).

Wenn angenommen wird, daß ein bestimmter Zustand des langsamen Schwundes durch sich nicht verändernde Abstrahlungsrichtungen k_d , $k_d = 1 \dots K_d$, $k = 1 \dots K$, charakterisiert ist, so kann der schnelle Schwund durch Modellieren der MS-, richtungs- und verzögerungsspezifischen direktionalen Kanalkoeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t)$, $w = 1 \dots W$, $k_d = 1 \dots K_d$, $k = 1 \dots K$, nach (2.25) als Musterwerte mittelwertfreier stochastischer Zeitprozesse ausgedrückt werden [Pro95].

Für die MS k und bestimmte Zustände des langsamen Schwundes seien die Koeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t)$, $k_d = 1 \dots K_d$, der richtungsspezifischen direktionalen Kanalimpulsantwort, siehe (2.25), Realisationen komplexer Gaußprozesse mit dem Erwartungswert null und den Varianzen

$$\sigma_{d,w}^{(k,k_d)^2} = \text{E} \left\{ \left| \underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t) \right|^2 \right\}, \quad k_d = 1 \dots K_d, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.42)$$

[JBM01b]. Die Summe

$$\sigma_d^{(k,k_d)^2} = \sum_{w=1}^W \sigma_{d,w}^{(k,k_d)^2}, \quad k_d = 1 \dots K_d, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.43)$$

über die Varianzen der W Koeffizienten einer zeitvarianten MS- und richtungsspezifischen direktionalen Kanalimpulsantwort $\underline{h}_d^{(k,k_d)}(t)$ nach (2.26) wird als MS- und richtungsspezifische Varianz bezeichnet.

Koeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t)$ der MS- und richtungsspezifischen Kanalimpulsantworten $\underline{h}_d^{(k,k_d)}$ nach (2.25) mit unterschiedlichen Bezeichnern w , k_d oder k seien unkorreliert, d. h. es gelte

$$\text{E} \left\{ \underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t) \underline{h}_{d,w'}^{(k',\ell)*}(t) \right\} = 0 \quad \text{für} \quad k_d \neq \ell \vee k \neq k' \vee w \neq w'. \quad (2.44)$$

Die MS-, antennenelement- und verzögerungsspezifischen Kanalkoeffizienten $\underline{h}_w^{(k,k_a)}(t)$ nach (2.29) haben für ein gegebenes w und k für alle Werte k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, die gleiche Varianz, so daß im Symbol für diese Varianz keine Abhängigkeit von k_a erfaßt werden muß. Nach (2.29) lauten diese Varianzen mit (2.44)

$$\begin{aligned} \rho_w^{(k)} &= \text{E} \left\{ \left| \underline{h}_w^{(k,k_a)}(t) \right|^2 \right\} \\ &= \sum_{k_d=1}^{K_d} \underbrace{|a_{k_a}(\phi^{(k,k_d)})|^2}_1 \text{E} \left\{ \left| \underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t) \right|^2 \right\} \\ &= \sum_{k_d=1}^{K_d} \sigma_{d,w}^{(k,k_d)^2}, \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$w = 1 \dots W, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad k = 1 \dots K.$$

Aus den MS- und verzögerungsspezifischen reellen Größen $\rho_w^{(k)}$ nach (2.45) werden die Vektoren

$$\boldsymbol{\rho}^{(k)} = \left(\rho_1^{(k)} \dots \rho_W^{(k)} \right)^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.46)$$

gebildet, die als MS-spezifische diskrete Verzögerungs-Leistungs-Profile bezeichnet werden.

Die Summe

$$\tilde{g}^{(k)} = \sum_{w=1}^W \rho_w^{(k)} = \|\boldsymbol{\rho}^{(k)}\|_1, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.47)$$

der Elemente $\rho_w^{(k)}$, $w=1..W$, der MS-spezifischen Verzögerungs-Leistungs-Profile $\rho^{(k)}$, $k=1..K$, nach (2.46) wird als mittlerer MS-spezifischer Funkfeldgewinn bezeichnet.

Gemäß (2.46) und (2.47) sind alle zwischen den Antennenelementen k_a , $k_a=1..K_a$, und einer MS k geltenden Verzögerungs-Leistungs-Profile $\rho^{(k)}$, $k=1..K$, bzw. mittleren Funkfeldgewinne $\tilde{g}^{(k)}$, $k=1..K$, gleich.

Mit $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}$ nach (2.34) werden die hermiteschen Matrizen

$$\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t) = \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)\text{H}}(t)\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t) \in \mathbb{C}^{K_a \times K_a}, \quad k=1..K, \quad (2.48)$$

als momentane MS-spezifische räumliche Gramsche Matrizen bezeichnet. Drückt man in (2.48) $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$ durch $\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}$ nach (2.27) und $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$ nach (2.37) aus, so erhält man

$$\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t) = \underline{\mathbf{A}}^{(k)\text{H}}\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)\text{H}}(t)\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}(t)\underline{\mathbf{A}}^{(k)}, \quad k=1..K. \quad (2.49)$$

Mit (2.40) gilt für den Rang von $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t)$ nach (2.48)

$$\text{rang} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t) \right) \leq \min(W, K_d, K_a). \quad (2.50)$$

Werden die MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t)$, $k=1..K$, nach (2.48) über den schnellen Schwund zeitlich gemittelt, so ergeben sich die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen

$$\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)} = \text{E} \left\{ \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)\text{H}}(t)\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t) \right\}, \quad k=1..K. \quad (2.51)$$

Wenn im betrachteten Mittelungszeitraum die MS-spezifischen Abstrahlungswinkel $\phi^{(k,k_d)}$, $k=1..K$, $k_d=1..K_d$, und damit auch die Steuermatrizen $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$, $k=1..K$, nach (2.37) unverändert bleiben, so ergeben sich die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k=1..K$, nach (2.51) mit den direktionalen Korrelationsmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}(t)$, $k=1..K$, nach (2.27) durch Ausnutzen des Zusammenhangs (2.39) zu

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)} &= \text{E} \left\{ \underline{\mathbf{A}}^{(k)\text{H}}\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)\text{H}}(t)\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}(t)\underline{\mathbf{A}}^{(k)} \right\} \\ &= \underline{\mathbf{A}}^{(k)\text{H}}\text{E} \left\{ \underline{\mathbf{H}}_d^{(k)\text{H}}(t)\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}(t) \right\} \underline{\mathbf{A}}^{(k)}, \quad k=1..K. \end{aligned} \quad (2.52)$$

Die Erwartung

$$\tilde{\underline{\mathbf{R}}}_d^{(k)} = \text{E} \left\{ \underline{\mathbf{H}}_d^{(k)\text{H}}(t)\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}(t) \right\}, \quad k=1..K, \quad (2.53)$$

der Matrix $\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)\text{H}}(t)\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}(t)$ wird als MS-spezifische direktionale Korrelationsmatrix bezeichnet. $\text{diag}(\cdot)$ bezeichne eine Diagonalmatrix, deren Diagonalelemente gleich den Komponenten des Vektors in (\cdot) sind. Sind die Koeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t)$, $w=1..W$, $k=1..K$, $k_d=1..K_d$, der MS- und richtungsspezifischen Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}_d^{(k,k_d)}$ nach (2.26)

unkorreliert gemäß (2.44), so sind die Matrizen $\tilde{\mathbf{R}}_d^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.53) Diagonalmatrizen der Form

$$\tilde{\mathbf{R}}_d^{(k)} = \sum_{w=1}^W \text{diag} \left(\sigma_{d,w}^{(k,1)^2} \dots \sigma_{d,w}^{(k,K_d)^2} \right), \quad k = 1 \dots K, \quad (2.54)$$

für die mit den MS- und richtungsspezifischen Varianzen $\sigma_d^{(k,k_d)^2}$, $k = 1 \dots K$, $k_d = 1 \dots K_d$, nach (2.43)

$$\tilde{\mathbf{R}}_d^{(k)} = \text{diag} \left(\sigma_d^{(k,1)^2} \dots \sigma_d^{(k,K_d)^2} \right), \quad k = 1 \dots K, \quad (2.55)$$

gilt.

Mit den MS-spezifischen direktionalen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_d^{(k)}$ nach (2.53), (2.54) oder (2.55) und den MS-spezifischen Steuermatrizen $\mathbf{A}^{(k)}$ nach (2.37) können die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.52) in der Form

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(k)} = \mathbf{A}^{(k)\text{H}} \tilde{\mathbf{R}}_d^{(k)} \mathbf{A}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.56)$$

dargestellt werden.

2.6 Mobilfunkkanäle von Auf- und Abwärtsstrecke

2.6.1 Vorbemerkung

Wie bereits in Abschnitt 1.3 gesagt, ist die vorliegende Arbeit vornehmlich der Abwärtsstrecke gewidmet. Da allerdings einige Algorithmen zum räumlichen Vorverarbeiten der Sendesignale an der BS als Wissensbasis lediglich auf Kanalzustandsinformation der Aufwärtsstrecke zurückgreifen, siehe insbesondere Kapitel 5, werden im vorliegenden Abschnitt 2.6 analog zu den die Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke beschreibenden Größen die entsprechenden Größen für die Aufwärtsstrecke eingeführt.

2.6.2 Darstellen der Mobilfunkkanäle der Aufwärtsstrecke

Die Aufwärtsstrecke werde bei der Trägerwellenlänge $\lambda_{U,0}$ betrieben. Die in der Aufwärtsstrecke geltenden direktionalen Kanalimpulsantworten werden durch die MS- und richtungsspezifischen direktionalen Kanalimpulsantwortvektoren $\mathbf{h}_{d,U}^{(k,k_d)} \in \mathbb{C}^W$ beschrieben, die mit den Einfallswinkeln

$$\phi_U^{(k,k_d)} \in [0; 2\pi[, \quad k = 1 \dots K, \quad k_d = 1 \dots K_d, \quad (2.57)$$

assoziiert sind. Ähnlich (2.3) bestehen die in der Aufwärtsstrecke geltenden MS- und richtungsspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{\mathbf{h}}_{\text{d,U}}^{(k,k_d)}$, $k=1\dots K$, $k_d=1\dots K_d$, aus W richtungsspezifischen Kanalimpulsantwortkoeffizienten $\underline{h}_{\text{d,U},w}^{(k,k_d)}$, $k_d=1\dots K_d$:

$$\underline{\mathbf{h}}_{\text{d,U}}^{(k,k_d)} = \left(\underline{h}_{\text{d,U},1}^{(k,k_d)} \dots \underline{h}_{\text{d,U},W}^{(k,k_d)} \right)^{\text{T}}, \quad k_d=1\dots K_d, k=1\dots K. \quad (2.58)$$

Diese Vektoren bilden entsprechend (2.6) die MS-spezifischen direktionalen Kanalmatrizen

$$\underline{\mathbf{H}}_{\text{d,U}}^{(k)} = \left(\underline{\mathbf{h}}_{\text{d,U}}^{(k,1)} \dots \underline{\mathbf{h}}_{\text{d,U}}^{(k,K_d)} \right)^{\text{T}}, \quad k=1\dots K. \quad (2.59)$$

für die Aufwärtsstrecke. An der BS werde die in Abschnitt 2.3 beschriebene Gruppenantenne mit K_a Antennenelementen verwendet. Die Koordinaten der Antennenelemente k_a , $k_a=1\dots K_a$, sind durch die Ortsvektoren $\mathbf{r}^{(k_a)}$, $k_a=1\dots K_a$, nach (2.8) gegeben, die durch die Winkel α_{k_a} und die Abstände von RP l_{k_a} , $k_a=1\dots K_a$, festgelegt sind. Bei $\lambda_{\text{U},0}$ ergeben sich mit den MS-spezifischen Einfallswinkeln $\phi_{\text{U}}^{(k,k_d)}$, den Winkeln α_{k_a} und den Abständen l_{k_a} die komplexen Steuerfaktoren

$$\underline{a}_{\text{U},k_a}(\phi_{\text{U}}^{(k,k_d)}) = \exp \left[j l_{k_a} 2\pi \cos \left(\alpha_{k_a} - \phi_{\text{U}}^{(k,k_d)} \right) / \lambda_{\text{U},0} \right], \quad k_a=1\dots K_a. \quad (2.60)$$

für die Aufwärtsstrecke. Die Steuerfaktoren $\underline{a}_{\text{U},k_a}(\phi_{\text{U}}^{(k,k_d)})$ nach (2.60) werden analog zu (2.17) zu den MS- und richtungsspezifischen Aufwärtsstrecken-Steuervektoren

$$\underline{\mathbf{a}}_{\text{U}}(\phi_{\text{U}}^{(k,k_d)}) \triangleq \left(\underline{a}_{\text{U},1}(\phi_{\text{U}}^{(k,k_d)}) \dots \underline{a}_{\text{U},K_a}(\phi_{\text{U}}^{(k,k_d)}) \right)^{\text{T}}, \quad k_d=1\dots K_d, k=1\dots K, \quad (2.61)$$

zusammengefaßt. Mit den MS- und richtungsspezifischen Aufwärtsstrecken-Steuervektoren $\underline{\mathbf{a}}_{\text{U}}(\phi_{\text{U}}^{(k,k_d)})$, $k=1\dots K$, $k_d=1\dots K_d$, nach (2.61) werden die MS-spezifischen Aufwärtsstrecken-Steuermatrizen

$$\underline{\mathbf{A}}_{\text{U}}^{(k)} = \left(\underline{\mathbf{a}}_{\text{U}}(\phi_{\text{U}}^{(k,1)}) \dots \underline{\mathbf{a}}_{\text{U}}(\phi_{\text{U}}^{(k,K_d)}) \right)^{\text{T}} \in \mathbb{C}^{K_d \times K_a}, \quad k=1\dots K, \quad (2.62)$$

gebildet. Die räumlichen Kanalimpulsantworten für die Aufwärtsstrecke werden analog zu (2.34) zu den MS-spezifischen räumlichen Aufwärtsstrecken-Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_{\text{s,U}}^{(k)} \in \mathbb{C}^{(W \times K_a)}$, $k=1\dots K$, zusammengestellt. Mit den MS-spezifischen direktionalen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_{\text{d,U}}^{(k)}$, $k=1\dots K$, nach (2.59) und den MS-spezifischen Steuermatrizen $\underline{\mathbf{A}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k=1\dots K$, nach (2.62) gilt

$$\underline{\mathbf{H}}_{\text{s,U}}^{(k)} = \underline{\mathbf{H}}_{\text{d,U}}^{(k)} \underline{\mathbf{A}}_{\text{U}}^{(k)}, \quad k=1\dots K. \quad (2.63)$$

Analog zu (2.48) werden die in der Aufwärtsstrecke geltenden, aktuellen MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)} = \underline{\mathbf{H}}_{\text{s,U}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{H}}_{\text{s,U}}^{(k)}, \quad k=1\dots K, \quad (2.64)$$

eingeführt. Durch zeitliches Mitteln von (2.64) ergeben sich die in der Aufwärtsstrecke geltenden MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{U}}^{(k)} = \mathbb{E} \left\{ \mathbf{H}_{\mathbf{s},\mathbf{U}}^{(k)\text{H}} \mathbf{H}_{\mathbf{s},\mathbf{U}}^{(k)} \right\}, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.65)$$

Wird wiederum angenommen, daß im betrachteten Zeitraum die Einfallswinkel $\phi_{\mathbf{U}}^{(k,k_d)}$, $k = 1 \dots K$, $k_d = 1 \dots K_d$, und damit auch die Aufwärtsstrecken-Steuermatrizen $\mathbf{A}_{\mathbf{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, unverändert bleiben, so ergeben sich die in der Aufwärtsstrecke geltenden MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.65) zu

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{U}}^{(k)} = \mathbf{A}_{\mathbf{U}}^{(k)\text{H}} \mathbb{E} \left\{ \mathbf{H}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)\text{H}} \mathbf{H}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)} \right\} \mathbf{A}_{\mathbf{U}}^{(k)}. \quad (2.66)$$

Entsprechend (2.53) werden für die Aufwärtsstrecke geltende MS-spezifische directionale Korrelationsmatrizen

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)} = \mathbb{E} \left\{ \mathbf{H}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)\text{H}} \mathbf{H}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)} \right\}, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.67)$$

eingeführt. Mit den in der Aufwärtsstrecke geltenden MS-spezifischen directionalen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.67) können die in der Aufwärtsstrecke geltenden MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.66) durch

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{U}}^{(k)} = \mathbf{A}_{\mathbf{U}}^{(k)\text{H}} \tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)} \mathbf{A}_{\mathbf{U}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.68)$$

ausgedrückt werden. Wie in der Abwärtsstrecke seien auch in der Aufwärtsstrecke unterschiedliche directionale Kanalimpulsantwortkoeffizienten $h_{\mathbf{d},\mathbf{U},w}^{(k,k_d)}(t)$, $k = 1 \dots K$, $w = 1 \dots W$, $k_d = 1 \dots K_d$, nicht korreliert. Es gelte

$$\mathbb{E} \left\{ h_{\mathbf{d},\mathbf{U},w}^{(k,k_d)}(t) h_{\mathbf{d},\mathbf{U},w'}^{(k',\ell)}(t)^* \right\} = \begin{cases} \sigma_{\mathbf{d},\mathbf{U},w}^{(k,k_d)^2} & \text{für } k_d = \ell \wedge k = k' \wedge w = w', \\ 0 & \text{für } k_d \neq \ell \vee k \neq k' \vee w \neq w'. \end{cases} \quad (2.69)$$

Gilt (2.69), so sind die directionalen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.67) mit den Varianzen $\sigma_{\mathbf{d},\mathbf{U},w}^{(k,k_d)^2}$ Diagonalmatrizen der Form

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{d},\mathbf{U}}^{(k)} = \sum_{w=1}^W \text{diag} \left(\sigma_{\mathbf{d},\mathbf{U},w}^{(k,1)^2} \dots \sigma_{\mathbf{d},\mathbf{U},w}^{(k,K_d)^2} \right), \quad k = 1 \dots K. \quad (2.70)$$

2.6.3 Zusammenhänge zwischen den Mobilfunkkanälen der Auf- und Abwärtsstrecke bei Richtungsreziprozität

Sind die Trägerwellenlängen λ_0 und $\lambda_{\mathbf{U},0}$ von Ab- bzw. Aufwärtsstrecke nicht allzu unterschiedlich, so darf angenommen werden, daß die MS-spezifischen Einfallswinkel $\phi_{\mathbf{U}}^{(k,k_d)}$,

$k = 1 \dots K$, $k_d = 1 \dots K_d$, der Aufwärtsstrecke gleich den MS-spezifischen Abstrahlungsrichtungen $\phi^{(k,k_d)}$, $k = 1 \dots K$, $k_d = 1 \dots K_d$, der Abwärtsstrecke sind [LR99], d. h. es gilt

$$\phi_U^{(k,k_d)} = \phi_d^{(k,k_d)}, \quad k_d = 1 \dots K_d, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.71)$$

Weiterhin darf angenommen werden, daß die Varianzen der direktionalen Kanalkoeffizienten in Ab- und Aufwärtsstrecke gleich sind, d. h., daß mit den Varianzen $\sigma_{d,w}^{(k,k_d)^2}$, $k_d = 1 \dots K_d$, $k = 1 \dots K$, nach (2.42) und den Varianzen $\sigma_{d,U,w}^{(k,k_d)^2}$, $k_d = 1 \dots K_d$, $k = 1 \dots K$, nach (2.69)

$$\sigma_{d,U,w}^{(k,k_d)^2} = \sigma_{d,w}^{(k,k_d)^2}, \quad k_d = 1 \dots K_d, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.72)$$

gilt [LR99]. Aus (2.72), (2.70) und (2.54) folgt die Gleichheit

$$\tilde{\mathbf{R}}_{d,U}^{(k)} = \tilde{\mathbf{R}}_d^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (2.73)$$

der direktionalen Korrelationsmatrizen für Auf- und Abwärtsstrecke. Gelten für Auf- und Abwärtsstrecke die Zusammenhänge (2.71), (2.72) und (2.73), wird im folgenden von Richtungsreziprozität gesprochen.

2.7 Zum Simulieren verwendete direktionale Kanalmodelle

2.7.1 Vorbemerkung

Im vorliegenden Abschnitt 2.7 werden die direktionalen Kanalmodelle eingeführt, die bei den in späteren Kapiteln der Arbeit diskutierten Simulationen verwendet werden. Hierbei handelt es sich um zwei Spezialfälle direktonaler Kanalmodelle:

1. Direktionalisierte frequenzselektive 3GPP-Kanalmodelle [3GP99b], bei denen jeder diskreten Verzögerung eine einzige diskrete Abstrahlungsrichtung zugeordnet wird.
2. Kanalmodelle mit einer einzigen diskreten Verzögerung, d.h. W gleich 1, die durch eine Aufspreizung relevanter Abstrahlungsrichtungen über einen bestimmten azimutalen Winkelbereich charakterisiert sind. Wegen W gleich 1 sind diese Kanalmodelle nicht frequenzselektiv.

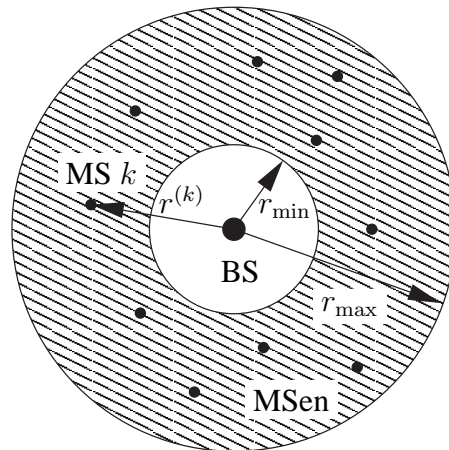


Bild 2.3. Geometrie der ringförmigen Zelle

2.7.2 Direktionalisierte 3GPP-Kanalmodelle

Beim Erstellen des im vorliegenden Unterabschnitt 2.7.2 betrachteten Kanalmodells wird ein in der UMTS-Standardisierung eingeführtes und allgemein akzeptiertes WSSUS-Mehrwegekanalmodell nach [Bel63] mit W gleich 4 verwendet. Das in [3GP99b] definierte Kanalmodell „Case 3“ wird vom Verfasser durch Einbeziehen von Richtungsinformation zu einem direktionalen Kanalmodell erweitert. Bei diesem Modell gelten für die Varianzen $\rho_w^{(k)}$ nach (2.45) die in Tabelle 2.2 dargestellten Zusammenhänge.

Tabelle 2.2. Parameter des 3GPP „Case 3“ Kanalmodells [3GP99b]

w	1	2	3	4
$\left(\frac{\rho_w^{(k)}}{\rho_1^{(k)}}\right) / \text{dB}$	0	-3	-6	-9

Es werde eine ringförmige Zelle nach Bild 2.3 betrachtet. Die Positionen der K MSen k , $k = 1 \dots K$, seien zufällig und unabhängig flächengleichverteilt im Gebiet eines Kreisrings um RP, der durch die Radien r_{\min} und r_{\max} begrenzt ist, siehe Bild 2.3. Die Abstände der MSen k , $k = 1 \dots K$, von RP seien $r^{(k)}$, $k = 1 \dots K$. Die zwischen der BS und den MSen k , $k = 1 \dots K$, geltenden mittleren Funkfeldgewinne seien mit dem Dämpfungsexponenten α [Lee82]

$$\tilde{g}^{(k)} = \left(\frac{r_{\max}}{r^{(k)}}\right)^\alpha, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.74)$$

Ist α ungleich 2, so ergibt sich der Erwartungswert μ_g des mittleren Funkfeldgewinns $\tilde{g}^{(k)}$ nach (2.74) abhängig von α und dem Verhältnis r_{\max}/r_{\min} zu [JBMT02]

$$\mu_g = \text{E} \{ \tilde{g}^{(k)} \} = \frac{2}{\alpha - 2} \frac{1 - (r_{\max}/r_{\min})^{\alpha-2}}{1 - (r_{\max}/r_{\min})^{-2}}. \quad (2.75)$$

In der vorliegenden Arbeit wird $\alpha = 3,6$ [Lee82] angenommen. Aus (2.74) und Tabelle 2.2 folgen die MS- und verzögerungsspezifischen Varianzen $\rho_w^{(k)}$, $w=1..W$, $k=1..K$, nach (2.45).

Nun werden für jede der K MSen K_d gleich W gleich 4 zufällig und unabhängig azimutal gleichverteilt Abstrahlungswinkel $\phi^{(k,k_d)}$ aus dem Bereich $[0; 2\pi[$ ausgewürfelt. Zu jeder diskreten Verzögerung w , $w=1..W$, soll lediglich der directionale Kanalimpulsantwortkoeffizient $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}$, $k_d = w$, von null verschiedene Werte annehmen. Dies bedeutet, daß $\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}$, $k=1..K$, nach (2.27) Diagonalmatrizen sind. Dann gilt

$$\sigma_{d,w}^{(k,k_d)^2} = \begin{cases} \rho_w^{(k)} & \text{für } k_d = w, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.76)$$

Ein Musterwert des komplexen Gaußprozesses der Erwartung μ und der Varianz σ^2 werde durch $\underline{\mathcal{N}}(\mu, \sigma^2)$ beschrieben. Mit (2.76) sind die Koeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t)$, $k_d = w$, Musterwerte komplexer Gaußprozesse der Erwartung null und der Varianz $\rho_w^{(k)}$ und es gilt

$$\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t) = \begin{cases} \underline{\mathcal{N}}(0, \rho_w^{(k)}) & \text{für } k_d = w, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.77)$$

Mit den Koeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t)$ nach (2.77) ergeben sich die MS-spezifischen directionalen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}$, $k=1..K$, nach (2.27) zu

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{H}}_d^{(k)}(t) &= \text{diag} \left(\underline{h}_{d,1}^{(k,1)}(t) \dots \underline{h}_{d,W}^{(k,W)}(t) \right) \\ &= \begin{pmatrix} \underline{h}_{d,1}^{(k,1)}(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \underline{h}_{d,2}^{(k,2)}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \underline{h}_{d,3}^{(k,3)}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \underline{h}_{d,W}^{(k,W)}(t) \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (2.78)$$

Bei den MS- und richtungsspezifischen Abstrahlungswinkeln $\phi^{(k,k_d)}$ nach (2.24) darf der Index k_d durch den Index w ersetzt werden, man schreibt also $\phi^{(k,w)}$. Die räumlichen Kanalmatrizen nach (2.34) ergeben sich mit den Koeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,w)}(t)$, $w=1..W$, nach (2.77) und den Steuervektoren $\underline{\mathbf{a}}(\phi^{(k,w)})$ der MS- und verzögerungsspezifischen Abstrahlungswinkel $\phi^{(k,w)}$, $w=1..W$, siehe (2.17), zu

$$\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t) = \begin{pmatrix} \underline{h}_{d,1}^{(k,1)}(t) \underline{\mathbf{a}}^T(\phi^{(k,1)}) \\ \underline{h}_{d,2}^{(k,2)}(t) \underline{\mathbf{a}}^T(\phi^{(k,2)}) \\ \underline{h}_{d,3}^{(k,3)}(t) \underline{\mathbf{a}}^T(\phi^{(k,3)}) \\ \underline{h}_{d,W}^{(k,W)}(t) \underline{\mathbf{a}}^T(\phi^{(k,W)}) \end{pmatrix}. \quad (2.79)$$

Die MS-spezifischen momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k=1..K$, nach (2.48) ergeben sich mit (2.78) und dem Steuervektor $\underline{\mathbf{a}}(\phi)$ nach (2.17) zu

$$\underline{\mathbf{R}}^{(k)} = \sum_{w=1}^W \left| \underline{h}_{d,w}^{(k,w)}(t) \right|^2 \underline{\mathbf{a}}^*(\phi^{(k,w)}) \underline{\mathbf{a}}^T(\phi^{(k,w)}) \in \mathbb{C}^{K_a \times K_a}, \quad k=1..K. \quad (2.80)$$

Dann ergeben sich die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.51) mit (2.76) und dem Steuervektor $\underline{\mathbf{a}}(\phi)$ nach (2.17) zu

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(k)} = \sum_{w=1}^W \rho_w^{(k)} \underline{\mathbf{a}}^*(\phi^{(k,w)}) \underline{\mathbf{a}}^T(\phi^{(k,w)}) \in \mathbb{C}^{K_a \times K_a}, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.81)$$

Werden Mobilfunkkanäle von Auf- und Abwärtsstrecke simuliert, so wird die in Unterabschnitt 2.6.3 beschriebene Richtungsreziprozität vorausgesetzt. Dann ergeben sich die nach (2.73) in Auf- und Abwärtsstrecke geltenden, MS-spezifischen direktionalen Korrelationsmatrizen zu

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{d,U}}^{(k)} = \tilde{\mathbf{R}}_{\text{d}}^{(k)} = \text{diag} \left(\rho_1^{(k)} \dots \rho_W^{(k)} \right) \in \mathbb{C}^{W \times W}, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.82)$$

Gemäß (2.82) und mit den MS- und richtungsspezifischen Aufwärtsstrecken-Steuervektoren $\underline{\mathbf{a}}_{\text{U}}(\phi_{\text{U}}^{(k,k_d)})$, $k = 1 \dots K$, $k_d = 1 \dots K_d$, nach (2.61) ergeben sich die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke nach (2.65) zu

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)} = \sum_{w=1}^W \rho_w^{(k)} \underline{\mathbf{a}}_{\text{U}}^*(\phi^{(w)}) \underline{\mathbf{a}}_{\text{U}}^T(\phi^{(w)}) \in \mathbb{C}^{K_a \times K_a}, \quad k = 1 \dots K. \quad (2.83)$$

2.7.3 Durch azimutale Leistungsprofile charakterisierte Kanalmodelle

Das im vorliegenden Unterabschnitt 2.7.3 eingeführte Kanalmodell beschreibt nicht-frequenzselektive direktionale Kanalimpulsantworten, d. h. es gilt W gleich 1. Der Bezeichner w für die diskrete Verzögerung kann entfallen. Außerdem wird das hier beschriebene Kanalmodell nur für die Verbindung zwischen einer BS und einer einzigen MS betrachtet, d. h. es gilt K gleich 1. Somit kann auch der Bezeichner k entfallen. Die Matrix $\underline{\mathbf{H}}_{\text{s}}$ reduziert sich bei $W = 1$ zur Transponierten des räumlichen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{\mathbf{h}}_{\text{s}}$, vergleiche (2.33). Von RP aus gesehen seien die Abstrahlungsrichtungen k_d , $k_d = 1 \dots K_d$, äquidistant im Winkelbereich Ω symmetrisch zur Referenzlinie (RL) verteilt. Es gelte

$$\phi^{(k_d)} = \Omega \left(-\frac{1}{2} + \frac{k_d - 1}{K_d - 1} \right), \quad k_d = 1 \dots K_d. \quad (2.84)$$

Die Varianzen $\sigma_{\text{d}}^{(k_d)^2}$ der richtungsspezifischen Kanalkoeffizienten $\underline{h}_{\text{d}}^{(k_d)}$, $k_d = 1 \dots K_d$, seien alle gleich. Es gelte

$$\sigma_{\text{d}}^{(k_d)^2} = \text{const} = \sigma_{\text{d}}^2, \quad k_d = 1 \dots K_d. \quad (2.85)$$

Dann ergibt sich die zeitlich gemittelte räumliche Korrelationsmatrix, siehe (2.51),

$$\tilde{\mathbf{R}} = \sigma_{\text{d}}^2 \sum_{k_d=1}^{K_d} \underline{\mathbf{a}}^*(\phi^{(k_d)}) \underline{\mathbf{a}}^T(\phi^{(k_d)}). \quad (2.86)$$

2.8 Betrachtete Antennenkonfigurationen

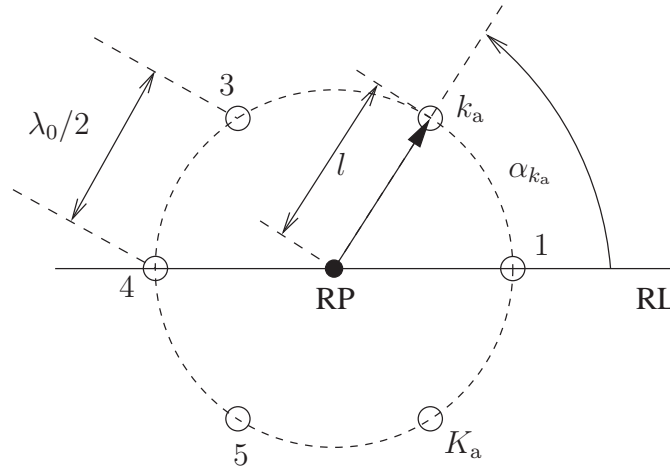


Bild 2.4. Anordnung der K_a Antennenelemente einer ringförmigen Gruppenantenne mit den Bemaßungsgrößen l nach (2.88) und α_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, nach (2.87)

Die in der vorliegenden Arbeit betrachteten Antennenkonfigurationen sind ringförmige Gruppenantennen mit K_a Antennenelementen, siehe Bild 2.4. Solche Antennenkonfigurationen werden auch als zirkulare Gruppenantennen bezeichnet [LR99]. Die K_a Antennenelemente sind in der horizontalen Ebene äquidistant um einen Referenzpunkt (RP) angeordnet. Der Abstand benachbarter Antennenelemente sei $\lambda_0/2$, d.h. eine halbe Trägerwellenlänge. Die azimutale Position des Antennenelements k_a relativ zu RL wird durch den Winkel

$$\alpha_{k_a} = 2\pi (k_a - 1) / K_a, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (2.87)$$

erfaßt, und das Antennenelement k_a gleich 1 liege auf der RL mit dem Winkel α_1 gleich null. Alle K_a Antennenelemente k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, haben gemäß Bild 2.4 den Abstand

$$l_{k_a} = l = \frac{\lambda_0}{4 \sin(\pi / K_a)}, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (2.88)$$

von RP. In Kapitel 9 werden abweichend von (2.88) auch Gruppenantennen betrachtet, bei denen die Abstände Δ benachbarter Antennenelemente Bruchteile oder ganzzahlige Vielfache der halben Trägerwellenlänge $\lambda_0/2$ sind. Dann gilt allgemein

$$l_{k_a} = l = \frac{\Delta}{2 \sin(\pi / K_a)}, \quad k_a = 1 \dots K_a. \quad (2.89)$$

Kapitel 3

Räumliche Sendesignalvorverarbeitung bei Kenntnis der Abwärtsstreckenkanäle an der Basisstation

3.1 Vorbemerkung

Das vorliegende Kapitel 3 befaßt sich mit räumlicher Sendesignalvorverarbeitung an der BS, konkreter mit Verfahren zum Einstellen MS-spezifischer Sendeleistungen $T^{(k)}$ nach (1.1) und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.2). Im gesamten Kapitel 3 wird vorausgesetzt, daß die aktuellen räumlichen Kanalimpulsantworten an der BS in Form der MS-spezifischen räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.35) verfügbar sind. Diese Kenntnis wird als Wissensbasis für die im vorliegenden Kapitel zu erarbeitenden Algorithmen genutzt. Ziel der im vorliegenden Kapitel 3 zu erarbeitenden Algorithmen ist das Erreichen möglichst hoher Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, siehe (1.4), an den Eingängen der MS-Empfänger k , $k = 1 \dots K$.

Abschnitt 3.2 befaßt sich mit dem mathematischen Darstellen von Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen, siehe (1.4). In den Unterabschnitten 3.2.1 und 3.2.2 wird das Darstellen momentaner bzw. über die Dauer eines CDMA-Symbols gemittelter Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.4) erörtert. Die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ aller von der BS versorgten MSen k , $k = 1 \dots K$, werden in Unterabschnitt 3.2.3 gemeinsam in Vektor-Matrix-Notation ausgedrückt.

Es ist nicht möglich, mit herkömmlichen mathematischen Verfahren die Sendeleistungen $T^{(k)}$ und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, mit dem Ziel des Maximierens von $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ in einem gemeinsamen Schritt zu bestimmen. Daher wird bei allen gängigen Verfahren zunächst Strahlformung und dann Leistungsregelung betrieben [VM99, FN98, YX98, RFTL98]. In Abschnitt 3.3 werden verschiedene Verfahren zum Strahlformen betrachtet; bei all diesen Verfahren spielen die eingestellten Sendeleistungen $T^{(k)}$ nach (1.1) keine Rolle. In Abschnitt 3.4 werden verschiedene Verfahren zum Leistungsregeln, d. h. zur Wahl der Sendeleistungen $T^{(k)}$, betrachtet. Alle in Abschnitt 3.4 vorgestellten Leistungsregelungsverfahren setzen voraus, daß die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bereits fest eingestellt sind.

Wie zuvor bereits erwähnt, wird bei konventionellen Kombinationen jeweils einmal Strahlformung und Leistungsregelung durchgeführt. In Abschnitt 3.5 wird eine optimale Kombination von Strahlformung und Leistungsregelung erarbeitet. Bei dieser werden Strahlformung

und Leistungsregelung in iterativer Weise so kombiniert, daß sich in der Konvergenz des Algorithmus das optimale, d. h. größtmögliche Träger-zu-Interferenz-Verhältnis γ_{CIR} einstellt.

Alle theoretischen Betrachtungen in den Abschnitten 3.3 bis 3.5 sind zunächst allgemein gehalten, d. h. es geht nicht um konkrete Realisierungen der Mobilfunkkanäle. Um die vorgestellten Algorithmen zum Strahlformen und Leistungsregeln zu testen und zu bewerten, müssen sie allerdings in realitätsnahen Szenarien angewendet werden. Daher werden zu allen in den Abschnitten 3.3 bis 3.5 erörterten Algorithmen Simulationen durchgeführt. Dabei werden jeweils Szenarien mit unterschiedlichen Anzahlen von MSen K und Antennenelementen K_a an der BS betrachtet. Für die Simulationen wird auf die in Unterabschnitt 2.7.2 eingeführten direktionalisierten 3GPP-Kanalmodelle zurückgegriffen. Die erzielten Simulationsergebnisse werden in Abschnitt 3.6 vorgestellt und diskutiert. Zu den einzelnen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung werden Statistiken des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ nach (1.4) aufgestellt und diskutiert.

In der vorliegenden Arbeit werden Bandpaßsignale durch komplexe Spaltenvektoren repräsentiert. Die Elemente dieser Vektoren sind Abtastwerte der komplexen Amplituden der Bandpaßsignale, die äquidistant im zeitlichen Abstand T_c , d.h. mit der Rate $1/T_c$ entnommen werden. Die signalrepräsentierenden Spaltenvektoren werden als Signalvektoren oder kurz als Signale bezeichnet. Betrachtet werde ein Signalvektor

$$\underline{\mathbf{v}} = (v_1 \dots v_M)^T \quad (3.1)$$

der Dimension M . Dem Element v_m dieses Signals entspricht die Signalenergie

$$E_m = \frac{|v_m|^2}{2} T_c, \quad (3.2)$$

und die Gesamtenergie dieses Signals ist

$$E = \frac{T_c}{2} \sum_{m=1}^M |v_m|^2 = \frac{T_c}{2} \underline{\mathbf{v}}^H \underline{\mathbf{v}}. \quad (3.3)$$

Die Momentanleistung von $\underline{\mathbf{v}}$ zum Zeitpunkt mT_c ist $|v_m|^2/2$ [JZ70]. Die mittlere Leistung des Signals $\underline{\mathbf{v}}$ folgt aus (3.3) mit der Signaldauer MT_c zu

$$P = E / (MT_c) = \frac{1}{2M} \sum_{m=1}^M |v_m|^2 = \frac{1}{2M} \underline{\mathbf{v}}^H \underline{\mathbf{v}} = \frac{1}{2M} \|\underline{\mathbf{v}}\|_2^2. \quad (3.4)$$

Haben alle Elemente v_m von $\underline{\mathbf{v}}$ nach (3.1) den Betrag eins, dann folgt für die mittlere Leistung aus (3.4)

$$P = 1/2. \quad (3.5)$$

P nach (3.5) ist gleichzeitig die Momentanleistung.

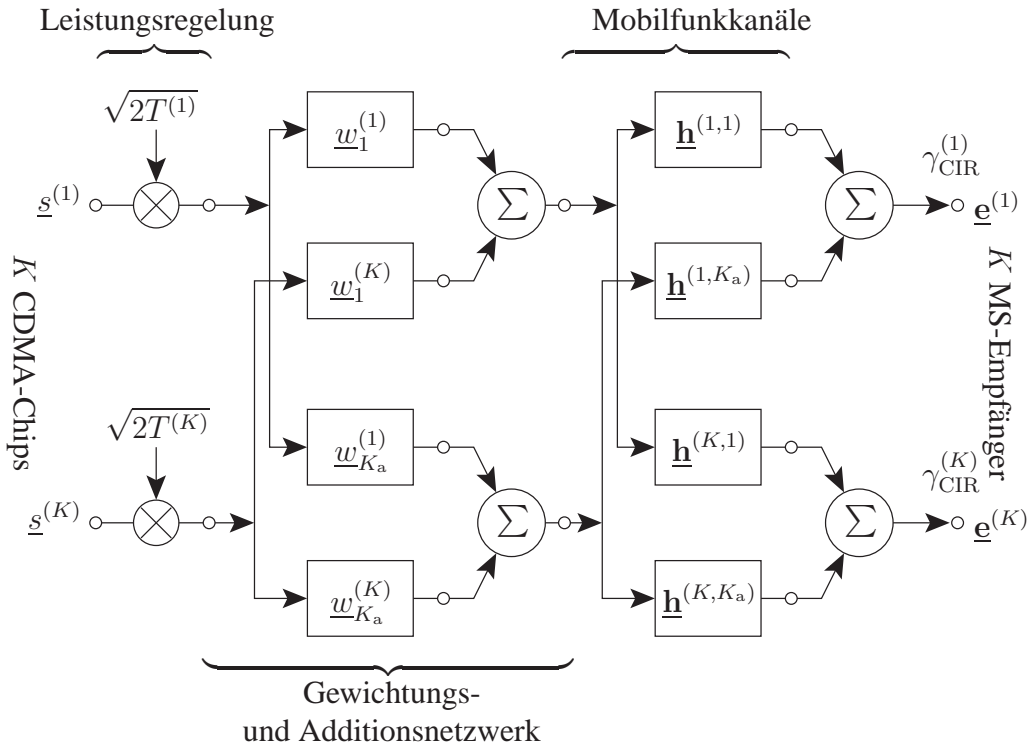


Bild 3.1. Systemmodell der Abwärtsstrecke

3.2 Darstellen von Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen

3.2.1 Chipbezogene Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse

Zunächst werde bei gegebenen, d.h. nicht zeitvarianten räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \in \mathbb{C}^{W \times K_a}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.35) und fest eingestellten MS-spezifischen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, für jede der K MSen k , $k = 1 \dots K$, ein einziges komplexes CDMA-Chip $\underline{s}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gesendet. Für die K CDMA-Chips $\underline{s}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gelte

$$|\underline{s}^{(k)}| = 1, \quad k = 1 \dots K. \quad (3.6)$$

Die für das Übertragen der CDMA-Chips relevante Abwärtsstrecke hat die Struktur nach Bild 3.1. Aufgrund des für die MS k' gesendeten Signals ergibt sich am Eingang der MS k mit $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}$ nach (2.35) und $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ nach (1.2) der Signalvektor

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{e}}^{(k,k')} &= \begin{bmatrix} h_1^{(k,1)} & h_1^{(k,2)} & h_1^{(k,K_a)} \\ h_2^{(k,1)} & h_2^{(k,2)} & h_2^{(k,K_a)} \\ h_3^{(k,1)} & h_3^{(k,2)} & h_3^{(k,K_a)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_W^{(k,1)} & h_W^{(k,2)} & h_W^{(k,K_a)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{w}_1^{(k')} \\ \underline{w}_2^{(k')} \\ \vdots \\ \underline{w}_{K_a}^{(k')} \end{bmatrix} \sqrt{2T^{(k')}} \underline{s}^{(k')} \\ &= \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \sqrt{2T^{(k')}} \underline{s}^{(k')}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Der am Eingang des MS-Empfängers k insgesamt eintreffende Signalvektor ergibt sich dann zu

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \sum_{k'=1}^K \underline{\mathbf{e}}^{(k,k')} = \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \sum_{k'=1}^K \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \sqrt{2T^{(k')}} \underline{s}^{(k')} \in \mathbb{C}^W. \quad (3.8)$$

$\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$ nach (3.8) hat die Dimension W . Der Signalanteil

$$\underline{\mathbf{e}}_C^{(k)} = \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} \sqrt{2T^{(k)}} \underline{s}^{(k)} \quad (3.9)$$

in $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$ nach (3.8), der auf das für MS k gesendete CDMA-Chip $\underline{s}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zurückgeht, ist das Nutzsignal am Eingang des MS-Empfängers k . Signalanteile in $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$ nach (3.8), die auf für die jeweils anderen MSen k' , $k' \neq k$, gesendeten CDMA-Chips $\underline{s}^{(k')}$, $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, zurückgehen, bilden das Interferenzsignal

$$\underline{\mathbf{e}}_I^{(k)} = \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \sqrt{2T^{(k')}} \underline{s}^{(k')} \quad (3.10)$$

am Eingang des MS-Empfängers k , $k = 1 \dots K$. Mit $\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$ nach (3.8), $\underline{\mathbf{e}}_C^{(k)}$ nach (3.9) und $\underline{\mathbf{e}}_I^{(k)}$ nach (3.10) gilt

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k)} = \underline{\mathbf{e}}_C^{(k)} + \underline{\mathbf{e}}_I^{(k)}, \quad k = 1 \dots K. \quad (3.11)$$

$\underline{\mathbf{e}}_C^{(k)}$ nach (3.9) hat gemäß den Ausführungen am Ende des Abschnitts 3.1 und mit (3.6) die mittlere Leistung

$$\begin{aligned} C^{(k)} &= \frac{1}{2W} \left\| \underline{\mathbf{e}}_C^{(k)} \right\|_2^2 \\ &= \frac{1}{2W} \left| \underline{s}^{(k)} \right|^2 2T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} \\ &= \frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \end{aligned} \quad (3.12)$$

die als MS-spezifische Nutzleistung bezeichnet wird. $\underline{\mathbf{e}}_I^{(k)}$ nach (3.10) hat gemäß den Ausführungen am Ende des Abschnitts 3.1 und mit (3.6) die mittlere Leistung

$$\begin{aligned} I'^{(k)} &= \frac{1}{2W} \left\| \underline{\mathbf{e}}_I^{(k)} \right\|_2^2 \\ &= \frac{1}{2W} \left\| \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \sqrt{2T^{(k')}} \underline{s}^{(k')} \right\|_2^2 \\ &= \frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq k}}^K \underline{s}^{(k')*} \underline{s}^{(\ell)} \sqrt{T^{(k')}} \sqrt{T^{(\ell)}} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(\ell)} \\ &= \frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \sum_{\substack{\ell=k' \\ \ell \neq k}}^K 2\text{Re} \left\{ \underline{s}^{(k')*} \underline{s}^{(\ell)} \sqrt{T^{(k')}} \sqrt{T^{(\ell)}} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(\ell)} \right\}, \quad k = 1 \dots K, \end{aligned} \quad (3.13)$$

die als MS-spezifische Interferenzleistung bezeichnet wird. Wenn man eine Vielzahl von Übertragungsexperimenten macht, bei denen die K Chips $\underline{s}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.6) unabhängig voneinander und gleichverteilt auf dem Einheitskreis der komplexen Ebene ausgewürfelt werden, so ergibt sich aus (3.12) für jedes Experiment das gleiche $C^{(k)}$. Dagegen ergibt sich aus (3.13) für jedes Experiment ein von den Werten $\underline{s}^{(k')}$, $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, abhängiges unterschiedliches $I^{(k)}$. Die $I^{(k)}$ der einzelnen Experimente haben wegen

$$\mathbb{E} \left\{ \underline{s}^{(k')*} \underline{s}^{(k)} \right\} = \begin{cases} 1 & \text{für } k = k', \\ 0 & \text{für } k \neq k', k, k' = 1 \dots K, \end{cases} \quad (3.14)$$

den Erwartungswert

$$\begin{aligned} I^{(k)} &= \mathbb{E} \left\{ I^{(k)} \right\} \\ &= \frac{1}{2W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K 2T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}, \quad k = 1 \dots K. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Im folgenden wird mit dem Erwartungswert $I^{(k)}$ gearbeitet, der als MS-spezifische Interferenzleistung bezeichnet wird. Mit $C^{(k)}$ nach (3.12) und $I^{(k)}$ nach (3.15) erhält man aus (1.4) das Träger-zu-Interferenz-Verhältnis

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{CIR}}^{(k)} = \frac{C^{(k)}}{I^{(k)}} &= \frac{\frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}}} \\ &= \frac{T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}}}, \quad k = 1 \dots K. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Mit den in (2.48) eingeführten räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, können die zu den MSen k , $k = 1 \dots K$, übertragenen Nutzleistungen nach (3.12) in der Form

$$C^{(k)} = \frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (3.17)$$

ausgedrückt werden. Der Anteil an Interferenzleistung bei einer MS k , $k = 1 \dots K$, der auf die für eine MS k' , $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, gesendeten Signale zurückgeht, ist

$$I^{(k,k')} = \frac{1}{W} T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}, \quad k, k' = 1 \dots K, \quad k' \neq k. \quad (3.18)$$

Die bei den MSen k , $k = 1 \dots K$, jeweils insgesamt auftretenden Interferenzleistungen $I^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.15) sind mit den Interferenzbeiträgen $I^{(k,k')}$, $k, k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, nach

(3.18)

$$\begin{aligned}
 I^{(k)} &= \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K I^{(k,k')} \\
 &= \frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}, \quad k=1 \dots K.
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (3.16) an den Empfängereingängen der MSen k , $k=1 \dots K$, ergeben sich mit (3.17) und (3.19) zu

$$\begin{aligned}
 \gamma_{\text{CIR}}^{(k)} &= \frac{C^{(k)}}{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K I^{(k,k')}} \\
 &= \frac{\frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}} \\
 &= \frac{T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}}, \quad k=1 \dots K.
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

$\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ für ein bestimmtes k hängt von allen K Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, und von allen K Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k=1 \dots K$, ab. Um (3.20) zu vereinfachen, werden die reellen Größen

$$g^{(k,k')} = \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \in \mathbb{R}_{0+} \quad k, k'=1 \dots K, \tag{3.21}$$

eingeführt, die in [JBM01a] als modifizierte Funkfeldgewinne bezeichnet werden. In der vorliegenden Arbeit wird das Attribut „modifiziert“ zur Vereinfachung weggelassen. $g^{(k,k')}$ ist ein Maß für die bei MS k aufgrund des Versorgens von MS k' ankommende Leistung. Mit $g^{(k,k')}$, $k, k'=1 \dots K$, nach (3.21) können die Nutzleistungen $C^{(k)}$ nach (3.17) und die Interferenzleistungen $I^{(k,k')}$, $k, k'=1 \dots K$, nach (3.18) in der Form

$$C^{(k)} = \frac{1}{W} T^{(k)} g^{(k,k)}, \quad k=1 \dots K, \tag{3.22}$$

bzw.

$$I^{(k,k')} = \frac{1}{W} T^{(k')} g^{(k,k')}, \quad k, k'=1 \dots K, \quad k' \neq k, \tag{3.23}$$

ausgedrückt werden.

Die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ nach (3.16) an den Eingängen der MS-Empfänger k , $k=1 \dots K$, ergeben sich mit (3.22) und (3.23) sowie nach Kürzen von $1/W$ aus Zähler

und Nenner zu

$$\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} = \frac{T^{(k)} g^{(k,k)}}{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} g^{(k,k')}}}, \quad k=1 \dots K. \quad (3.24)$$

3.2.2 Datensymbolbezogene Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse

Nun werde für jede der MSen k , $k=1 \dots K$, ein Datensymbol $\underline{d}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, des Betrags

$$\left| \underline{d}^{(k)} \right| = 1, \quad k=1 \dots K, \quad (3.25)$$

übertragen. Hierbei werde jedes der Datensymbole $\underline{d}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, mit einem MS-spezifischen CDMA-Code $\underline{s}^{(k)} \in \mathbb{C}^Q$ gespreizt. Falls das Zielsystem der vorliegenden Betrachtungen WCDMA ist, so schließen die Sequenzen $\underline{s}^{(k)}$ sowohl den zellspezifischen Scrambling- als auch die MS-spezifischen Spreizcodes ein [3GP99a]. Die CDMA-Codes $\underline{s}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, setzen sich aus Q komplexen Codeelementen

$$\underline{s}_q^{(k)} \in \mathbb{C}, \quad q=1 \dots Q, \quad k=1 \dots K, \quad (3.26)$$

gemäß

$$\underline{s}^{(k)} = \left(\underline{s}_1^{(k)} \dots \underline{s}_Q^{(k)} \right)^T, \quad k=1 \dots K, \quad (3.27)$$

zusammen, wobei alle Codeelemente $\underline{s}_q^{(k)}$, $q=1 \dots Q$, $k=1 \dots K$, den Betrag

$$\left| \underline{s}_q^{(k)} \right| = 1, \quad q=1 \dots Q, \quad k=1 \dots K, \quad (3.28)$$

haben sollen.

Es werden die Matrizen $\underline{\mathbf{S}}^{(k)} \in \mathbb{C}^{(Q+W-1) \times W}$, $k=1 \dots K$, eingeführt, deren Elemente sich aus den Codeelementen $\underline{s}_q^{(k)}$ nach (3.26) zu

$$\left[\underline{\mathbf{S}}^{(k)} \right]_{l,w} = \begin{cases} \underline{s}_{l-w+1}^{(k)} & \text{für } 1 \leq l-w \leq Q, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (3.29)$$

ergeben [Lu01]. Aufgrund des für die MS k' gesendeten Signals ergibt sich am Eingang der MS k mit $\underline{\mathbf{S}}^{(k')}$ nach (3.29), $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}$ nach (2.34) und $\underline{\mathbf{w}}^{(k')}$ nach (1.2) in Erweiterung von (3.7) das Empfangssignal

$$\underline{\mathbf{e}}^{(k,k')} = \begin{bmatrix} \underline{s}_1^{(k')} & 0 & 0 & 0 \\ \underline{s}_2^{(k')} & \underline{s}_1^{(k')} & 0 & 0 \\ \underline{s}_3^{(k')} & \underline{s}_2^{(k')} & \underline{s}_1^{(k')} & 0 \\ \underline{s}_4^{(k')} & \underline{s}_3^{(k')} & \underline{s}_2^{(k')} & \underline{s}_1^{(k')} \\ \underline{s}_Q^{(k')} & \underline{s}_4^{(k')} & \underline{s}_3^{(k')} & \underline{s}_2^{(k')} \\ 0 & \underline{s}_Q^{(k')} & \underline{s}_4^{(k')} & \underline{s}_3^{(k')} \\ 0 & 0 & \underline{s}_Q^{(k')} & \underline{s}_4^{(k')} \\ 0 & 0 & 0 & \underline{s}_Q^{(k')} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{h}_1^{(k,1)} & \underline{h}_1^{(k,2)} & \underline{h}_1^{(k,K_a)} \\ \underline{h}_2^{(k,1)} & \underline{h}_2^{(k,2)} & \underline{h}_2^{(k,K_a)} \\ \underline{h}_3^{(k,1)} & \underline{h}_3^{(k,2)} & \underline{h}_3^{(k,K_a)} \\ \underline{h}_W^{(k,1)} & \underline{h}_W^{(k,2)} & \underline{h}_W^{(k,K_a)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{w}_1^{(k')} \\ \underline{w}_2^{(k')} \\ \underline{w}_{K_a}^{(k')} \end{bmatrix} \sqrt{2T^{(k')}} \underline{\mathbf{d}}^{(k')} \quad (3.30)$$

der Dimension $Q + W - 1$. Dann ergeben sich die K MS-spezifischen Empfangssignale $\underline{\mathbf{e}}^{(k)} \in \mathbb{C}^{Q+W-1}$ zu

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{e}}^{(k)} &= \sum_{k'=1}^K \underline{\mathbf{e}}^{(k,k')} \\ &= \sum_{k'=1}^K \underline{\mathbf{S}}^{(k')} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \sqrt{T^{(k')}} \underline{\mathbf{d}}^{(k')} \\ &= \underline{\mathbf{S}}^{(k)} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} \sqrt{T^{(k)}} \underline{\mathbf{d}}^{(k)} + \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{S}}^{(k')} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \sqrt{T^{(k')}} \underline{\mathbf{d}}^{(k')} \\ &= \underline{\mathbf{e}}_C^{(k)} + \underline{\mathbf{e}}_I^{(k)}, \quad k=1 \dots K, \end{aligned} \quad (3.31)$$

wobei $\underline{\mathbf{e}}_C^{(k)}$ der Nutzanteil und $\underline{\mathbf{e}}_I^{(k)}$ der Interferenzanteil ist.

Aus (3.31) ergeben sich die über die Symboldauer gemittelten empfangenen Nutzleistungen

$$\overline{C}^{(k)} = \frac{1}{Q+W-1} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{S}}^{(k)H} \underline{\mathbf{S}}^{(k)} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} \left| \underline{\mathbf{d}}^{(k)} \right|^2, \quad k=1 \dots K. \quad (3.32)$$

Die über die Symboldauer gemittelten Interferenzleistungen ergeben sich entsprechend zu

$$\overline{I}^{(k)} = \frac{1}{Q+W-1} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq k}}^K \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)H} \underline{\mathbf{S}}^{(k')H} \underline{\mathbf{S}}^{(\ell)} \underline{\mathbf{H}}_s^{(k)} \underline{\mathbf{d}}^{(k')*} \underline{\mathbf{d}}^{(\ell)} \sqrt{T^{(k')}} \underline{\mathbf{w}}^{(\ell)} \sqrt{T^{(\ell)}}, \quad k=1 \dots K. \quad (3.33)$$

Wenn man eine Vielzahl von Übertragungsexperimenten macht, bei denen die K Datensymbole $\underline{\mathbf{d}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (3.25) unabhängig voneinander aus einem Datensymbolvorrat wählt, so ergibt sich aus (3.32) für jedes Experiment das gleiche $\overline{C}^{(k)}$. Dagegen ergibt sich aus (3.33) für jedes Experiment ein von den Werten $\underline{\mathbf{d}}^{(k')}$, $k'=1 \dots K$, $k' \neq k$, abhängiges unterschiedliches $\overline{I}^{(k)}$. Die $\overline{I}^{(k)}$ der einzelnen Experimente haben wegen

$$\mathbb{E} \left\{ \underline{\mathbf{d}}^{(k')*} \underline{\mathbf{d}}^{(k)} \right\} = \begin{cases} 1 & \text{für } k = k', \\ 0 & \text{für } k \neq k', k, k' = 1 \dots K, \end{cases} \quad (3.34)$$

den Erwartungswert

$$\begin{aligned}\bar{T}^{(k)} &= \mathbb{E} \left\{ \bar{T}'^{(k)} \right\} \\ &= \frac{1}{Q+W-1} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')\text{H}} \underline{\mathbf{H}}_{\text{s}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{S}}^{(k')\text{H}} \underline{\mathbf{S}}^{(k')} \underline{\mathbf{H}}_{\text{s}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \quad k=1 \dots K. \quad (3.35)\end{aligned}$$

Im folgenden wird der Erwartungswert $\bar{T}^{(k)}$ nach (3.35) als MS-spezifische symbolbezogene Interferenzleistung herangezogen. Mit $\bar{C}^{(k)}$ nach (3.32) und $\bar{T}^{(k)}$ nach (3.35) erhält man analog zum chipbezogenen Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ nach (3.16) das symbolbezogene Träger-zu-Interferenz-Verhältnis

$$\begin{aligned}\bar{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)} &= \frac{\bar{C}^{(k)}}{\bar{T}^{(k)}} \\ &= \frac{\frac{1}{Q+W-1} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{H}}_{\text{s}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{S}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{S}}^{(k)} \underline{\mathbf{H}}_{\text{s}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\frac{1}{Q+W-1} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')\text{H}} \underline{\mathbf{H}}_{\text{s}}^{(k')\text{H}} \underline{\mathbf{S}}^{(k')\text{H}} \underline{\mathbf{S}}^{(k')} \underline{\mathbf{H}}_{\text{s}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}}}, \quad k=1 \dots K. \quad (3.36)\end{aligned}$$

Die $M \times M$ -Einheitsmatrix werde allgemein durch $\mathbf{I}^{(M)}$ beschrieben. Die symbolbezogenen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\bar{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (3.36) sind dann gleich den chipbezogenen Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (3.16), wenn

$$\underline{\mathbf{S}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{S}}^{(k)} = Q \mathbf{I}^{(W)} \in \mathbb{Z}^{W \times W}, \quad k=1 \dots K, \quad (3.37)$$

gilt. (3.37) ist nicht streng erfüllbar [Pro95]. Beim Verwenden langer CDMA-Codes $\underline{\mathbf{s}}^{(k)}$ nach (3.27) sind die Beträge der Nichtdiagonalelemente der hermiteschen Matrizen $\underline{\mathbf{S}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{S}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, im Verhältnis zu deren Diagonalelementen so klein, daß (3.37) näherungsweise erfüllt ist [Lu01]. Im folgenden wird daher ausschließlich der in Unterabschnitt 3.2.1 besprochene Fall der chipweisen Betrachtung von Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen verfolgt.

3.2.3 Darstellen von Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen in Vektor-Matrix-Notation

Wie bereits am Ende des vorhergehenden Unterabschnitts 3.2.2 erwähnt, werden im folgenden nur noch chipbezogene Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (3.16) betrachtet. Somit interessiert im vorliegenden Unterabschnitt 3.2.3 die in Bild 3.1 gezeigte Abwärtsstrecke von den K Eingängen der Leistungsregelung an der BS bis zu den Eingängen der K MS-Empfänger.

Aus den modifizierten Funkfeldgewinnen $g^{(k,k')}$ nach (3.21) wird die Matrix $\mathbf{G} \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}$ gemäß

$$[\mathbf{G}]_{k,k'} = \begin{cases} g^{(k,k')} & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (3.38)$$

gebildet [Ste96, SB97b]. Die Matrix \mathbf{G} nach (3.38) wird im folgenden auch als Koppelgewinmatrix bezeichnet. Außerdem wird die Diagonalmatrix $\mathbf{V} \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}$ eingeführt, deren Diagonalelemente die als Nutzfunkfeldgewinne bezeichneten Größen $g^{(k,k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.21) sind [Ste96, SB97b]:

$$\mathbf{V} = \text{diag}(g^{(1,1)} \dots g^{(K,K)}) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}. \quad (3.39)$$

Diese Matrix wird im folgenden auch als Nutzgewinmatrix bezeichnet. Sollen alle MSen k , $k = 1 \dots K$, versorgt werden, so müssen in jedem Falle die Nutzfunkfeldgewinne $g^{(k,k)}$, $k = 1 \dots K$, größer als null sein. Unter dieser im folgenden gemachten Voraussetzung sind alle Diagonalelemente von \mathbf{V} nach (3.39) positiv, und \mathbf{V} ist invertierbar. Weiterhin wird mit den Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.1) der Sendeleistungsvektor

$$\mathbf{t} = (T^{(1)} \dots T^{(K)})^T \in \mathbb{R}_{0+}^K \quad (3.40)$$

eingeführt [Ste96, SB97b]. Mit den relativen Sendeleistungen $T_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.6) wird der relative Sendeleistungsvektor

$$\mathbf{t}_{\text{rel}} = (T_{\text{rel}}^{(1)} \dots T_{\text{rel}}^{(K)})^T \in \mathbb{R}_{0+}^K \quad (3.41)$$

gebildet. Mit dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40), der Summensendeleistung T_{Σ} nach (1.5) und dem relativen Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_{rel} nach (3.41) gilt

$$\mathbf{t} = T_{\Sigma} \mathbf{t}_{\text{rel}}. \quad (3.42)$$

Wie bereits in Abschnitt 1.3 erwähnt, sind nur Sendeleistungen $T^{(k)} \geq 0$ physikalisch sinnvoll. Diese Tatsache wird durch Einschränken des Wertebereichs der Elemente der Sendeleistungsvektoren \mathbf{t} nach (3.40) auf nicht-negative reelle Werte berücksichtigt. Die insgesamt aufgebrauchte Summensendeleistung T_{Σ} nach (1.5) kann mit dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40) durch

$$T_{\Sigma} = \|\mathbf{t}\|_1 \quad (3.43)$$

ausgedrückt werden. Werden die Nutzleistungen $C^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.22) zum Vektor

$$\mathbf{c} = (C^{(1)} \dots C^{(K)})^T \quad (3.44)$$

zusammengefaßt, so gilt mit \mathbf{t} nach (3.40) und \mathbf{V} nach (3.39) nach

$$\mathbf{c} = \frac{1}{W} \mathbf{V} \mathbf{t}. \quad (3.45)$$

Werden die Interferenzleistungen $I^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.19) zum Vektor

$$\mathbf{i} = (I^{(1)} \dots I^{(K)})^T \quad (3.46)$$

zusammengefaßt, so gilt mit \mathbf{t} nach (3.40) und \mathbf{G} nach (3.38)

$$\mathbf{i} = \frac{1}{W} \mathbf{G} \mathbf{t}. \quad (3.47)$$

Weiterhin eingeführt wird die $K \times K$ -Diagonalmatrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}} \in \mathbb{R}_{0+}^K$, deren Diagonalelemente die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, sind:

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}} = \text{diag} \left(\gamma_{\text{CIR}}^{(1)} \dots \gamma_{\text{CIR}}^{(K)} \right) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}. \quad (3.48)$$

Mit $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}$ nach (3.48), dem Nutzleistungsvektor \mathbf{c} nach (3.44) und dem Interferenzleistungsvektor \mathbf{i} nach (3.46) ergibt sich

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}} \mathbf{i} = \mathbf{c}. \quad (3.49)$$

Mit den Matrizen \mathbf{G} nach (3.38), \mathbf{V} nach (3.39) und $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}$ nach (3.48) und mit dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40) gilt

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}} \mathbf{G} \mathbf{t} = \mathbf{V} \mathbf{t} \quad (3.50)$$

[Ste96, SB97b]. Zur Veranschaulichung soll (3.50) auch noch in ausgeschriebener Form angegeben werden:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_{\text{CIR}}^{(1)} & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_{\text{CIR}}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_{\text{CIR}}^{(K)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & g^{(1,2)} & g^{(1,K)} \\ g^{(2,1)} & 0 & g^{(2,K)} \\ g^{(K,1)} & g^{(K,2)} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} \underbrace{\begin{bmatrix} T^{(1)} \\ T^{(2)} \\ T^{(K)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{t}} = \underbrace{\begin{bmatrix} g^{(1,1)} & 0 & 0 \\ 0 & g^{(2,2)} & 0 \\ 0 & 0 & g^{(K,K)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}} \underbrace{\begin{bmatrix} T^{(1)} \\ T^{(2)} \\ T^{(K)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{t}}. \quad (3.51)$$

Wie schon in Abschnitt 2.5 erwähnt, bezeichne $\text{diag}(\cdot)$ eine Diagonalmatrix, deren Diagonalelemente gleich den Komponenten des Vektors in der Klammer sind. Nach (3.50) und (3.51) ergeben sich die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, mit den durch die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und die räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.48) bestimmten Matrizen \mathbf{G} und \mathbf{V} sowie dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} zu

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}} = \text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{t})^{-1} \text{diag}(\mathbf{V}\mathbf{t}). \quad (3.52)$$

3.3 Untersuchte Strahlformungsverfahren

3.3.1 Maximieren des Verhältnisses der empfangenen Nutzleistung zur Sendeleistung

Eine gebräuchliche Methode, vorteilhafte MS-spezifische Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.2) zu bestimmen, besteht darin, die Verhältnisse aus MS-spezifischen Nutzleistungen $C^{(k)}$ und aufgewandten Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu maximieren [God97]. Nach (3.17) ergeben sich diese Verhältnisse zu

$$C^{(k)}/T^{(k)} = \frac{1}{W} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K. \quad (3.53)$$

Gemäß (3.53) hängen die Verhältnisse $C^{(k)}/T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nur von den MS-spezifischen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.2) und den räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.48), nicht aber von den Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.1) ab. Das Optimierungskriterium zum Bestimmen der $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, lautet

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{w}}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (3.54)$$

Durch (3.54) sind die $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, für jedes k nur bis auf einen komplexen Faktor bestimmt. Der Betrag dieses Faktors ergibt sich aufgrund der Normierung gemäß (1.3). Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die das Optimierungskriterium (3.54) erfüllen, können durch Lösen der speziellen Eigenwertprobleme [MJ87]

$$\underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}} = \lambda \underline{\mathbf{w}}, \quad k = 1 \dots K, \quad (3.55)$$

ermittelt werden. Der betragsgrößte Eigenwert einer hermiteschen Matrix $\underline{\mathbf{X}}$ werde mit $\lambda_{\max}(\underline{\mathbf{X}})$ und der zu diesem Eigenwert gehörende Eigenvektor werde mit $\underline{\mathbf{u}}_{\max}(\underline{\mathbf{X}})$ bezeichnet. Dann ist der (3.54) erfüllende Gewichtsvektor

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \underline{\mathbf{u}}_{\max}(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}) \quad (3.56)$$

[God97], und es stellt sich das Verhältnis

$$C^{(k)}/T^{(k)} = \frac{1}{W} \lambda_{\max}(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}) \quad (3.57)$$

von MS-spezifischer Nutzleistung $C^{(k)}$ und MS-spezifischer Sendeleistung $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ein. Einstellen von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß dem Optimierungskriterium nach (3.54) wird im folgenden als C/T -max-Strahlformung bezeichnet.

3.3.2 Maximieren von Pseudo-Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen

Werden für eine MS k , $k = 1 \dots K$, der Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und die Sendeleistung $T^{(k)}$ eingestellt, so ergeben sich die bei den anderen MSen k' , $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, verursachten Interferenzleistungen $I^{(k,k')}$ gemäß (3.18). Die gesamte auf die für eine MS k , $k = 1 \dots K$, gesendeten Signale zurückgehende mittlere Interferenzleistung ist

$$I_{\text{T}}^{(k)} = \frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right) \underline{\mathbf{w}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (3.58)$$

[SB97b, Sch01]. Ein plausibles Kriterium zum Einstellen der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ist das Maximieren des Verhältnisses der Nutzleistung $C^{(k)}$ nach (3.17) und der durch Versorgung der MS k an den anderen $K - 1$ MSen $k' \neq k$ verursachten totalen Interferenzleistung $I_{\text{T}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.58), also das Maximieren von [SB97a, SB97b]

$$C^{(k)} / I_{\text{T}}^{(k)} = \frac{\frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}} = \frac{\underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (3.59)$$

$C^{(k)} / I_{\text{T}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.59) ist zwar ein Verhältnis von Nutz- und Interferenzleistung, ist jedoch nicht das an einem bestimmten Ort herrschende Träger-zu-Interferenz-Verhältnis. Daher wird $C^{(k)} / I_{\text{T}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.59) vom Autor als Pseudo-Träger-zu-Interferenz-Verhältnis bezeichnet.

Es folgen nun zunächst einige Betrachtungen zum Maximieren von $C^{(k)} / I_{\text{T}}^{(k)}$ nach (3.59). Im weiteren Verlauf des Abschnitts 3.3.2 werden diese Betrachtungen dann mathematisch untermauert. Bei den anschaulichen Betrachtungen wird vom Fall

$$W > K_{\text{d}}, K_{\text{a}} \quad (3.60)$$

ausgegangen. Im Falle K_{d} größer als K_{a} haben die Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in (3.59) im allgemeinen vollen Rang K_{a} , und somit haben auch die im Nenner auf der rechten Seite von (3.59) auftretenden Matrizen $\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')}$ im allgemeinen vollen Rang K_{a} . Dieser als regulär zu bezeichnende Fall sei im folgenden vorausgesetzt. Dann ergeben sich die in (3.59) zu maximalen Werten $C^{(k)} / I_{\text{T}}^{(k)}$ führenden Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ durch Lösen eines allgemeinen Eigenwertproblems, wie später gezeigt werden wird. Im Falle K_{d} kleiner als K_{a} haben die Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in (3.59) im allgemeinen den Rang K_{d} , und für den Rang der im Nenner auf der rechten Seite von (3.59) auftretenden, aus $K - 1$ Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k')}$

bestehenden Matrix $\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')}$ gilt im allgemeinen

$$\text{rang} \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right) = \min (K_d(K-1), K_a). \quad (3.61)$$

Das Rangdefizit der Matrix $\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')}$ ist demnach

$$d_R = K_a - \min (K_d(K-1), K_a). \quad (3.62)$$

Im Falle d_R größer als Null kann $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ so gewählt werden, daß der Nenner auf der rechten Seite von (3.59) verschwindet. Da für ein solches $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ der Zähler auf der rechten Seite von (3.59) nicht ebenfalls verschwindet, ergibt sich ein unendliches $C^{(k)}/I_T^{(k)}$. Wenn d_R größer als eins ist, gibt es unendliche viele $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, die $C^{(k)}/I_T^{(k)}$ gegen unendlich gehen lassen. Sinnvollerweise ist dann jenes $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ zu wählen, das auf der rechten Seite von (3.59) gleichzeitig mit dem Nullen des Nenners den Zähler maximiert.

Das Optimierungskriterium ergibt sich aus (3.59) zu

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^H \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^H \left[\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right] \underline{\mathbf{w}}}, \quad k=1 \dots K. \quad (3.63)$$

Auf welche Weise ein das Optimierungskriterium (3.63) erfüllender Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ gefunden werden kann, hängt von den Rängen der Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ und $\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')}$ ab. Lösungsansätze und die Lösbarkeit des Optimierungsproblems (3.63) werden nachfolgend analysiert.

Zum Vereinfachen der folgenden Darstellungen werden die Matrizen

$$\underline{\mathbf{X}} = \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \quad (3.64)$$

und

$$\underline{\mathbf{Y}} = \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \quad (3.65)$$

eingeführt. Gemäß (3.64) und (3.65) gehört zu jeder MS k ein anderes Matrixpaar $\underline{\mathbf{X}}, \underline{\mathbf{Y}}$. Auf entsprechende Bezeichner bei $\underline{\mathbf{X}}$ und $\underline{\mathbf{Y}}$ wird jedoch im weiteren Verlauf des vorliegenden Unterabschnitts 3.3.2 im Interesse der Übersichtlichkeit verzichtet. Ebenso wird auf den Bezeichner (k) bei $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ verzichtet. Mit $\underline{\mathbf{X}}$ nach (3.64) und $\underline{\mathbf{Y}}$ nach (3.65) lautet (3.63) unter Berücksichtigung von (1.3)

$$\underline{\mathbf{w}} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^H \underline{\mathbf{X}} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^H \underline{\mathbf{Y}} \underline{\mathbf{w}}}. \quad (3.66)$$

Die Funktion $\text{rang}(\cdot)$ gebe den Rang der quadratischen Matrix im Argument zurück. Die Ränge der Matrizen $\underline{\mathbf{X}}$ und $\underline{\mathbf{Y}}$ in (3.66) werden mit

$$r_x = \text{rang}(\underline{\mathbf{X}}) \quad (3.67)$$

bzw.

$$r_y = \text{rang}(\underline{\mathbf{Y}}) \quad (3.68)$$

bezeichnet. Die Matrizen $\underline{\mathbf{X}}$ und $\underline{\mathbf{Y}}$ in (3.66) haben die Eigenwertzerlegungen [MJ87]

$$\underline{\mathbf{X}} = \underline{\mathbf{U}}_x \underline{\mathbf{\Lambda}}_x \underline{\mathbf{U}}_x^H \quad (3.69)$$

bzw.

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{U}}_y \underline{\mathbf{\Lambda}}_y \underline{\mathbf{U}}_y^H, \quad (3.70)$$

wobei die Eigenwertmatrizen $\underline{\mathbf{\Lambda}}_x$ und $\underline{\mathbf{\Lambda}}_y$ durch

$$\underline{\mathbf{\Lambda}}_y = \text{diag}(\lambda_y^{(1)} \dots \lambda_y^{(K_a)}) \quad (3.71)$$

bzw.

$$\underline{\mathbf{\Lambda}}_x = \text{diag}(\lambda_x^{(1)} \dots \lambda_x^{(K_a)}) \quad (3.72)$$

und die Eigenvektormatrizen $\underline{\mathbf{U}}_x$ und $\underline{\mathbf{U}}_y$ durch

$$\underline{\mathbf{U}}_x = (\underline{\mathbf{u}}_x^{(1)} \dots \underline{\mathbf{u}}_x^{(K_a)}) \quad (3.73)$$

bzw.

$$\underline{\mathbf{U}}_y = (\underline{\mathbf{u}}_y^{(1)} \dots \underline{\mathbf{u}}_y^{(K_a)}) \quad (3.74)$$

gegeben sind. Wie bereits zuvor erwähnt, müssen bei dem Optimierungsproblem (3.66) abhängig von den Rängen r_x nach (3.67) und r_y nach (3.68) Fallunterscheidungen getroffen werden. Diese werden vom Autor im folgenden herausgearbeitet.

Fall 1: $r_x \geq 1$ und $r_y = K_a$: Das ist der allgemeine Standardfall. Der Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}$ ergibt sich durch Lösen des allgemeinen Eigenwertproblems [MJ87]

$$\underline{\mathbf{X}} \underline{\mathbf{w}} = \lambda \underline{\mathbf{Y}} \underline{\mathbf{w}}. \quad (3.75)$$

Werden der betragsgrößte Eigenwert des allgemeinen Eigenwertproblems (3.75) mit $\lambda_{\max}(\underline{\mathbf{X}}, \underline{\mathbf{Y}})$ und der zu diesem Eigenwert gehörende Eigenvektor mit $\underline{\mathbf{u}}_{\max}(\underline{\mathbf{X}}, \underline{\mathbf{Y}})$ bezeichnet, dann ist der (3.66) erfüllende Gewichtsvektor

$$\underline{\mathbf{w}} = \underline{\mathbf{u}}_{\max}(\underline{\mathbf{X}}, \underline{\mathbf{Y}}). \quad (3.76)$$

Fall 2: $r_x = 1$ und $r_y = K_a$: Dieser Fall ist ein Spezialfall des Falles 1. Wenn $r_x = 1$ ist, kann $\underline{\mathbf{X}}$ geschrieben werden als [MJ87]

$$\underline{\mathbf{X}} = \lambda_x^{(1)} \underline{\mathbf{u}}_x^{(1)} \underline{\mathbf{u}}_x^{(1)H}. \quad (3.77)$$

$\underline{\mathbf{Y}}$ ist invertierbar. In diesem Fall ist die Wiener-Lösung [MM80] anwendbar. Der (3.66) maximierende Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}$ ergibt sich zu [MM80]

$$\underline{\mathbf{w}} = \underline{\mathbf{Y}}^{-1} \underline{\mathbf{u}}_x^{(1)} \left\| \underline{\mathbf{Y}}^{-1} \underline{\mathbf{u}}_x^{(1)} \right\|_2^{-1}. \quad (3.78)$$

Fall 3: $r_x = 1$, $r_y < K_a$ und $r_{xy} = 1 + r_y = r_x + r_y$: Wenn $\underline{\mathbf{Y}}$ nicht vollen und $\underline{\mathbf{X}}$ einfachen Rang hat, und zudem der Nutzraum nicht vollständig im Interferenzraum befindet so kann $I_T^{(k)}$ nach (3.58) vollständig unterdrückt werden. Als Nebenbedingung sollte hierbei das Maximieren der Nutzleistung $C^{(k)}$ nach (3.17) verwendet werden. Diese Technik wird als nullensteuerndes Strahlformen bezeichnet [God97]. $\underline{\mathbf{X}}$ läßt sich wiederum gemäß (3.77) darstellen. Für $\underline{\mathbf{Y}}$ gilt entsprechend

$$\underline{\mathbf{Y}} = \sum_{\ell=1}^{r_y} \lambda_y^{(\ell)} \underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)} \underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)H}. \quad (3.79)$$

Das Optimierungskriterium lautet nun

$$\max \left| \underline{\mathbf{u}}_x^{(1)H} \underline{\mathbf{w}} \right| \quad \text{mit den Nebenbedingungen} \quad \underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)H} \underline{\mathbf{w}} = 0, \quad \ell = 1 \dots r_y, \\ \underline{\mathbf{w}}^H \underline{\mathbf{w}} = 1. \quad (3.80)$$

Zum Lösen der Optimierungsaufgabe (3.80) wird zunächst ein nicht-normierter Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{v}}$ gesucht, der auf der Nutzmode $\underline{\mathbf{u}}_x^{(1)}$ eine Einheitsantwort erzielt, die Interferenzmoden $\underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)}$, $\ell = 1 \dots r_y$, vollständig unterdrückt und dem Betrage $\|\underline{\mathbf{v}}\|_2$ nach minimal ist. Die sich aus diesen Forderungen ergebende modifizierte Optimierungsaufgabe lautet [God97]

$$\min \|\underline{\mathbf{v}}\|_2 \quad \text{mit den Nebenbedingungen} \quad \underline{\mathbf{u}}_x^{(1)H} \underline{\mathbf{v}} = 1, \\ \underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)H} \underline{\mathbf{v}} = 0, \quad \ell = 1 \dots r_y. \quad (3.81)$$

Mit der Matrix

$$\underline{\mathbf{B}} = \left(\underline{\mathbf{u}}_x^{(1)} \underline{\mathbf{u}}_y^{(1)} \dots \underline{\mathbf{u}}_y^{(r_y)} \right)^H \in \mathbb{C}^{(r_y+1) \times K_a} \quad (3.82)$$

und dem Einheitsvektor

$$\mathbf{e}_1^{(r_y+1)} = (1, 0 \dots 0)^T \in \mathbb{N}^{r_y+1} \quad (3.83)$$

ergibt die Kombination der Nebenbedingungen von (3.81)

$$\underline{\mathbf{B}} \underline{\mathbf{v}} = \mathbf{e}_1^{(r_y+1)}. \quad (3.84)$$

Da im vorliegenden Fall $r_y + 1 \leq K_a$ gilt, ist das durch (3.84) beschriebene Gleichungssystem lösbar. Eine Lösung minimaler Energie, die also (3.81) erfüllt, ergibt sich mit der Pseudoinversen [MJ87] von $\underline{\mathbf{B}}$ zu

$$\underline{\mathbf{v}} = \underline{\mathbf{B}}^H (\underline{\mathbf{B}} \underline{\mathbf{B}}^H)^{-1} \mathbf{e}_1^{(r_y+1)}. \quad (3.85)$$

Durch Normieren von $\underline{\mathbf{v}}$ nach (3.85) auf den Betrag eins erhält man einen normierten Gewichtsvektor

$$\underline{\mathbf{w}} = \underline{\mathbf{v}} / \|\underline{\mathbf{v}}\|_2, \quad (3.86)$$

der das Optimierungsproblem (3.80) löst. Wird das energieminierte Lösen von (3.84) durch die Pseudoinverse von $\underline{\mathbf{B}}$ gemäß (3.85) und das Normieren gemäß (3.86) in einem einzigen Schritt zusammengefaßt, so ergibt sich der das Optimierungsproblem (3.80) lösende Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}$ abhängig von $\underline{\mathbf{B}}$ nach (3.82) zu

$$\underline{\mathbf{w}} = \underline{\mathbf{B}}^H (\underline{\mathbf{B}} \underline{\mathbf{B}}^H)^{-1} \mathbf{e}_1^{(r_y+1)} \left\| \underline{\mathbf{B}}^H (\underline{\mathbf{B}} \underline{\mathbf{B}}^H)^{-1} \mathbf{e}_1^{(r_y+1)} \right\|_2^{-1}. \quad (3.87)$$

Fall 4: $r_x \geq 1$ und $r_y < K_a$: Der vorliegende Fall ist eine Verallgemeinerung des Falles 3. Für diesen Fall wird vom Autor ein Verfahren erarbeitet, das als verallgemeinertes nullensteuerndes Strahlformen bezeichnet wird. Weil r_y kleiner als K_a ist, ist auch im vorliegenden Fall ein vollständiges Unterdrücken der Interferenz $I_T^{(k)}$ nach (3.58) möglich. Als Nebenbedingung wird daher wieder das Maximieren der Nutzleistung $C^{(k)}$ nach (3.17) herangezogen. Das sich ergebende Optimierungsproblem lautet

$$\begin{aligned} \max \underline{\mathbf{w}}^H \underline{\mathbf{X}} \underline{\mathbf{w}} \quad \text{mit den Nebenbedingungen} \quad & \underline{\mathbf{w}}^H \underline{\mathbf{Y}} \underline{\mathbf{w}} = 0, \\ & \underline{\mathbf{w}}^H \underline{\mathbf{w}} = 1. \end{aligned} \quad (3.88)$$

Soll Interferenz $I_T^{(k)}$ nach (3.58) vollständig unterdrückt werden, so muß der zu ermittelnde Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ eine Linearkombination der zur Matrix $\underline{\mathbf{Y}}$ orthogonalen Eigenvektoren $\underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)}$, $\ell = r_y + 1 \dots K_a$, sein. Die Eigenvektoren $\underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)}$, $\ell = r_y + 1 \dots K_a$, sind nun so zu kombinieren, daß die Nutzleistung $C^{(k)}$ nach (3.17) maximiert wird. Gesucht wird also ein Vektor $\underline{\mathbf{z}} \in \mathbb{C}^{K_a - r_y}$, der mit der Matrix

$$\underline{\mathbf{Z}} = (\underline{\mathbf{u}}_y^{(r_y+1)} \dots \underline{\mathbf{u}}_y^{(K_a)})^H \underline{\mathbf{X}} (\underline{\mathbf{u}}_y^{(r_y+1)} \dots \underline{\mathbf{u}}_y^{(K_a)}) \in \mathbb{C}^{(K_a - r_y) \times (K_a - r_y)} \quad (3.89)$$

den Ausdruck

$$\underline{\mathbf{z}} = \arg \max_{\underline{\mathbf{u}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{u}}^H \underline{\mathbf{Z}} \underline{\mathbf{u}}}{\underline{\mathbf{u}}^H \underline{\mathbf{u}}} \quad (3.90)$$

maximiert. Ein (3.90) erfüllender Vektor \underline{z} ist der zum maximalen Eigenwert $\lambda_{\max}(\underline{Z})$ der Matrix \underline{Z} gehörende auf den Betrag eins normierte Eigenvektor

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{u}}_{\max}(\underline{Z}). \quad (3.91)$$

Mit \underline{z} nach (3.91) und den Eigenvektoren $\underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)}$, $\ell = r_y + 1 \dots K_a$, der Matrix \underline{Y} ergibt sich die Optimierungsaufgabe (3.88) erfüllende Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ zu

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = (\underline{\mathbf{u}}_y^{(r_y+1)} \dots \underline{\mathbf{u}}_y^{(K_a)}) \underline{z}. \quad (3.92)$$

Zu den oben diskutierten Fällen 3 und 4 ist folgendes zu bemerken: Ist bei diesen Fällen r_x kleiner oder gleich r_y , so kann der von \underline{X} eingenommene Unterraum $\underline{\mathbf{u}}_x^{(n)}$, $n = 1 \dots r_x$, zufällig vollständig im von \underline{Y} eingenommenen Unterraum $\underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)}$, $\ell = 1 \dots r_y$, enthalten sein. Tritt ein solcher Zufall ein, so gilt

$$\underline{\mathbf{u}}_x^{(n)\text{H}} \underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)} = 0, \quad n = 1 \dots r_x, \quad \ell = (r_y + 1) \dots K_a, \quad (3.93)$$

das heißt, der von \underline{X} eingenommene Unterraum ist orthogonal zu dem zu \underline{Y} orthogonalen Unterraum. Wenn $r_x \leq r_y$ ist, sind die Fälle 3 und 4 also nur dann anwendbar, wenn

$$\sum_{n=1}^{r_x} \sum_{\ell=r_y+1}^{K_a} \left| \underline{\mathbf{u}}_x^{(n)\text{H}} \underline{\mathbf{u}}_y^{(\ell)} \right| > 0. \quad (3.94)$$

Das im vorliegenden Unterabschnitt 3.3.2 beschriebene Verfahren zum Strahlformen wird im folgenden kurz als C/I_T -max-Strahlformung bezeichnet.

3.3.3 Maximieren des Verhältnisses der empfangenen Nutzleistung zur über den gesamten Azimut abgestrahlten Interferenzleistung

Gegenstand des vorliegenden Unterabschnitt 3.3.3 ist das Einstellen der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, derart, daß das Verhältnis der empfangenen Nutzleistung $C^{(k)}$ zur über den gesamten Azimut abgestrahlten Interferenzleistung maximiert wird [MTJ02, Bla98, HFVS01, Pen99].

Bei fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, lautet der unter dem differentiellen azimutalen Winkel $d\phi$ abgestrahlte differentielle Interferenzleistungsanteil mit $\underline{\mathbf{a}}(\phi)$ nach (2.17)

$$dI(\phi) = T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{a}}^*(\phi) \underline{\mathbf{a}}^T(\phi) \underline{\mathbf{w}}^{(k)} d\phi. \quad (3.95)$$

Die über den gesamten Azimut abgestrahlte Leistung I_{omni} ergibt sich mit der winkeldifferentiellen Interferenzleistung $dI(\phi)$ nach (3.95) zu

$$I_{\text{omni}} = T^{(k)} \int_{\phi=0}^{2\pi} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{a}}^*(\phi) \underline{\mathbf{a}}^{\text{T}}(\phi) \underline{\mathbf{w}}^{(k)} d\phi. \quad (3.96)$$

Da der Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ nicht vom Winkel ϕ abhängt, kann er aus dem Integranden herausgezogen werden:

$$I_{\text{omni}} = T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \left(\int_{\phi=0}^{2\pi} \underline{\mathbf{a}}^*(\phi) \underline{\mathbf{a}}^{\text{T}}(\phi) d\phi \right) \underline{\mathbf{w}}^{(k)}. \quad (3.97)$$

Mit der Definition der omnidirektionalen Korrelationsmatrix

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{omni}} = \int_{\phi=0}^{2\pi} \underline{\mathbf{a}}^*(\phi) \underline{\mathbf{a}}^{\text{T}}(\phi) d\phi \quad (3.98)$$

kann I_{omni} nach (3.97) durch

$$I_{\text{omni}} = T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{omni}} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} \quad (3.99)$$

ausgedrückt werden. Ziel ist nun, das Verhältnis

$$C^{(k)}/I_{\text{omni}} = \frac{\underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{omni}} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}, \quad k = 1 \dots K, \quad (3.100)$$

aus Nutzleistung $C^{(k)}$ nach (3.17) und der über den gesamten Azimut abgestrahlten Interferenzleistung I_{omni} nach (3.99) zu maximieren. Nach (3.100) lautet das Optimierungskriterium

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathcal{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{omni}} \underline{\mathbf{w}}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (3.101)$$

Ermittelt werden kann ein (3.101) erfüllender Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ durch Lösen des allgemeinen Eigenwertproblems

$$\underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}} = \lambda \underline{\mathbf{R}}_{\text{omni}} \underline{\mathbf{w}}. \quad (3.102)$$

Das im vorliegenden Unterabschnitt 3.3.3 beschriebene Verfahren zum Strahlformen wird im folgenden als C/I_{omni} -max-Strahlformung bezeichnet.

3.4 Untersuchte Leistungsregelungsverfahren

3.4.1 Einstellen konstanter Sendeleistung

Die einfachste Art, bei fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, einzustellen, besteht darin, für jede der MSen

$k, k = 1 \dots K$, die gleiche Sendeleistung T aufzubringen, d. h.

$$T^{(k)} = T = \text{const} \forall k \in \{1 \dots K\} \quad (3.103)$$

zu wählen [Ste96]. Das Einstellen der MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}, k = 1 \dots K$, nach (3.103) wird im folgenden als T -const-Leistungsregelung bezeichnet. Aus (1.5) folgt mit (3.103) für die von der BS insgesamt aufgebrauchte Summensendeleistung

$$T_{\Sigma} = KT. \quad (3.104)$$

Bei Anwenden der T -const-Leistungsregelung gilt für den Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40)

$$\mathbf{t} = T \mathbf{1}, \quad (3.105)$$

wobei $\mathbf{1}$ ein $K \times 1$ -Vektor ist, dessen Elemente alle eins sind. Für die relativen Sendeleistungen $T_{\text{rel}}^{(k)}, k = 1 \dots K$, nach (1.6) gilt

$$T_{\text{rel}}^{(k)} = 1/K, \quad k = 1 \dots K. \quad (3.106)$$

Bei der T -const-Leistungsregelung wird nicht berücksichtigt, wie sich die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}, k = 1 \dots K$, bei den einzelnen MSen $k, k = 1 \dots K$, verhalten. Zum Anwenden der T -const-Leistungsregelung wird an der BS keinerlei Kenntnis bezüglich der in der Abwärtsstrecke geltenden modifizierten Funkfeldgewinne $g^{(k,k')}, k, k' = 1 \dots K$, nach (3.21) vorausgesetzt. Allerdings besteht beim Anwenden der T -const-Leistungsregelung keine Möglichkeit, die Nutzleistungen $C^{(k)}$ oder die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}, k = 1 \dots K$, an den MSen $k, k = 1 \dots K$, zu beeinflussen.

3.4.2 Einstellen konstanter Nutzleistungen

Gegenstand des vorliegenden Unterabschnitt 3.4.2 ist das Einstellen von Sendeleistungen $T^{(k)}, k = 1 \dots K$, nach (1.1) derart, daß die Nutzleistungen $C^{(k)}$ aller MSen $k, k = 1 \dots K$, den gleichen Wert C annehmen [Ste96]. Mit (3.22) gilt dann

$$C^{(k)} = \frac{1}{W} T^{(k)} g^{(k,k)} = C = \text{const} \forall k \in \{1 \dots K\}. \quad (3.107)$$

Nach (3.107) sind also die MS-spezifischen Sendeleistungen

$$T^{(k)} = WC/g^{(k,k)} \quad \forall k \in \{1 \dots K\} \quad (3.108)$$

zu wählen. Eine Leistungsregelung, bei der die Sendeleistungen $T^{(k)}, k = 1 \dots K$, gemäß (3.107) gewählt werden, wird im folgenden als C -const-Leistungsregelung bezeichnet. Der Operator $\text{vdiag}(\cdot)$ liefere einen Vektor, dessen Elemente gleich den Diagonalelementen der

quadratischen Matrix im Argument von (\cdot) sind. Bei der C -const-Leistungsregelung wird der Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40) mit der Matrix \mathbf{V} nach (3.39)

$$\mathbf{t} = WC \mathbf{v} \text{diag}(\mathbf{V}^{-1}). \quad (3.109)$$

Die Summensendeleistung T_Σ nach (1.5) ergibt sich beim Anwenden einer C -const-Leistungsregelung zu

$$T_\Sigma = WC \sum_{k=1}^K g^{(k,k)^{-1}} = \|\mathbf{t}\|_1 = WC \|\mathbf{v} \text{diag}(\mathbf{V}^{-1})\|_1, \quad k=1 \dots K. \quad (3.110)$$

Mit (3.110) gilt beim Anwenden der C -const-Leistungsregelung für die relativen Sendeleistungen $T_{\text{rel}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (1.6)

$$T_{\text{rel}}^{(k)} = g^{(k,k)^{-1}} \left(\sum_{k'=1}^K g^{(k',k')^{-1}} \right)^{-1}, \quad k=1 \dots K. \quad (3.111)$$

3.4.3 Einstellen konstanter Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse

Um eine stabile Datenübertragung zu gewährleisten, muß im allgemeinen an den Eingängen der MS-Empfänger k , $k=1 \dots K$, ein gewisses Mindest-Träger-zu-Interferenz-Verhältnis γ_{min} erzielt werden. Demnach ist eine vernünftige Forderung an eine Leistungsregelung, bei feststehenden Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (1.2) die Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (1.1) so einzustellen, daß das kleinste der K Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (3.24) maximal wird, daß also der Ausdruck

$$\max_{T^{(k)}, k=1 \dots K} \left[\min_{k' \in \{1 \dots K\}} \left[\gamma_{\text{CIR}}^{(k')} \right] \right]$$

[GVGZ93] maximiert wird. Wenn nach diesem Optimieren

$$\gamma_{\text{min}} \leq \min_{k' \in \{1 \dots K\}} \left[\gamma_{\text{CIR}}^{(k')} \right] \quad (3.112)$$

gilt, so können alle K MSen k , $k=1 \dots K$, versorgt werden [GVGZ93]. Gleichbedeutend mit der Forderung, das minimale auftretende Träger-zu-Interferenz-Verhältnis γ_{min} zu maximieren, ist die Forderung, bei allen MSen k , $k=1 \dots K$, das gleiche Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ zu erzielen [GVGZ93, BS02a]. Demzufolge wird bei der im vorliegenden Unterabschnitt 3.4.3 diskutierten Leistungsregelung gefordert, daß an allen K MS-Empfängern k , $k=1 \dots K$, gleiche Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse

$$\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} = \gamma_{\text{CIR}} = \text{const} \quad \forall k \in \{1 \dots K\} \quad (3.113)$$

herrschen [Ste96]. Das Einstellen der MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, derart, daß (3.113) erfüllt ist, wird im weiteren Verlauf der vorliegenden Arbeit als C/I -const-Leistungsregelung bezeichnet. Beim Anwenden einer solchen Leistungsregelung kann, wie nachfolgend genauer erörtert wird, das erzielbare γ_{CIR} nach (3.113) nicht a priori festgelegt werden. Vielmehr existiert genau ein einziger, durch die Matrizen \mathbf{G} nach (3.38) und \mathbf{V} nach (3.39) festgelegter Wert des für alle MSen k , $k = 1 \dots K$, gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses γ_{CIR} nach (3.113). Weiterhin gibt es nur einen einzigen relativen Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_{rel} nach (3.41), der dieses für alle MSen gleiche γ_{CIR} bewirkt. Alle Sendeleistungsvektoren \mathbf{t} nach (3.40), die zum für die K MSen gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnis γ_{CIR} nach (3.113) führen, unterscheiden sich gemäß (3.42) nur durch die frei wählbare aufgebrauchte Summensendeleistung T_{Σ} von diesem relativen Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_{rel} .

Wenn bei allen MSen k , $k = 1 \dots K$, das gleiche Träger-zu-Interferenz-Verhältnis γ_{CIR} herrscht, so gilt für die Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}$ nach (3.48)

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}} = \gamma_{\text{CIR}} \mathbf{I}^{(K)}, \quad (3.114)$$

wobei $\mathbf{I}^{(K)}$ die $K \times K$ -Einheitsmatrix ist. Wird in (3.50) linksseitig mit \mathbf{V}^{-1} multipliziert und anschließend die rechte Seite von (3.114) für $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}$ substituiert, so ergibt sich

$$\gamma_{\text{CIR}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{t} = \mathbf{t}. \quad (3.115)$$

Nach linksseitigem Multiplizieren mit γ_{CIR}^{-1} folgt aus (3.115)

$$\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{t} = \gamma_{\text{CIR}}^{-1} \mathbf{t}. \quad (3.116)$$

\mathbf{t} und γ_{CIR} in (3.116) können durch Lösen des speziellen Eigenwertproblems

$$\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \underline{\mathbf{u}} = \underline{\lambda} \underline{\mathbf{u}} \quad (3.117)$$

ermittelt werden. Da \mathbf{V} nach (3.39) eine Diagonalmatrix mit positiven Elementen auf der Diagonalen ist, und \mathbf{G} nach (3.38) nur aus reellen Elementen besteht, die größer oder gleich null sind, besteht die Matrix $\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ in (3.117) ebenfalls nur aus reellen Elementen, die größer oder gleich null sind. Eine solche Matrix wird als nicht-negativ bezeichnet [Fro12]. Zum speziellen Eigenwertproblem (3.117) mit einer nicht-negativen Matrix $\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \in \mathbb{R}_+^{K \times K}$ ist folgendes zu sagen [Per08, Fro12]: Nur der zum betragsgrößten Eigenwert $\lambda_{\text{max}}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G})$ der Matrix $\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ gehörende Eigenvektor $\mathbf{u}_{\text{max}}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G})$ hat ausschließlich positiv reelle Elemente, d. h. $\mathbf{u}_{\text{max}}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) \in \mathbb{R}_+^K$. Weiterhin ist der betragsgrößte Eigenwert $\lambda_{\text{max}}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G})$ positiv-reell, d. h. $\lambda_{\text{max}}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) \in \mathbb{R}_+$. Wird nun also der Sendeleistungsvektor

$$\mathbf{t} = \mathbf{u}_{\text{max}}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) \in \mathbb{R}_{0+}^K \quad (3.118)$$

gewählt, so ist das an allen MS-Empfängern resultierende Träger-zu-Interferenz-Verhältnis durch

$$\gamma_{\text{CIR}} = \lambda_{\max}^{-1}(\mathbf{V}^{-1}\mathbf{G}) \in \mathbb{R}_+ \quad (3.119)$$

gegeben. Der relative Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_{rel} ergibt sich aus dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.118) durch Normieren gemäß

$$\mathbf{t}_{\text{rel}} = \mathbf{t} \|\mathbf{t}\|_1^{-1} \in \mathbb{R}_{0+}^K, \quad (3.120)$$

siehe (3.42). Bei der C/I -const-Leistungsregelung können die folgenden Sonderfälle auftreten:

- Durch das Versorgen einer speziellen MS k' wird bei keiner der anderen MSen $k \neq k'$ Interferenzleistung verursacht.
- Eine spezielle MS k erfährt durch das Versorgen der anderen MSen $k' \neq k$ keinerlei Interferenz.

Um in den beiden oben genannten Sonderfällen C/I -const-Leistungsregeln betreiben zu können, ist folgendermaßen vorzugehen:

- Das Versorgen einer MS k' verursacht keine Interferenz bei anderen MSen $k \neq k'$. Wenn die modifizierten Funkfeldgewinne $g^{(k,k')}$, $k = 1 \dots K$, $k \neq k'$ alle null sind, so wird beim Versorgen von MS k' keine Interferenz bei anderen MSen $k \neq k'$ verursacht. Dann enthält die k' -te Spalte der Matrix $\mathbf{V}^{-1}\mathbf{G}$ nur Nullen. Spalte und Zeile k' werden aus der Matrix $\mathbf{V}^{-1}\mathbf{G}$ entfernt. Das geschrumpfte Leistungsregelungsproblem wird gelöst. Danach steht die Interferenz $I^{(k')}$ bei MS k' fest. Bei MS k' kann durch Wahl einer geeigneten Sendeleistung $T^{(k')}$ ein beliebiges $\gamma_{\text{CIR}}^{(k')}$ eingestellt werden, ohne die $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $k \neq k'$, zu verschlechtern.
- Wenn die modifizierten Funkfeldgewinne $g^{(k',k)}$, $k = 1 \dots K$, $k \neq k'$ alle null sind, erfährt die MS k' keine Interferenz durch das Versorgen der anderen MSen k , $k = 1 \dots K$, $k \neq k'$. Dann enthält die k' -te Zeile der Matrix $\mathbf{V}^{-1}\mathbf{G}$ nur Nullen. Prinzipiell wird das Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR}}^{(k')}$ bei der MS k' dann unabhängig von der Sendeleistung $T^{(k')}$ immer unendlich groß. Es ist nicht möglich, diese MS k' bei der gemeinsamen C/I -const-Leistungsregelung zu berücksichtigen. Wieder werden Zeile und Spalte k' aus der Matrix $\mathbf{V}^{-1}\mathbf{G}$ entfernt. Anschließend kann mit der geschrumpften Matrix eine C/I -const-Leistungsregelung durchgeführt werden. Wird für MS k' eine Sendeleistung $T^{(k')}$ größer null eingestellt, so verschlechtern sich die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $k \neq k'$.

3.5 Optimales Einstellen von Gewichtsvektoren und Sendeleistungen

3.5.1 Vorbemerkung

Zunächst einmal muß geklärt werden, was der Begriff „optimal“ in der Überschrift des vorliegenden Abschnitts 3.5 bedeutet. Als optimal werde ein Satz von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bezeichnet, mit dem das globale Maximum

$$\gamma_{\text{CIR,max}} = \max_{T^{(1)} \dots T^{(K)}, \underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} [\gamma_{\text{CIR}}] \quad (3.121)$$

des für alle K MSen k , $k = 1 \dots K$, gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses γ_{CIR} nach (3.113) erreicht wird. Diese Forderung wird durch die Optimierungsaufgabe

$$\left[T_{\text{opt}}^{(1)} \dots T_{\text{opt}}^{(k)}, \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(K)} \right] = \arg \max_{T^{(1)} \dots T^{(k)}, \underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} [\gamma_{\text{CIR}}] \quad (3.122)$$

beschrieben. Alle in den Abschnitten 3.3 und 3.4 besprochenen Verfahren zum Einstellen der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, sind suboptimal hinsichtlich der Optimierungsaufgabe (3.122). Wie aus (3.20) deutlich wird, hängt jedes der K MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, von allen K Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und allen K Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ab. Eine Lösung der Optimierungsaufgabe (3.122) kann also nicht durch getrenntes Durchführen von Strahlformung und Leistungsregelung gefunden werden. Optimale Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß (3.122) können nur durch eine gemeinsame Optimierung von Strahlformung und Leistungsregelung ermittelt werden. Solch eine Optimierung kann man nicht durch eine geschlossene einschrittige Lösung erreichen [BS02c, BS02b, YX98, Ben00, MS98]. Folglich bietet sich ein iteratives Vorgehen an, bei dem abwechselnd Strahlformung und Leistungsregelung betrieben werden, um die optimale Lösung (3.122) schrittweise anzunähern.

Da mit konventionellen Mitteln ein gemeinsames Optimieren aller Gewichtsvektoren und Sendeleistungen nicht möglich ist, wird im vorliegenden Abschnitt 3.5 in Anlehnung an [MS98, BS02c] ein iteratives Verfahren erarbeitet, das eine bemerkenswerte Dualität von Auf- und Abwärtsstrecke ausnutzt. In Unterabschnitt 3.4.3 wird erörtert, wie zu feststehenden Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ein für diese Wahl von Gewichtsvektoren optimaler Sendeleistungsvektor \mathbf{t} ermittelt werden kann. Im umgekehrten Falle aber, wenn also ein Sendeleistungsvektor \mathbf{t} festliegt, ist es nicht möglich, zu diesem Sendeleistungsvektor einen Satz von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu bestimmen, der die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.20) maximiert. Diese Tatsache macht es unmöglich, direkt in der Abwärtsstrecke iterative Algorithmen zu betreiben. Wie im folgenden

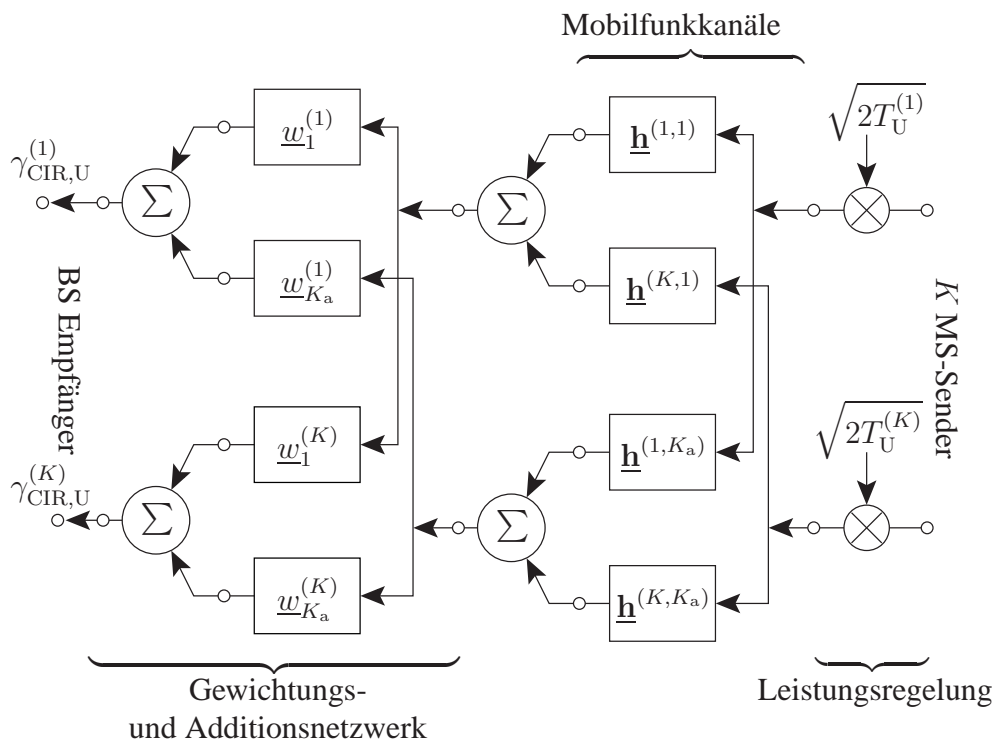


Bild 3.2. Struktur der zur in Bild 3.1 dargestellten Abwärtsstrecke äquivalenten Aufwärtsstrecke

genauer erörtert wird, läßt sich dieses Problem allerdings umgehen. Dazu wird in Unterabschnitt 3.5.2 zunächst eine Aufwärtsstrecke betrachtet, deren Struktur bis auf das Verlagern der Leistungsregelung in die MSen der Struktur der interessierenden Abwärtsstrecke nach Bild 3.1 entspricht. Eine solche Aufwärtsstrecke wird im Kontext des vorliegenden Abschnitts 3.5 als zur betrachteten Abwärtsstrecke äquivalente Aufwärtsstrecke bezeichnet. Wie in Unterabschnitt 3.5.2 genauer erörtert wird, sind in der äquivalenten Aufwärtsstrecke iterative Verfahren zum Maximieren der Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse anwendbar. Anschließend wird in Unterabschnitt 3.5.3 die Dualität der Abwärtsstrecke und der in Unterabschnitt 3.5.2 vorgestellten äquivalenten Aufwärtsstrecke erarbeitet. Diese Dualität besteht darin, daß bei Verwenden der gleichen Gewichtsvektoren $\underline{w}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in Auf- und Abwärtsstrecke das mit einer C/I -const-Leistungsregelung erzielbare, bei allen MSen gleiche Träger-zu-Interferenz-Verhältnis γ_{CIR} in Auf- und Abwärtsstrecke ebenfalls gleich ist. Basierend auf den Resultaten der Unterabschnitte 3.5.2 und 3.5.3 wird in Unterabschnitt 3.5.4 ein Algorithmus angegeben, der die Optimierungsaufgabe (3.122) löst.

3.5.2 Einführen eines äquivalenten Aufwärtsstrecken-Systems

Es werde nun ein virtuelles Aufwärtsstrecken-System gemäß Bild 3.2 betrachtet. Die BS sei – wie bei den Betrachtungen in den vorhergehenden Abschnitten des vorliegenden Kapitels 3 – mit einer Gruppenantenne aus K_a Antennenelementen ausgestattet. Die MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantwortvektoren $\underline{\mathbf{h}}^{(k,k_a)}$, $k = 1 \dots K$, $k_a = 1 \dots K_a$, seien gleich denen der bisher betrachteten Abwärtsstrecke, siehe Bild 3.2. Somit gelten in der betrachteten Aufwärtsstrecke die MS-spezifischen räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.35). Die MSen k , $k = 1 \dots K$, senden mit den MS-spezifischen Sendeleistungen $T_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$. Die antennenelementspezifischen Empfangssignale an der BS werden gemäß der Struktur nach Bild 3.2 mit den Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu den MS-spezifischen Empfangssignalen kombiniert.

Die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Aufwärtsstrecke bei gegebenen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Aufwärtsstrecken-Sendeleistungen $T_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergeben sich mit den räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.48) zu

$$\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)} = \frac{\frac{1}{W} T_U^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\frac{1}{W} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T_U^{(k')} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}} = \frac{T_U^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T_U^{(k')} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (3.123)$$

Im Unterschied zur Situation bei der Abwärtsstrecke, vergleiche (3.20), hängt $\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)}$ für ein bestimmtes k nur vom Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ für dieses k ab. Mit den modifizierten Funkfeldgewinnen $g^{(k,k')}$, $k, k' = 1 \dots K$, nach (3.21) werden die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.123) durch

$$\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)} = \frac{T_U^{(k)} g^{(k,k)}}{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T_U^{(k')} g^{(k',k)}}, \quad k = 1 \dots K, \quad (3.124)$$

beschrieben. Die MS-spezifischen Sendeleistungen $T_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, aus (3.124) werden zum Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor

$$\mathbf{t}_U = \left(T_U^{(1)} \dots T_U^{(K)} \right)^\text{T} \quad (3.125)$$

zusammengefaßt. Werden die Aufwärtsstrecken-Nutzleistungen

$$C_U^{(k)} = \frac{1}{W} T_U^{(k)} g^{(k,k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (3.126)$$

zum Aufwärtsstrecken-Nutzleistungsvektor

$$\mathbf{c}_U = \left(C_U^{(1)} \dots C_U^{(K)} \right)^T \quad (3.127)$$

zusammengefaßt, so gilt mit der Matrix \mathbf{V} nach (3.39) und dem Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U nach (3.125)

$$\mathbf{c}_U = \frac{1}{W} \mathbf{V} \mathbf{t}_U. \quad (3.128)$$

Werden die Aufwärtsstrecken-Interferenzleistungen

$$I_U^{(k)} = \frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T_U^{(k')} g^{(k',k)}, \quad k=1 \dots K, \quad (3.129)$$

zum Aufwärtsstrecken-Interferenzleistungsvektor

$$\mathbf{i}_U = \left(I_U^{(1)} \dots I_U^{(K)} \right)^T \quad (3.130)$$

zusammengefaßt, so gilt mit der Matrix \mathbf{G} nach (3.38) und dem Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U nach (3.125)

$$\mathbf{i}_U = \frac{1}{W} \mathbf{G}^T \mathbf{t}_U. \quad (3.131)$$

Analog zu (3.48) wird mit den Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen $\gamma_{\text{CIR},U}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (3.124) die Diagonalmatrix

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR},U} = \text{diag} \left(\gamma_{\text{CIR},U}^{(1)} \dots \gamma_{\text{CIR},U}^{(K)} \right) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K} \quad (3.132)$$

aufgebaut. Mit dem Aufwärtsstrecken-Nutzleistungsvektor \mathbf{c}_U nach (3.127), dem Aufwärtsstrecken-Interferenzleistungsvektor \mathbf{i}_U nach (3.130) und der Diagonalmatrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR},U}$ nach (3.132) gilt

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR},U} \mathbf{i}_U = \mathbf{c}_U. \quad (3.133)$$

Durch Substituieren der rechten Seiten von (3.128) und (3.131) in (3.133) erhält man

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR},U} \mathbf{G}^T \mathbf{t}_U = \mathbf{V} \mathbf{t}_U. \quad (3.134)$$

Wird für gegebene Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, ein Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U nach (3.125) gesucht, der für alle MSen k , $k=1 \dots K$, zum gleichen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnis

$$\gamma_{\text{CIR},U}^{(k)} = \gamma_{\text{CIR},U} = \text{const.}, \quad k=1 \dots K, \quad (3.135)$$

führt, so ergibt sich nach Umformen von (3.134) und Substituieren von $\gamma_{\text{CIR},U}$ für $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR},U}$ das Eigenwertproblem

$$\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{t}_U = \gamma_{\text{CIR},U}^{-1} \mathbf{t}_U. \quad (3.136)$$

Es wird die in Unterabschnitt 3.3.1 eingeführte Notation für Eigenwerte und Eigenvektoren verwendet. Dann ist der gesuchte Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U der dominante Eigenvektor

$$\mathbf{t}_U = \mathbf{u}_{\max}(\mathbf{V}^{-1}\mathbf{G}^T) \in \mathbb{R}_+^{(K)}, \quad (3.137)$$

und das resultierende, für alle K MSen gleiche Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,U}}$ nach (3.135) ist die Inverse des zum Eigenvektor $\mathbf{u}_{\max}(\mathbf{V}^{-1}\mathbf{G}^T)$ nach (3.137) gehörenden Eigenwerts, d. h.

$$\gamma_{\text{CIR,U}} = \lambda_{\max}^{-1}(\mathbf{V}^{-1}\mathbf{G}^T) \in \mathbb{R}_+. \quad (3.138)$$

Somit kann in der Aufwärtsstrecke wie auch in der Abwärtsstrecke, siehe (3.118), zu einem gegebenen Satz Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ein optimaler Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U ermittelt werden. In den für die Abwärtsstrecke gültigen Ausdrücken (3.118) und (3.119) hat man hierzu lediglich \mathbf{G} durch \mathbf{G}^T zu ersetzen.

Aus (3.123) folgt, daß bei einem feststehenden Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, an der BS nur vom jeweiligen Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, abhängen, d. h.

$$\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)} = f(\underline{\mathbf{w}}^{(k)}, \mathbf{t}_U), \quad k = 1 \dots K. \quad (3.139)$$

Daher können die bei gegebenen Aufwärtsstrecken-Sendeleistungen $T_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, optimalen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, durch Maximieren des Ausdrucks

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{T_U^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^H \mathbf{R}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^H \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \mathbf{R}^{(k')} T_U^{(k')} \right) \underline{\mathbf{w}}}, \quad k = 1 \dots K, \quad (3.140)$$

ermittelt werden. Die Eigenschaft der Aufwärtsstrecke, daß einerseits gemäß (3.137) bei gegebenen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ein optimaler Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U und daß andererseits gemäß (3.140) bei gegebenem Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U optimale Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ermittelt werden können, ermöglicht einen iterativen Algorithmus zum Ermitteln eines optimalen Sendeleistungsvektors $\mathbf{t}_{U,\text{opt}}$ sowie optimaler Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$. Bei einem solchen Algorithmus werden abwechselnd Strahlformung gemäß (3.140) und Leistungsregelung gemäß (3.137) durchgeführt. Analog zu (3.121) wird nun für die Aufwärtsstrecke das globale Maximum

$$\gamma_{\text{CIR,U,max}} = \max_{T_U^{(1)} \dots T_U^{(K)}, \underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} [\gamma_{\text{CIR,U}}] \quad (3.141)$$

des für alle K MSen gleichen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR,U}}$ nach (3.135) gesucht. Die sich aus (3.141) ergebende Optimierungsaufgabe lautet analog zu (3.122)

$$\left[T_{U,\text{opt}}^{(1)} \dots T_{U,\text{opt}}^{(K)}, \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(K)} \right] = \arg \max_{T_U^{(1)} \dots T_U^{(K)}, \underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} [\gamma_{\text{CIR,U}}]. \quad (3.142)$$

Zum Ermitteln von $\gamma_{\text{CIR,U,max}}$ nach (3.141) sowie der zugehörigen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, und Sendeleistungen $T_{\text{U,opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.142) wird im folgenden ein Algorithmus erarbeitet.

In jeder der Iterationen i , $i = 1, 2, \dots$, des Algorithmus wird zunächst Strahlformung gemäß (3.140) und anschließend Leistungsregelung gemäß (3.137) durchgeführt. Nach der i -ten Iteration seien die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, und die Sendeleistungen seien $T_{\text{U}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$. Der Sendeleistungsvektor nach der i -ten Iteration lautet dann

$$\mathbf{t}_{\text{U}}[i] = \left(T_{\text{U}}^{(1)}[i] \dots T_{\text{U}}^{(K)}[i] \right)^{\text{T}}. \quad (3.143)$$

Die sich nach dem Strahlformen der i -ten Iteration abhängig von den Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, und den räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergebenden Matrizen \mathbf{V} nach (3.39) und \mathbf{G} nach (3.38) seien

$$\mathbf{V}[i] = \text{diag} \left((\underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i])^{\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(1)} \underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i] \dots (\underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i])^{\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(K)} \underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i] \right) \quad (3.144)$$

bzw.

$$[\mathbf{G}[i]]_{k,k'} = \begin{cases} (\underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i])^{\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i] & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.145)$$

Im folgenden wird die in Unterabschnitt 3.3.1 eingeführte Notation für Eigenwerte und Eigenvektoren verwendet. Zum Initialisieren des Algorithmus werden in der ersten Iteration ($i = 1$) die Gewichtsvektoren

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1] = \underline{\mathbf{u}}_{\text{max}} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \sum_{k'=1, k' \neq k}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right), \quad k = 1 \dots K, \quad (3.146)$$

ermittelt. Für $i > 1$ ergeben sich die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, mit den Sendeleistungen $T_{\text{U}}^{(k)}[i-1]$, $k = 1 \dots K$, aus der vorhergehenden Iteration zu

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i] = \underline{\mathbf{u}}_{\text{max}} \left(T_{\text{U}}^{(k)}[i-1] \underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \sum_{k'=1, k' \neq k}^K T_{\text{U}}^{(k')}[i-1] \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right), \quad k = 1 \dots K. \quad (3.147)$$

Der Sendeleistungsvektor $\mathbf{t}_{\text{U}}[i]$ nach dem i -ten Schritt ergibt sich mit den Matrizen $\mathbf{V}[i]$ nach (3.144) und $\mathbf{G}[i]$ nach (3.145) zu

$$\mathbf{t}_{\text{U}}[i] = \underline{\mathbf{u}}_{\text{max}} \left((\mathbf{V}[i])^{-1} (\mathbf{G}[i])^{\text{T}} \right). \quad (3.148)$$

Das sich nach dem i -ten Leistungsregelungsschritt einstellende Träger-zu-Interferenz-Verhältnis ist

$$\gamma_{\text{CIR,U}}[i] = \lambda_{\text{max}}^{-1} \left((\mathbf{V}[i])^{-1} (\mathbf{G}[i])^{\text{T}} \right). \quad (3.149)$$

Es folgen nun einige Betrachtungen zum Konvergenzverhalten des vorstehend angegebenen Algorithmus. Werden nach der Strahlformung in der i -ten Iteration die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, nach (3.147) und die Sendeleistungen $T_U^{(k)}[i-1]$, $k = 1 \dots K$, der vorhergehenden Iteration $i-1$ eingestellt, so ergeben sich gemäß (3.123) die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse

$$\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)} = \frac{\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]^H T_U^{(k)}[i-1] \mathbf{R}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]}{\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]^H \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T_U^{(k')}[i-1] \mathbf{R}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]} \geq \gamma_{\text{CIR,U}}[i-1], \quad k=1 \dots K. \quad (3.150)$$

Die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.150) sind alle größer als der oder gleich dem sich nach der Leistungsregelung in der Iteration $i-1$ einstellenden, für alle MSen k , $k = 1 \dots K$, gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,U}}[i-1]$ nach (3.149). Ist mindestens eines der K Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)}$ nach (3.150) größer als $\gamma_{\text{CIR,U}}[i-1]$, so ergibt sich aus der Leistungsregelung der Iteration i gemäß (3.148) ein Sendeleistungsvektor $\mathbf{t}_U[i]$, der zusammen mit den Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, der i -ten Iteration zu einem für alle MSen k , $k = 1 \dots K$, gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnis

$$\gamma_{\text{CIR,U}}[i] > \gamma_{\text{CIR,U}}[i-1] \quad (3.151)$$

führt. Sind alle K Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.150) gleich $\gamma_{\text{CIR,U}}[i-1]$, so wird der in der Leistungsregelung der Iteration i gemäß (3.148) ermittelte Sendeleistungsvektor $\mathbf{t}_U[i]$ zusammen mit den Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, der i -ten Iteration keine Verbesserung des für alle MSen k , $k = 1 \dots K$, gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses erzielen. Dann gilt

$$\gamma_{\text{CIR,U}}[i] = \gamma_{\text{CIR,U}}[i-1], \quad (3.152)$$

d. h. der Algorithmus ist im Zustand der Konvergenz. Aus (3.151) und (3.152) folgt, daß das Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,U}}[i]$ nach (3.149) mit der Zahl i der Iterationen monoton wächst bis zur Konvergenz. Generell wird die absolute Konvergenz des Algorithmus nach unendlich vielen Iterationen, d.h. für $i \rightarrow \infty$, erzielt. Die optimalen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$ in (3.122) ergeben sich dann mit (3.147) zu

$$\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)} = \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[\infty], \quad k = 1 \dots K. \quad (3.153)$$

Werden die optimalen Sendeleistungen $T_{U,\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zum Vektor

$$\mathbf{t}_{U,\text{opt}} = \left(T_{U,\text{opt}}^{(1)} \dots T_{U,\text{opt}}^{(K)} \right)^T \quad (3.154)$$

zusammengefaßt, so kann dieser mit (3.148) durch

$$\mathbf{t}_{U,\text{opt}} = \mathbf{u}_{\text{max}} \left((\mathbf{V}[\infty])^{-1} (\mathbf{G}[\infty]) \right) \quad (3.155)$$

ausgedrückt werden. Somit ist das sich in der Konvergenz ergebende maximal erzielbare Träger-zu-Interferenz-Verhältnis nach (3.141) mit (3.149)

$$\gamma_{\text{CIR,U,max}} = \gamma_{\text{CIR,U}}[\infty]. \quad (3.156)$$

Ein Beweis für die globale Konvergenz des vorstehend beschriebenen Algorithmus nach (3.156) ist in [BS02a] angegeben. In der Praxis sind keine weiteren Iterationen erforderlich, wenn sich in zwei aufeinanderfolgenden Iterationen $i - 1$ und i keine wesentliche Verbesserung des Träger-zu-Interferenz-Verhältniss γ_{CIR} einstellt. Da gemäß (3.151) und (3.152) das Träger-zu-Interferenz-Verhältnis γ_{CIR} mit den Iterationen i monoton bis zur Konvergenz wächst, gilt für $i > 1$ immer

$$1 - \frac{\gamma_{\text{CIR}}[i-1]}{\gamma_{\text{CIR}}[i]} \geq 0. \quad (3.157)$$

Definieren wir nun eine positiv reelle Schranke ϵ , z. B. ϵ gleich 0,01, so kann als Abbruchkriterium für den Algorithmus

$$1 - \frac{\gamma_{\text{CIR}}[i-1]}{\gamma_{\text{CIR}}[i]} < \epsilon \quad (3.158)$$

angegeben werden. (3.158) liest sich: Der Algorithmus wird dann abgebrochen, wenn die sich in zwei aufeinanderfolgenden Iterationen ergebende relative Verbesserung des γ_{CIR} kleiner als ϵ ist. Nach der Erfahrung des Autors konvergiert der im vorliegenden Unterabschnitt 3.5.2 beschriebene Algorithmus in der Praxis sehr schnell, was auch durch die Literatur [BS02a] bestätigt wird. Meist genügen drei Iterationen, um hinreichend nahe an das maximal erzielbare Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,U,max}}$ nach (3.141) zu gelangen.

3.5.3 Eine Dualität zwischen Abwärtsstrecke und äquivalenter Aufwärtsstrecke

Im vorliegenden Unterabschnitt 3.5.3 wird eine interessante Dualität der Abwärtsstrecke nach Bild 3.1 und der Aufwärtsstrecke nach Bild 3.2 herausgearbeitet. Dazu wird zunächst in (3.136) \mathbf{t}_U durch \mathbf{c}_U , siehe (3.128), substituiert:

$$\mathbf{G}^T \mathbf{V}^{-1} \mathbf{c}_U = \gamma_{\text{CIR,U}}^{-1} \mathbf{c}_U. \quad (3.159)$$

Diese Substitution kann immer vorgenommen werden, da alle Diagonalelemente der Diagonalmatrix \mathbf{V} positiv reell sind, und daher \mathbf{V} stets invertierbar ist. Aus (3.136) und (3.159) folgt, daß die Eigenwerte der Matrizen $\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}^T$ und $\mathbf{G}^T \mathbf{V}^{-1}$ gleich sind. Demnach gilt auch [Ste96]

$$\lambda_{\max}(\mathbf{G}^T \mathbf{V}^{-1}) = \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}^T). \quad (3.160)$$

Zwischen den zugehörigen Eigenvektoren besteht der Zusammenhang [Ste96]

$$\underbrace{\mathbf{u}_{\max}(\mathbf{G}^T \mathbf{V}^{-1})}_{\mathbf{c}_U} = \mathbf{V} \underbrace{\mathbf{u}_{\max}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}^T)}_{\mathbf{t}_U}. \quad (3.161)$$

Allgemein gilt, daß die maximalen rechtsseitigen und linksseitigen Eigenwerte einer reellen quadratischen Matrix \mathbf{X} gleich sind [Hou75], d. h.

$$\lambda_{\max}(\mathbf{X}) = \lambda_{\max}(\mathbf{X}^T). \quad (3.162)$$

Dann gilt mit $\mathbf{X} = \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ auch

$$\lambda_{\max}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) = \lambda_{\max}(\mathbf{G}^T (\mathbf{V}^{-1})^T). \quad (3.163)$$

Da \mathbf{V} eine invertierbare Diagonalmatrix ist, gilt $(\mathbf{V}^{-1})^T = \mathbf{V}^{-1}$. Folglich gilt dann mit (3.163) auch

$$\lambda_{\max}(\mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) = \lambda_{\max}(\mathbf{G}^T \mathbf{V}^{-1}). \quad (3.164)$$

Das bedeutet, daß bei in Auf- und Abwärtsstrecke geltenden Matrizen \mathbf{G} und \mathbf{V} das erzielbare Träger-zu-Interferenz-Verhältnis in Auf- und Abwärtsstrecke gleich ist:

$$\gamma_{\text{CIR}} = \gamma_{\text{CIR,U}} = \lambda_{\max}^{-1}(\mathbf{G}^T \mathbf{V}^{-1}). \quad (3.165)$$

Bei feststehenden Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ist demnach das in der Abwärtsstrecke und in der äquivalenten Aufwärtsstrecke erzielbare Träger-zu-Interferenz-Verhältnis gleich, d. h. $\gamma_{\text{CIR,U}} = \gamma_{\text{CIR}}$. Diese Eigenschaft wird vom Autor in Anlehnung an die Literatur [BS02a] und im Kontext der vorliegenden Arbeit als Dualität bezeichnet. Mit einem Satz Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der – zusammen mit den ebenfalls optimal gewählten Aufwärtsstrecken-Sendeleistungen $T_{\text{U,opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, siehe (3.154) – zum optimalen, d. h. maximalen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,U,max}}$ führt, kann das gleiche – ebenfalls maximale – Abwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,max}} = \gamma_{\text{CIR,U,max}}$ erzielt werden.

3.5.4 Ein iterativer Algorithmus

Wie am Ende des vorhergehenden Unterabschnitt 3.5.3 bereits erwähnt wird, sind die für die Aufwärtsstrecke ermittelten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, auch optimal für die Abwärtsstrecke.

Ein Algorithmus zum Maximieren des γ_{CIR} nach (3.121) kann durch die folgenden Schritte realisiert werden:

Tabelle 3.1.

Algorithmus I — „ $\gamma_{\text{CIR-max}}$ -Algorithmus“: Bestimmen von $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, \mathbf{t}_{opt} und $\gamma_{\text{CIR,max}}$ zum Lösen der Optimierungsaufgabe (3.122). Gegeben sind die MS-spezifischen momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.48) und eine positive Schranke ϵ für das Abbruchkriterium nach (3.158)

$i = 1$
$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1] = \mathbf{u}_{\max} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \sum_{k'=1, k' \neq k}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right), k = 1 \dots K$
$[\mathbf{G}[1]]_{k,k'} = \begin{cases} (\underline{\mathbf{w}}^{(k')}[1])^H \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}[1] & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$
$\mathbf{V}[1] = \text{diag} \left((\underline{\mathbf{w}}^{(1)}[1])^H \underline{\mathbf{R}}^{(1)} \underline{\mathbf{w}}^{(1)}[1] \dots (\underline{\mathbf{w}}^{(K)}[1])^H \underline{\mathbf{R}}^{(K)} \underline{\mathbf{w}}^{(K)}[1] \right)$
$[\mathbf{t}_U[1], (\gamma_{\text{CIR,U}}[1])^{-1}] = \max \text{eig} \left((\mathbf{V}[1])^{-1} (\mathbf{G}[1])^T \right)$
$i \leftarrow i + 1$
$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i] = \mathbf{u}_{\max} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \sum_{k'=1, k' \neq k}^K [\mathbf{t}_U[i-1]]_{k'} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right), k = 1 \dots K$
$[\mathbf{G}[i]]_{k,k'} = \begin{cases} (\underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i] & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$
$\mathbf{V}[i] = \text{diag} \left((\underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(1)} \underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i] \dots (\underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(K)} \underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i] \right)$
$[\mathbf{t}_U[i], (\gamma_{\text{CIR,U}}[i])^{-1}] = \max \text{eig} \left((\mathbf{V}[i])^{-1} (\mathbf{G}[i])^T \right)$
wiederhole bis $(1 - \gamma_{\text{CIR,U}}[i-1]/\gamma_{\text{CIR,U}}[i]) < \epsilon$
$\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)} = \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i], k = 1 \dots K$
$\mathbf{t}_{\text{opt}} = \mathbf{u}_{\max} \left((\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{G}[i] \right)$
$\gamma_{\text{CIR,opt}} = \gamma_{\text{CIR,U}}[i]$

1. Ermitteln von $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und $\gamma_{\text{CIR,max}}$ mit dem in Unterabschnitt 3.5.2 angegebenen Algorithmus.

2. Ermitteln von \mathbf{t}_{opt} durch

$$\mathbf{t}_{\text{opt}} = \mathbf{u}_{\text{max}} \left(\mathbf{V}_{\text{opt}}^{-1} \mathbf{G}_{\text{opt}} \right), \quad (3.166)$$

vergleiche (3.118).

Der entsprechende Algorithmus ist in Tabelle 3.1 in Form eines Struktogramms (Nassi-Shneiderman-Diagramm) [NS73] angegeben.

3.6 Simulation

3.6.1 Vorbemerkung

Die Betrachtungen in den vorhergehenden Abschnitten 3.3 bis 3.5 sind allgemein gehalten, d. h. konkrete Realisierungen der Mobilfunkkanäle werden noch nicht berücksichtigt. Um die in den Abschnitten 3.3 bis 3.5 vorgestellten Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln zu testen und zu bewerten, müssen sie allerdings in realitätsnahen Szenarien angewendet werden. Daher werden im vorliegenden Abschnitt 3.6 vom Autor erzielte Simulationsergebnisse vorgestellt und diskutiert. Für die durchgeführten Simulationen werden die in Unterabschnitt 2.7.2 beschriebenen direktionalisierten 3GPP-Kanalmodelle verwendet. Zunächst wird in Unterabschnitt 3.6.2 die vom Autor beim Simulieren gewählte Vorgehensweise erörtert. Anschließend werden in Unterabschnitt 3.6.3 vom Autor erzielte Simulationsergebnisse vorgestellt. Zu den einzelnen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung werden durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ nach (1.4) ermittelt, dargestellt und diskutiert.

3.6.2 Vorgehensweise

Im vorliegenden Unterabschnitt 3.6.2 wird die zum Erzielen der Ergebnisse angewandte Vorgehensweise beschrieben. Wie bereits zuvor bemerkt, werden zum Simulieren die in Unterabschnitt 2.7.2 beschriebenen direktionalisierten 3GPP-Kanalmodelle verwendet. Weiterhin werden beim Durchführen der Simulationen die in Tabelle 3.2 angegebenen Parameter gewählt. Zum Bestimmen repräsentativer Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses γ_{CIR} werden 2^{14} statistisch unabhängige Szenarien ausgewürfelt und ausgewertet. In jedem der 2^{14} simulierten Szenarien wird wie nachstehend beschrieben verfahren:

- Gemäß (2.80) werden die MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, generiert.
- Basierend auf den MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, wird mit einem jeden der in Abschnitt 3.3 diskutierten Strahlformungsverfahren ein Satz von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ermittelt.
- Anschließend werden durch Anwenden der verschiedenen in Abschnitt 3.4 vorgestellten Leistungsregelungsverfahren Sätze von Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, berechnet.
- Außerdem wird durch Anwenden des in Tabelle 3.1 angegebenen Algorithmus I ein Satz optimaler Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und Sendeleistungen $T_{\text{opt}}^{(k)}$ ermittelt. Das Anwenden des Algorithmus I wird im folgenden als optimale Strahlformung und Leistungsregelung bezeichnet.
- Die sich aus den unterschiedlichen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung ergebenden Sätze von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden eingestellt, und die resultierenden Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.24) werden aufgenommen.

Mit den aufgenommenen $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ für die verschiedenen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung aufgestellt. Diese Verteilungsfunktionen werden dazu verwendet, die Leistungsfähigkeit der angewandten Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren vergleichend zu bewerten.

3.6.3 Ergebnisse und Diskussion

Die Verteilungsfunktion $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ besagt, mit welcher Wahrscheinlichkeit das $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ eine bestimmte Schranke Γ nicht überschreitet. Mit den in diesem Unterabschnitt 3.6.3 dargestellten Verläufen der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ werden die Einflüsse der eingesetzten Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren sowie des Parameters K gezeigt. In Bild 3.3 sind die für verschiedene Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung durch Simulation gewonnenen Verteilungsfunktionen

Tabelle 3.2. Bei den Simulationen zu den Kapiteln 3 und 4 verwendete Parameter

K_a	K	W	$r_{\text{min}}/r_{\text{max}}$	α
4	4; 8; 16; 64	4	0,1	3,6

$\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei K_a gleich 4 und K gleich 4 dargestellt. In Bild 3.4 sind die für verschiedene Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung durch Simulation gewonnenen Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei K_a gleich 4 und K gleich 8 dargestellt. Die Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ werden einheitlich als Funktion der Schranke Γ mit den Parametern Strahlformung und Leistungsregelung angegeben. Beim Betrachten von Verteilungsfunktionen des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ sind insbesondere kleine Funktionswerte $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ von Interesse, weshalb $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ in den Bildern logarithmisch dargestellt wird. Um die gezeigten Verläufe von $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ miteinander vergleichen zu können, liegt den Bildern 3.3 und 3.4 ein einheitlicher Maßstab zugrunde. Die Ordinate, an der $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ abgetragen wird, umfaßt den Bereich von 10^{-3} bis 10^0 , d. h. den Bereich einer Wahrscheinlichkeit von 0,1% bis 100%. Die Abszisse, an der die Schranke Γ in dB aufgetragen wird, deckt den Bereich von -15dB bis 10dB ab, umfaßt also 25dB . In den Bildern 3.3 und 3.4 und deren Unterschriften steht aus Platzgründen LR für Leistungsregelung und SF für Strahlformung.

Um die Verteilungsfunktionen des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ quantitativ zu bewerten, werden im folgenden drei Kriterien eingeführt:

1. Insbesondere interessiert die Schranke Γ_{out} , die mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit $P_{\text{out}} = \text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma_{\text{out}}\}$ unterschritten wird. P_{out} wird als Ausfallwahrscheinlichkeit bezeichnet [Ste96]. Auf die Darstellung der Verteilungsfunktionen in den Bildern 3.3 und 3.4 übertragen, ist Γ_{out} der Wert auf der Abszisse, bei dem die Ordinate P_{out} durchbrochen wird. Typische in der Praxis tolerierte Ausfallwahrscheinlichkeiten P_{out} sind im Bereich von ein bis fünf Prozent [Ste96]. Es versteht sich, daß die Schranke Γ_{out} möglichst groß sein sollte.
2. Die Varianz $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ der Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ sollte möglichst klein sein. Auf die Darstellung der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ in den Bildern 3.3 und 3.4 übertragen bedeutet dies, daß die Verläufe möglichst steil sein sollten. Eine größere Steigung bedeutet eine geringere Varianz von $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, was im Hinblick auf eine möglichst gleichbleibende Übertragungsqualität wünschenswert ist [Ste96].
3. Der Erwartungswert $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ der Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ sollte möglichst groß sein. Auf die graphische Darstellung in den Bildern 3.3 und 3.4 übertragen bedeutet dies, daß die Kurven möglichst weit rechts liegen sollten.

Die Nummern, unter denen die vorgenannten Kriterien aufgeführt sind, geben deren Relevanz in absteigender Reihenfolge an. Am wichtigsten ist das Erzielen einer möglichst großen

Tabelle 3.3. Schranken $\Gamma_{\text{out}}/\text{dB}$ für die Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{\text{out}} = 0,01$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit $K_a = 4$

		Strahlformung			
		$C/T\text{-max}$	$C/I_T\text{-max}$	$C/I_{\text{omni}}\text{-max}$	opt. SF
$K = 4$	$T\text{-const-LR}$	- 4.23	-13.64	- 9.28	-
	$C\text{-const-LR}$	-29.63	-19.28	-28.53	-
	$C/I\text{-const-LR}$	- 3.94	- 2.84	- 3.39	-
	opt. LR	-	-	-	- 0.04
$K = 8$	$T\text{-const-LR}$	- 7.25	-15.19	-11.99	-
	$C\text{-const-LR}$	-34.20	-25.50	-32.70	-
	$C/I\text{-const-LR}$	- 6.66	- 7.13	- 5.98	-
	opt. LR	-	-	-	- 4.07

Tabelle 3.4. Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}/\text{dB}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit $K_a = 4$

		Strahlformung			
		$C/T\text{-max}$	$C/I_T\text{-max}$	$C/I_{\text{omni}}\text{-max}$	opt. SF
$K = 4$	$T\text{-const-LR}$	8.38	71.45	17.38	-
	$C\text{-const-LR}$	32.16	27.40	34.60	-
	$C/I\text{-const-LR}$	-12.84	0.17	- 7.61	-
	opt. LR	-	-	-	- 2.07
$K = 8$	$T\text{-const-LR}$	-12.92	30.23	1.57	-
	$C\text{-const-LR}$	10.82	13.66	9.04	-
	$C/I\text{-const-LR}$	-27.11	-21.93	-23.90	-
	opt. LR	-	-	-	-25.39

Schranke Γ_{out} . Nach der Schranke Γ_{out} ist die Varianz $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ von Interesse. Es ist erstrebenswert, eine große Schranke Γ_{out} bei einer kleinen Varianz $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ zu erzielen. Werden die beiden Kriterien Γ_{out} und $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ gemeinsam betrachtet, so ist der Erwartungswert $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ als Kriterium redundant, denn wenn bei einer großen Schranke Γ_{out} der Erwartungswert $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ groß ist, so ist die Varianz $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ meistens ebenfalls groß. Im Falle des Dienstes der Sprachübertragung kann für die Ausfallwahrscheinlichkeit P_{out} als typischer Zahlenwert 0,01 – sprich ein Prozent – angesehen werden [Ste96]. So wird bei den Diskussionen der in den Bildern 3.3 und 3.4 dargestellten Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ ohne Beschränkung der Allgemeinheit die Schranke Γ_{out} für die Ausfall-

Tabelle 3.5. Erwartungswerte $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}/\text{dB}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit $K_a = 4$

		Strahlformung			
		$C/T\text{-max}$	$C/I_T\text{-max}$	$C/I_{\text{omni-max}}$	opt. SF
$K = 4$	$T\text{-const-LR}$	0.83	18.53	4.51	-
	$C\text{-const-LR}$	6.14	5.88	7.62	-
	$C/I\text{-const-LR}$	-0.95	1.85	0.09	-
	opt. LR	-	-	-	2.76
$K = 8$	$T\text{-const-LR}$	-4.08	4.19	-2.07	-
	$C\text{-const-LR}$	-1.45	-0.91	-0.45	-
	$C/I\text{-const-LR}$	-5.01	-4.26	-4.11	-
	opt. LR	-	-	-	-3.00

wahrscheinlichkeit P_{out} gleich 0,01 herangezogen.

Zu den in den Bildern 3.3 und 3.4 für K_a gleich 4 und K gleich 4 bzw. K gleich 8 dargestellten Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ sind die Schranken Γ_{out} der Ausfallwahrscheinlichkeit $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma_{\text{out}}\} = 0,01$ in Tabelle 3.3, die Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ in Tabelle 3.4 und die Erwartungswerte $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ in Tabelle 3.5 zusammengestellt.

Wie zu erwarten ist, werden bei optimalem Strahlformen und Leistungsregeln die besten Ergebnisse erzielt, d. h. unter allen betrachteten Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung wird dort Γ_{out} am größten. Unter den suboptimalen Verfahren bringt die $C/I\text{-const}$ -Leistungsregelung die besten Ergebnisse. Mit der $C\text{-const}$ -Leistungsregelung werden bei der hier betrachteten einzelnen Mobilfunkzelle die schlechtesten Ergebnisse erzielt.

Wird die Anzahl K der MSen von vier auf acht erhöht – also verdoppelt –, so verschlechtert sich Γ_{out} bei allen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung in der Größenordnung von 3dB bis 5dB. Beim Verdoppeln der Anzahl der MSen K von vier auf acht verringert sich die Varianz $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ von $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ in der Größenordnung von 15dB bis 20dB. Beim Vergleich der Verläufe der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ der Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ fällt auf, daß die Schranken Γ_{out} und die Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ im wesentlichen von der Art der eingesetzten Leistungsregelung abhängen und erst in zweiter Linie vom verwendeten Strahlformungsverfahren.

Nun gilt es, die Leistungsfähigkeit der verschiedenen Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln bei größeren Anzahlen K MSen zu bewerten. Dazu sind in den Bildern 3.5

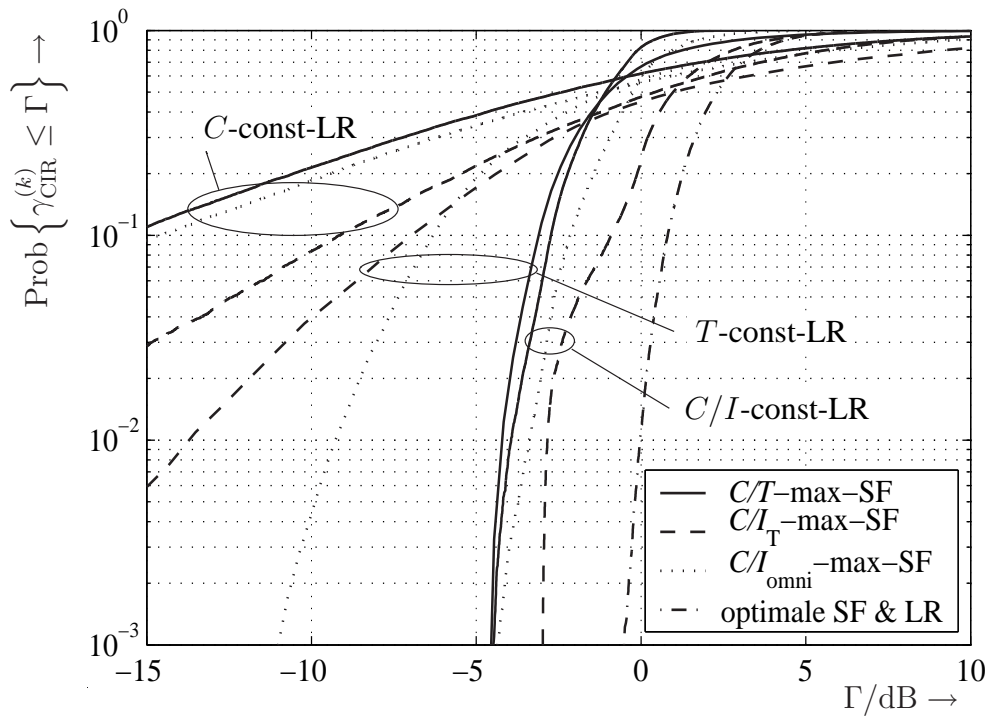


Bild 3.3. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$. Parameter: $K_a=4, K=4$

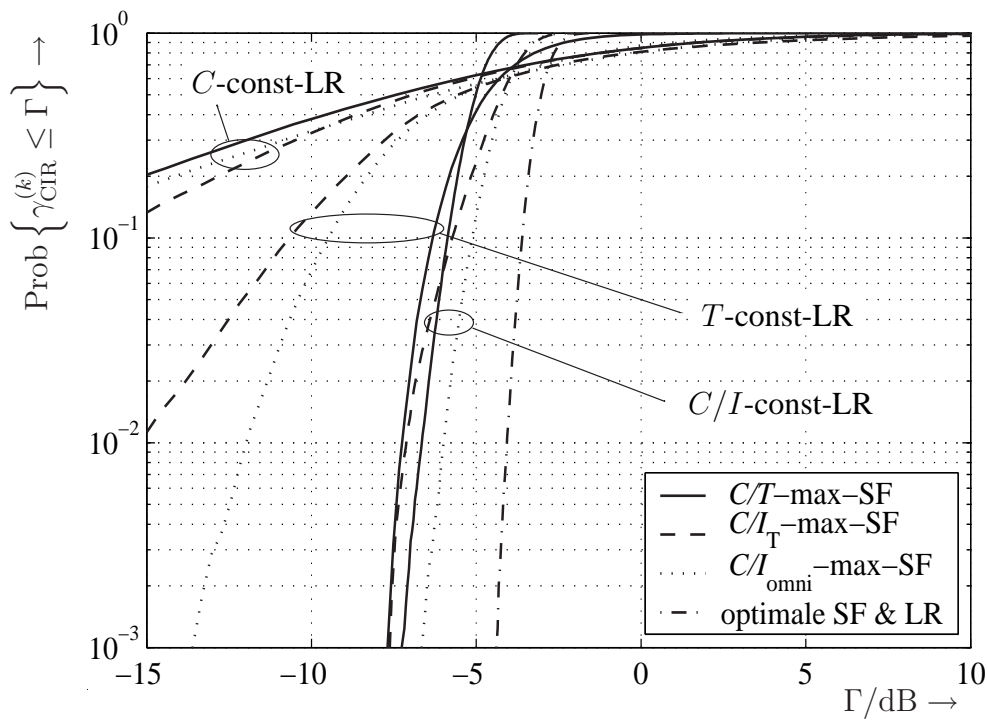


Bild 3.4. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$. Parameter: $K_a=4, K=8$

und 3.6 Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ beim Verwenden unterschiedlicher Strahlformungsverfahren in Kombination mit einer T -const- bzw. einer C/I -const-Leistungsregelung für $K = 4, 16$ und 64 dargestellt. Die C -const-Leistungsregelung wird im folgenden nicht mehr berücksichtigt, da sie sich, wie aus den bisherigen Ergebnissen zu schließen ist, nicht zum Leistungsregeln in einzelnen Mobilfunkzellen eignet. In Verbindung mit der T -const-Leistungsregelung führt das Anwenden der C/T -max-Strahlformung zu den besten Ergebnissen: Bei $K = 16$ und $K = 64$ ist die jeweils erzielbare Schranke Γ_{out} lediglich um etwa 3dB kleiner als bei optimalem Strahlformen und Leistungsregeln.

In Verbindung mit der C/I -const-Leistungsregelung führt – bei größeren Anzahlen K der MSen – das Anwenden der C/I_{omni} -max-Strahlformung zu den besten Ergebnissen: Für $K = 64$ ist die erzielbare Schranke Γ_{out} fast gleich der mit optimalem Strahlformen und Leistungsregeln erzielbaren Schranke Γ_{out} . Mit der Kombination aus C/T -max-Strahlformung und C/I -const-Leistungsregelung werden bei größeren Anzahlen K der MSen ebenfalls sehr gute Ergebnisse erzielt: Die bei dieser Kombination erzielten Schranken Γ_{out} sind etwa nur 1dB unter der mit optimalem Strahlformen und Leistungsregeln erzielbaren Schranke Γ_{out} . Beim Anwenden der C/I -const-Leistungsregelung rücken mit zunehmendem K die mit den unterschiedlichen Strahlformungsverfahren erzielbaren Ergebnisse immer dichter zusammen.

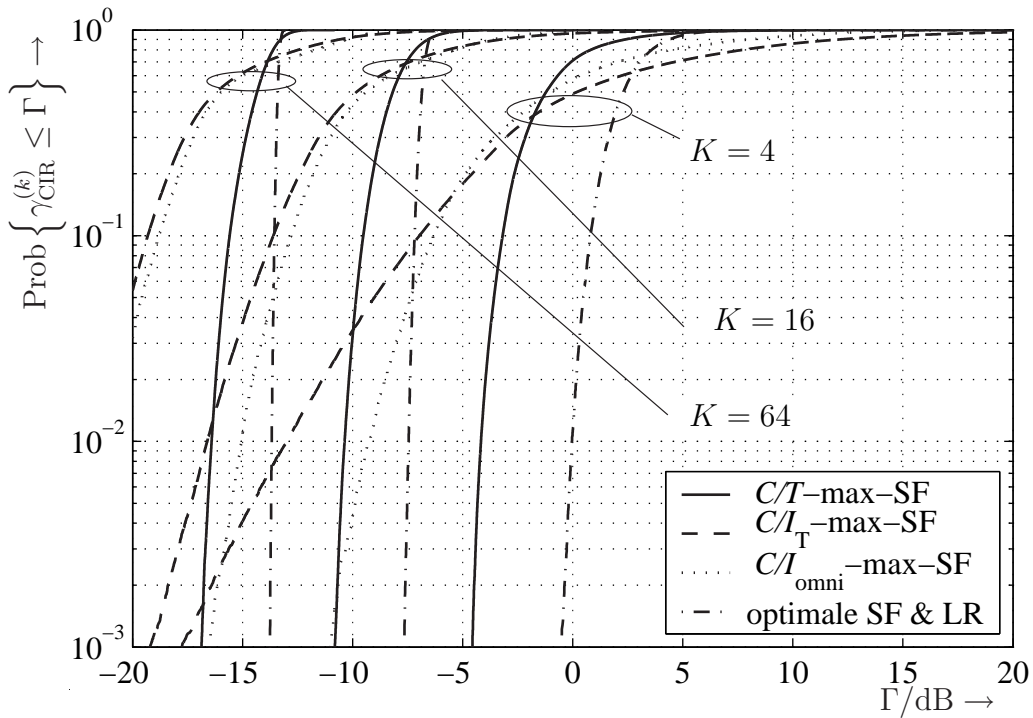


Bild 3.5. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei unterschiedlichen SF-Verfahren in Kombination mit T -const-LR, basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$. Parameter: $K_a=4, K = 4, 16, 64$

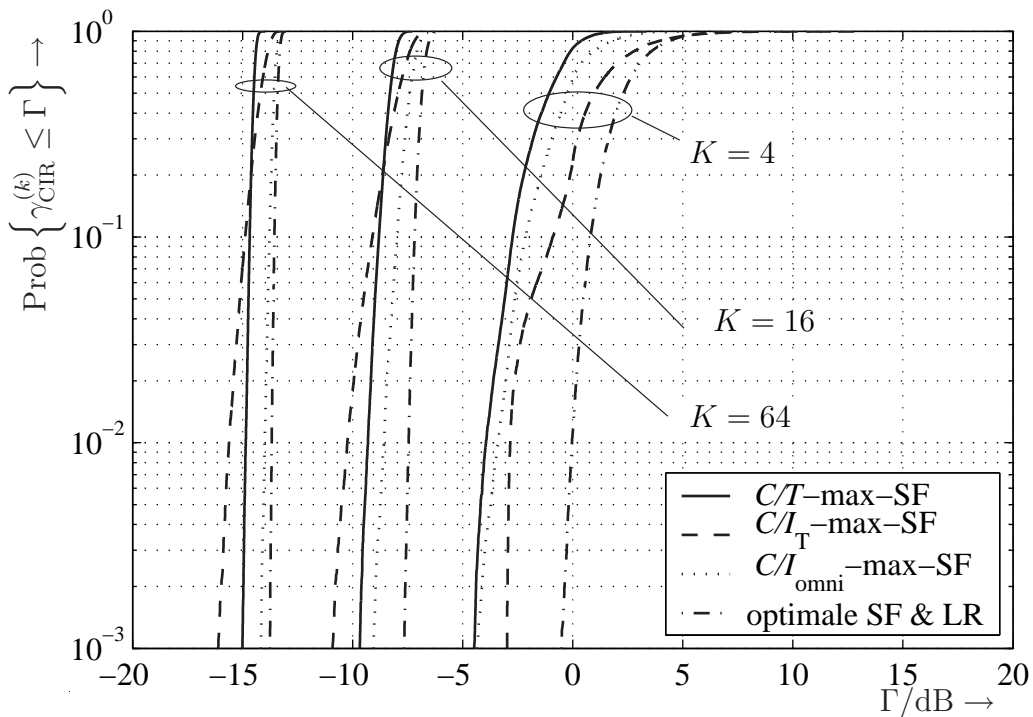


Bild 3.6. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei unterschiedlichen SF-Verfahren in Kombination mit C/I -const-LR, basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$. Parameter: $K_a=4, K = 4, 16, 64$

Kapitel 4

Räumliche Sendesignalvorverarbeitung bei Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstreckenkanäle an der Basisstation

4.1 Vorbemerkung

Im vorhergehenden Kapitel 3 wurde angenommen, daß die aktuellen MS-spezifischen räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke nach (2.34), zumindest aber die aktuellen MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen der Abwärtsstrecke $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, nach (2.48) an der BS bekannt sind. Diese Kenntnis kann in Mobilfunksystemen mit Frequenzduplex bei zeitvarianten Mobilfunkkanälen grundsätzlich nicht vorausgesetzt werden. Realistischer ist es, an der BS lediglich die Kenntnis der über den schnellen Schwund zeitlich gemittelten MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.52) vorzusetzen [God97]. Zunächst wird im vorliegenden Abschnitt 4.1 diskutiert, wie die Kenntnis der MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.52) in Mobilfunksystemen mit Frequenzduplex bei zeitvarianten Mobilfunkkanälen an der BS verfügbar werden kann. Hierzu gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten, die nachfolgend skizziert werden:

- Werden von den K_a Antennenelementen der BS antennenelementspezifische Pilot-symbole gesendet, so können die momentanen räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, nach (2.34), in den MSen k , $k = 1 \dots K$, geschätzt werden [3GP99a]. Mit den räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, werden gemäß (2.48) die momentanen MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen der Abwärtsstrecke $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, gebildet. An den MSen k , $k = 1 \dots K$, werden durch zeitliches Mitteln der MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen der Abwärtsstrecke $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, die räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.51) gebildet. Da die räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, eine wesentlich geringere zeitliche Dynamik der Zeitvarianz haben als die räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, nach (2.34), können die räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, üblicherweise mit erträglichem Aufwand von den MSen k , $k = 1 \dots K$, zur BS signalisiert werden [Uts02, BHN00].
- An der BS werden durch MS- und antennenelementspezifisches Kanalschätzen die zeitvarianten MS-spezifischen Aufwärtsstrecken-Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_{s,U}^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$,

nach (2.63) ermittelt [Bla98]. Anschließend werden die aktuellen MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.64) gebildet. Durch zeitliches Mitteln der MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden die in der Aufwärtsstrecke geltenden MS-spezifischen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\underline{\mathbf{R}}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.65) gewonnen. Wenn zwischen Auf- und Abwärtsstrecke die in Abschnitt 2.6.3 beschriebene Richtungsreziprozität besteht, und die Anzahl der relevanten Abstrahlungs- und Einfallrichtungen kleiner als die Anzahl K_{a} der Antennenelemente der Gruppenantenne der BS ist, wenn also $K_{\text{d}} < K_{\text{a}}$ gilt, können die MS-spezifischen Einfallrichtungen der Aufwärtsstrecke $\phi_{\text{U}}^{(k,k_{\text{d}})}$ und die zugehörigen MS- und richtungsspezifischen Varianzen $\sigma_{\text{d,U}}^{(k,k_{\text{d}})^2}$, $k = 1 \dots K$, $k_{\text{d}} = 1 \dots K_{\text{d}}$, mit hochauflösenden Methoden zum Richtungsschätzen [Haa97] aus den räumlichen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\underline{\mathbf{R}}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bestimmt werden. Aus den MS- und richtungsspezifischen Varianzen $\sigma_{\text{d,U}}^{(k,k_{\text{d}})^2}$, $k = 1 \dots K$, können die MS-spezifischen direktionalen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\underline{\mathbf{R}}}_{\text{d,U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß (2.70) aufgebaut werden, die bei Richtungsreziprozität gemäß (2.73) auch in der Abwärtsstrecke gelten. Mit der Kenntnis der MS-spezifischen Einfallrichtungen $\phi_{\text{U}}^{(k,k_{\text{d}})}$ – die bei Richtungsreziprozität gleich den Abstrahlungsrichtungen in der Abwärtsstrecke sind –, der Abwärtsstrecken-Trägerwellenlänge λ_0 und der Topologie der Gruppenantenne werden die Steuermatrizen $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß (2.37) ermittelt. Mit den MS-spezifischen direktionalen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\underline{\mathbf{R}}}_{\text{d,U}}^{(k)}$ und den Steuermatrizen $\underline{\mathbf{A}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergeben sich die in der Abwärtsstrecke geltenden MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß (2.56).

Weder Kanal- noch Richtungsschätzung sind Thema der vorliegenden Arbeit. Daher wird zur näheren Information über dieses Thema entsprechende Literatur empfohlen, z.B. [BHP⁺97, Haa97, Pen99]. Das Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation ist Thema des Kapitels 9 der vorliegenden Arbeit.

Im vorliegenden Kapitel 4 wird angenommen, daß an der BS die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke $\widetilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.52) bekannt sind.

Alle in Kapitel 3 diskutierten Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln können nicht nur auf Basis der aktuellen MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke nach (2.48), sondern auch auf Basis der MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke nach (2.52) durchgeführt werden. Dazu werden die MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in allen Gleichungen durch die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ersetzt. Weiterhin gelte die Konvention, daß alle Größen, die durch

Mitteln über den schnellen Schwund der Mobilfunkkanäle gewonnen werden, mit einer Tilde ($\tilde{\cdot}$) gekennzeichnet sind.

4.2 Darstellen über den schnellen Schwund gemittelter Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse

Zunächst seien die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und die Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, fest, während die Mobilfunkkanäle schnell schwinden. Mit den in (2.51) eingeführten MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergeben sich die über den schnellen Schwund gemittelten Nutzleistungen $\tilde{C}^{(k)}$ und Interferenzleistungen $\tilde{I}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu

$$\tilde{C}^{(k)} = \frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \tilde{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (4.1)$$

bzw.

$$\tilde{I}^{(k)} = \frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \tilde{\mathbf{R}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}, \quad k = 1 \dots K. \quad (4.2)$$

Im folgenden wird der Quotient

$$\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)} = \frac{\tilde{C}^{(k)}}{\tilde{I}^{(k)}}, \quad k = 1 \dots K, \quad (4.3)$$

aus $\tilde{C}^{(k)}$ nach (4.1) und $\tilde{I}^{(k)}$ nach (4.2) vereinfachend als über den schnellen Schwund gemittelttes Träger-zu-Interferenz-Verhältnis bezeichnet. Diese vereinfachende Bezeichnungsweise ist deshalb nicht korrekt, weil das mittlere Träger-zu-Interferenz-Verhältnis nicht der Quotient aus den Mittelwerten von Nutz- und Interferenzleistung ist; vielmehr müsste man den Quotienten der Momentanwerte dieser Leistungen bilden und dann erst über die Quotienten zeitlich mitteln. Analog zu (3.21) werden über den schnellen Schwund gemittelte modifizierte Funkfeldgewinne

$$\tilde{g}^{(k,k')} = \underline{\mathbf{w}}^{(k')H} \tilde{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')} \in \mathbb{R}_{0+} \quad k, k' = 1 \dots K, \quad (4.4)$$

eingeführt. Mit den über den schnellen Schwund gemittelten modifizierten Funkfeldgewinnen $\tilde{g}^{(k,k')}$ $k, k' = 1 \dots K$, nach (4.4) werden die über den schnellen Schwund gemittelten Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.3) durch

$$\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)} = \frac{\frac{1}{W} T^{(k)} \tilde{g}^{(k,k)}}{\frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \tilde{g}^{(k,k')}}}, \quad k = 1 \dots K, \quad (4.5)$$

beschrieben. Analog zu (3.38) wird mit den modifizierten Funkfeldgewinnen nach (4.4) die Matrix $\tilde{\mathbf{G}} \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}$ eingeführt, deren Elemente sich gemäß

$$[\tilde{\mathbf{G}}]_{k,k'} = \begin{cases} \tilde{g}^{(k,k')} & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (4.6)$$

ergeben. Weiterhin wird analog zu (3.39) die Diagonalmatrix $\tilde{\mathbf{V}} \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}$ eingeführt, deren Diagonalelemente $[\tilde{\mathbf{V}}]_{k,k}$ die über den schnellen Schwund gemittelten Nutzfunkfeldgewinne $\tilde{g}^{(k,k)}$, $k = 1 \dots K$, sind:

$$\tilde{\mathbf{V}} = \text{diag}(\tilde{g}^{(1,1)} \dots \tilde{g}^{(K,K)}) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}. \quad (4.7)$$

Entsprechend (3.44) werden die über den schnellen Schwund gemittelten Nutzleistungen $\tilde{C}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.1) zum Vektor

$$\tilde{\mathbf{c}} = \left(\tilde{C}^{(1)} \dots \tilde{C}^{(K)} \right)^T \in \mathbb{R}_+^K \quad (4.8)$$

zusammengefaßt. Der über den schnellen Schwund gemittelte Nutzleistungsvektor $\tilde{\mathbf{c}}$ nach (4.8) ergibt sich mit dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40) und der Matrix $\tilde{\mathbf{V}}$ nach (4.7) zu

$$\tilde{\mathbf{c}} = \frac{1}{W} \tilde{\mathbf{V}} \mathbf{t}. \quad (4.9)$$

Werden die Interferenzleistungen $\tilde{I}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.2) entsprechend (3.46) zum Interferenzleistungsvektor

$$\tilde{\mathbf{i}} = \left(\tilde{I}^{(1)} \dots \tilde{I}^{(K)} \right)^T \in \mathbb{R}_{0+}^K \quad (4.10)$$

zusammengefaßt, so gilt mit dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40) und der Matrix $\tilde{\mathbf{G}}$ nach (4.6)

$$\tilde{\mathbf{i}} = \frac{1}{W} \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{t}. \quad (4.11)$$

Schließlich wird analog zu (3.48) die $K \times K$ -Matrix $\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{\text{CIR}}$ eingeführt, deren Diagonalelemente die MS-spezifischen über den schnellen Schwund gemittelten Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (4.5) sind:

$$\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{\text{CIR}} = \text{diag} \left(\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{(1)} \dots \tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{(K)} \right) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}. \quad (4.12)$$

Mit den Matrizen $\tilde{\mathbf{G}}$ nach (4.6), $\tilde{\mathbf{V}}$ nach (4.7) und $\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{\text{CIR}}$ nach (4.12) und mit dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40) gilt – ähnlich (3.50) –

$$\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{\text{CIR}} \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{t} = \tilde{\mathbf{V}} \mathbf{t}. \quad (4.13)$$

4.3 Strahlformung und Leistungsregelung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke

4.3.1 Strahlformung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke

Auch auf der Basis der MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.51) kann die in Unterabschnitt 3.3.1 beschriebene C/T -max-Strahlformung durchgeführt werden. Nach (4.1) ergeben sich die Verhältnisse der über den schnellen Schwund gemittelten MS-spezifischen Nutzleistungen $\tilde{C}^{(k)}$ zu den MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu

$$\tilde{C}^{(k)}/T^{(k)} = \frac{1}{W} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \tilde{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} \quad k = 1 \dots K. \quad (4.14)$$

Die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die $\tilde{C}^{(k)}/T^{(k)}$ nach (4.14) maximieren, sind durch

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \underline{\mathbf{u}}_{\max}(\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}) \quad (4.15)$$

gegeben, vergleiche (3.56). Das sich einstellende Verhältnis von über den schnellen Schwund gemittelter MS-spezifischer Nutzleistung $\tilde{C}^{(k)}$ und MS-spezifischer Sendeleistung $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergibt sich zu

$$\tilde{C}^{(k)}/T^{(k)} = \frac{1}{W} \lambda_{\max}(\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}), \quad (4.16)$$

vergleiche (3.57).

Die gesamte auf die für eine MS k , $k = 1 \dots K$, gesendeten Signale zurückgehende, über den schnellen Schwund gemittelte Interferenzleistung ist – ähnlich (3.58) –

$$\tilde{I}_T^{(k)} = \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \frac{1}{W} T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)H} \tilde{\mathbf{R}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K. \quad (4.17)$$

Somit ist auch basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen Pseudo-Träger-zu-Interferenz-Verhältnis-maximierendes Strahlformen, kurz C/I_T -max-Strahlformung genannt, durchführbar, vergleiche Unterabschnitt 3.3.2. Das Optimierungskriterium ergibt sich mit $\tilde{C}^{(k)}$ nach (4.1) und $\tilde{I}_T^{(k)}$ nach (4.17) zu

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^H \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \tilde{\mathbf{R}}^{(k')} \right) \underline{\mathbf{w}}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (4.18)$$

Zu den verschiedenen, von den Rängen der Matrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ und $\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \tilde{\mathbf{R}}^{(k')}$ abhängenden Methoden zum Lösen der Optimierungsaufgabe (4.18) sei auf die Diskussion in Unterabschnitt 3.3.2 verwiesen.

Gegenstand einer weiteren Betrachtung ist – analog zum Unterabschnitt 3.3.3 – das Einstellen der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, derart, daß das Verhältnis des Erwartungswerts der empfangenen Nutzleistung $C^{(k)}$ zur über den gesamten Azimut abgestrahlten Interferenzleistung maximiert wird. Mit der Definition der omnidirektionalen Korrelationsmatrix $\underline{\mathbf{R}}_{\text{omni}}$ nach (3.98) ergibt sich analog zu (3.101) das Optimierungskriterium

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^H \underline{\mathbf{R}}_{\text{omni}} \underline{\mathbf{w}}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (4.19)$$

Ermittelt werden kann ein (4.19) erfüllender Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ durch Lösen des allgemeinen Eigenwertproblems

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}} = \lambda \underline{\mathbf{R}}_{\text{omni}} \underline{\mathbf{w}}. \quad (4.20)$$

4.3.2 Leistungsregelung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke

Das Einstellen konstanter Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, verlangt keinerlei Kanalkennntnis. Daher kann die T -const-Leistungsregelung exakt wie in Unterabschnitt 3.4.1 beschrieben durchgeführt werden.

Gegenstand der folgenden Betrachtungen ist das Einstellen MS-spezifischer Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, derart, daß die über den schnellen Schwund gemittelten Nutzleistungen $\tilde{C}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, aller MSen k , $k = 1 \dots K$, den gleichen Wert \tilde{C} annehmen, vergleiche Unterabschnitt 3.4.2. Mit (4.1) und (4.4) gilt

$$\tilde{C}^{(k)} = \frac{1}{W} T^{(k)} \tilde{g}^{(k,k)} = \tilde{C} = \text{const} \forall k \in \{1 \dots K\}. \quad (4.21)$$

Nach (4.21) sind also die MS-spezifischen Sendeleistungen

$$T^{(k)} = W \tilde{C} / \tilde{g}^{(k,k)} \quad k = 1 \dots K, \quad (4.22)$$

zu wählen.

Bei den folgenden Betrachtungen geht es um das Einstellen gleicher über den schnellen Schwund gemittelter Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)}$ bei allen K MSen k , $k = 1 \dots K$, vergleiche Unterabschnitt 3.4.3. Wenn bei allen MSen k , $k = 1 \dots K$, das gleiche

zeitlich über den schnellen Schwund gemittelte Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}$ nach (4.3) herrscht, gilt für die Matrix $\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{\text{CIR}}$ nach (4.12)

$$\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{\text{CIR}} = \tilde{\gamma}_{\text{CIR}} \mathbf{I}^{(K)}. \quad (4.23)$$

Mit (4.23) und (4.13) gilt

$$\tilde{\mathbf{V}}^{-1} \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{t} = \tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{-1} \mathbf{t}. \quad (4.24)$$

Lösen des Eigenwertproblems (4.24) bringt den Sendeleistungsvektor

$$\mathbf{t} = \mathbf{u}_{\max} \left(\tilde{\mathbf{V}}^{-1} \tilde{\mathbf{G}} \right) \in \mathbb{R}_+^{(K)}, \quad (4.25)$$

Mit dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (4.25) ergibt sich das an allen MS-Empfängern resultierende, über den Schnellen Schwund gemittelte Träger-zu-Interferenz-Verhältnis zu

$$\tilde{\gamma}_{\text{CIR}} = \lambda_{\max}^{-1} \left(\tilde{\mathbf{V}}^{-1} \tilde{\mathbf{G}} \right) \in \mathbb{R}_+, \quad (4.26)$$

vergleiche dazu die Ausführungen in Unterabschnitt 3.4.3.

4.3.3 Optimales Einstellen von Gewichtsvektoren und Sendeleistungen basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke

Gegenstand des vorliegenden Unterabschnitts 4.3.3 ist das Erzielen des globalen Maximums

$$\tilde{\gamma}_{\text{CIR},\max} = \max_{T^{(1)} \dots T^{(k)}, \underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} [\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}] \quad (4.27)$$

des über den schnellen Schwund gemittelten und für alle K MSen gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}$. Der in Abschnitt 3.5 erarbeitete und in Tabelle 3.1 wiedergegebene Algorithmus I kann auf Basis der MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen der Abwärtsstrecke $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.52) eingesetzt werden, um Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu ermitteln, die zum global maximalen, über den schnellen Schwund gemittelten Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\tilde{\gamma}_{\text{CIR},\max}$ nach (4.27) führen. Hierzu werden als Eingabe für Algorithmus I die momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}$ durch die räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ersetzt. Vergleiche hierzu die Ausführungen in Abschnitt 3.5

4.4 Simulation

4.4.1 Vorbemerkung

Um die allgemein gehaltenen Betrachtungen des vorhergehenden Abschnitts 4.3 zu untermauern, werden zum vorliegenden Kapitel 4 wie zum vorhergehenden Kapitel 3 Simulationen durchgeführt. Konkret heißt dies, daß die Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren, die in Abschnitt 3.6 auf Basis der räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ simulativ untersucht werden, im vorliegenden Abschnitt 4.4 auf Basis der räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$ simulativ untersucht werden. Für die auf Basis der räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$ durchgeführten Simulationen wird wie in Abschnitt 3.6 das in Unterabschnitt 2.7.2 beschriebene direktionalisierte 3GPP-Kanalmodell verwendet. Zunächst wird in Unterabschnitt 4.4.2 die zum Simulieren gewählte Vorgehensweise erörtert. Anschließend werden in Unterabschnitt 4.4.3 vom Autor erzielte Simulationsergebnisse vorgestellt und diskutiert. Zu den einzelnen Kombinationen der im vorhergehenden Abschnitt 4.3 erarbeiteten Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren werden durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ nach (1.4) ermittelt, dargestellt und diskutiert.

4.4.2 Vorgehensweise

Zum Durchführen der Simulationen werden wie in Abschnitt 3.6 die in Tabelle 3.2 angegebenen Parameter gewählt. Zum Bestimmen der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ werden 2^{14} statistisch unabhängige Szenarien ausgewürfelt und ausgewertet. In jedem dieser Szenarien wird wie nachstehend beschrieben verfahren:

- Gemäß (2.80) werden die MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, generiert.
- Die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergeben sich gemäß (2.81).
- Basierend auf den MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, wird mit einem jeden der in Unterabschnitt 4.3.1 diskutierten Strahlformungsverfahren ein Satz von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ermittelt.

- Anschließend werden durch Anwenden der verschiedenen in Abschnitt 4.3.2 vorgestellten Leistungsregelungsverfahren Sätze von Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, berechnet.
- Weiterhin wird gemäß den Ausführungen in Unterabschnitt 4.3.3 durch Anwenden des in Tabelle 3.1 angegebenen Algorithmus I auf Basis der räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ein Satz optimaler Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ermittelt.
- Die sich aus den unterschiedlichen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung ergebenden Sätze von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden eingestellt, und die sich zusammen mit den räumlichen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergebenden Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.24) werden aufgezeichnet.

Mit den aufgenommenen $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ für die verschiedenen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung aufgestellt. Diese Verteilungsfunktionen werden dazu verwendet, die Leistungsfähigkeit der angewandten Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren vergleichend zu bewerten.

4.4.3 Ergebnisse und Diskussion

In den Bildern 4.1 und 4.2 sind für die Parameter K_a gleich 4 und K gleich 4 bzw. K gleich 8 die sich bei verschiedenen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ durch Simulation ergebenden Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ dargestellt. Um die gezeigten Verläufe von $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ untereinander sowie mit den Ergebnissen aus Abschnitt 3.6 vergleichen zu können, liegt den Bildern 4.1 und 4.2 der gleiche Maßstab zugrunde, wie den Bildern 3.3 und 3.4. In den Bildern 4.1 und 4.2 steht aus Platzgründen wieder LR für Leistungsregelung und SF für Strahlformung.

Zum quantitativen Bewerten der Verteilungsfunktionen des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ werden die in Unterabschnitt 3.6.3 eingeführten drei Kriterien, also die Schranke Γ_{out} für die Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{\text{out}} = 0,01$, die Varianz $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ und der Erwartungswert $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ herangezogen. Zu den in den Bildern 4.1 und 4.2 dargestellten Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ sind die Schranken Γ_{out} der Ausfallwahrscheinlichkeit $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma_{\text{out}}\} = 0,01$ in Tabelle 4.1, die Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ in Tabelle 4.2 und die Erwartungswerte $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ in Tabelle 4.3 zusammengestellt.

Wie zu erwarten, werden auch bei den auf den räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, basierenden Verfahren mit optimalem Strahlformen und Leistungsregeln die besten Ergebnisse erzielt, d. h. unter allen betrachteten Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung wird dort die Schranke Γ_{out} am größten. Unter den suboptimalen Verfahren bringt die C/I -const-Leistungsregelung die besten Ergebnisse. Mit der C -const-Leistungsregelung erhält man die schlechtesten Ergebnisse. Wird die Anzahl K der MSen von vier auf acht erhöht, so sinkt Γ_{out} bei allen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung um ca. 3dB.

Im Vergleich zu den entsprechenden Ergebnissen basierend auf räumlichen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergeben sich beim Anwenden derselben Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, Schranken Γ_{out} , die in einer Größenordnung von 3dB bis 5dB kleiner sind. Eine Ausnahme bildet das optimale Strahlformen und Leistungsregeln: Hier werden die Schranken Γ_{out} beim Verwenden der räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, um 7dB bis 8dB kleiner als bei Verwenden der räumlichen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$. Bei allen Leistungsregelungsverfahren sind die sich bei $C/I_{\text{T-max}}$ - und $C/I_{\text{omni-max}}$ -Strahlformung ergebenden Verläufe der Verteilungsfunktionen nahezu gleich. Die sich bei den Kombinationen der C/T -max-Strahlformung mit der T -const-Leistungsregelung bzw. der C/I -const-Leistungsregelung ergebenden Verläufe der Verteilungsfunktionen sind ebenfalls sehr ähnlich. Beim Anwenden der T -const-Leistungsregelung sind sowohl bei $K = 4$ als auch bei $K = 8$ die sich mit C/T -max-Strahlformung ergebenden Schranken um etwa 4dB höher als die sich bei $C/I_{\text{T-max}}$ - und $C/I_{\text{omni-max}}$ -Strahlformung erzielten Schranken.

Tabelle 4.1. Schranken $\Gamma_{\text{out}}/\text{dB}$ für die Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{\text{out}} = 0,01$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit $K_a = 4$

		Strahlformung			
		C/T -max	$C/I_{\text{T-max}}$	$C/I_{\text{omni-max}}$	opt. SF
$K = 4$	T -const-LR	- 9.06	-12.91	-12.96	-
	C -const-LR	-28.06	-27.04	-27.35	-
	C/I -const-LR	- 8.84	- 8.99	- 8.83	-
	opt. LR	-	-	-	- 7.98
$K = 8$	T -const-LR	-12.41	-16.13	-16.35	-
	C -const-LR	-31.70	-31.09	-31.09	-
	C/I -const-LR	-12.10	-12.12	-12.30	-
	opt. LR	-	-	-	-11.33

Tabelle 4.2. Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}/\text{dB}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit $K_a = 4$

		Strahlformung			
		$C/T\text{-max}$	$C/I_T\text{-max}$	$C/I_{\text{omni-max}}$	opt. SF
$K = 4$	$T\text{-const-LR}$	2.71	13.92	14.07	-
	$C\text{-const-LR}$	17.48	20.10	20.82	-
	$C/I\text{-const-LR}$	- 7.31	- 3.13	- 3.38	-
	opt. LR	-	-	-	3.28
$K = 8$	$T\text{-const-LR}$	-14.64	- 1.47	- 1.15	-
	$C\text{-const-LR}$	- 4.69	- 1.26	- 1.67	-
	$C/I\text{-const-LR}$	-19.49	-16.50	-16.46	-
	opt. LR	-	-	-	-15.59

Tabelle 4.3. Erwartungswerte $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}/\text{dB}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit $K_a = 4$

		Strahlformung			
		$C/T\text{-max}$	$C/I_T\text{-max}$	$C/I_{\text{omni-max}}$	opt. SF
$K = 4$	$T\text{-const-LR}$	- 0.22	2.72	2.75	-
	$C\text{-const-LR}$	2.39	3.83	3.96	-
	$C/I\text{-const-LR}$	- 1.34	- 0.29	- 0.29	-
	opt. LR	-	-	-	2.19
$K = 8$	$T\text{-const-LR}$	- 4.88	- 3.21	- 3.20	-
	$C\text{-const-LR}$	- 4.10	- 2.96	- 2.92	-
	$C/I\text{-const-LR}$	- 5.36	- 4.48	- 4.48	-
	opt. LR	-	-	-	- 3.65

Um die Leistungsfähigkeit der verschiedenen Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln bei größeren Anzahlen K MSen zu bewerten, sind in den Bildern 4.3 und 4.4 Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ beim Verwenden unterschiedlicher Strahlformungsverfahren in Kombination mit einer $T\text{-const-}$ bzw. einer $C/I\text{-const-}$ Leistungsregelung für $K = 4, 16$ und 64 dargestellt. Die $C\text{-const-}$ Leistungsregelung wird im folgenden nicht mehr berücksichtigt, da sie sich, wie aus den bisherigen Ergebnissen zu schließen ist, nicht zum

Leistungsregeln in einzelnen Mobilfunkzellen eignet. In Verbindung mit der T -const-Leistungsregelung führt das Anwenden der C/T -max-Strahlformung zu den besten Ergebnissen: Bei $K = 4, 16$ und 64 ist die jeweils erzielbare Schranke Γ_{out} lediglich um etwa 1dB kleiner als bei optimalem Strahlformen und Leistungsregeln.

In Verbindung mit der C/I -const-Leistungsregelung führen alle Strahlformungsverfahren zu Schranken Γ_{out} , die weniger als 1dB unter der mit optimalem Strahlformen und Leistungsregeln erzielbaren Schranke Γ_{out} liegen. Beim Anwenden der C/I -const-Leistungsregelung rücken mit zunehmendem K die mit den unterschiedlichen Strahlformungsverfahren erzielbaren Ergebnisse immer dichter zusammen. Bei K gleich 64 sind die mit den verschiedenen Strahlformungsverfahren erzielten Schranken Γ_{out} annähernd gleich.

Im Vergleich zu den entsprechenden Ergebnissen basierend auf räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergeben sich beim Anwenden derselben Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, Schranken Γ_{out} , die in einer Größenordnung von 3dB bis 5dB kleiner sind. Bemerkenswert ist, daß mit der Kombination von C/T -max-Strahlformung und T -const-Leistungsregelung Ergebnisse erzielt werden, die basierend auf den räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, fast optimal sind.

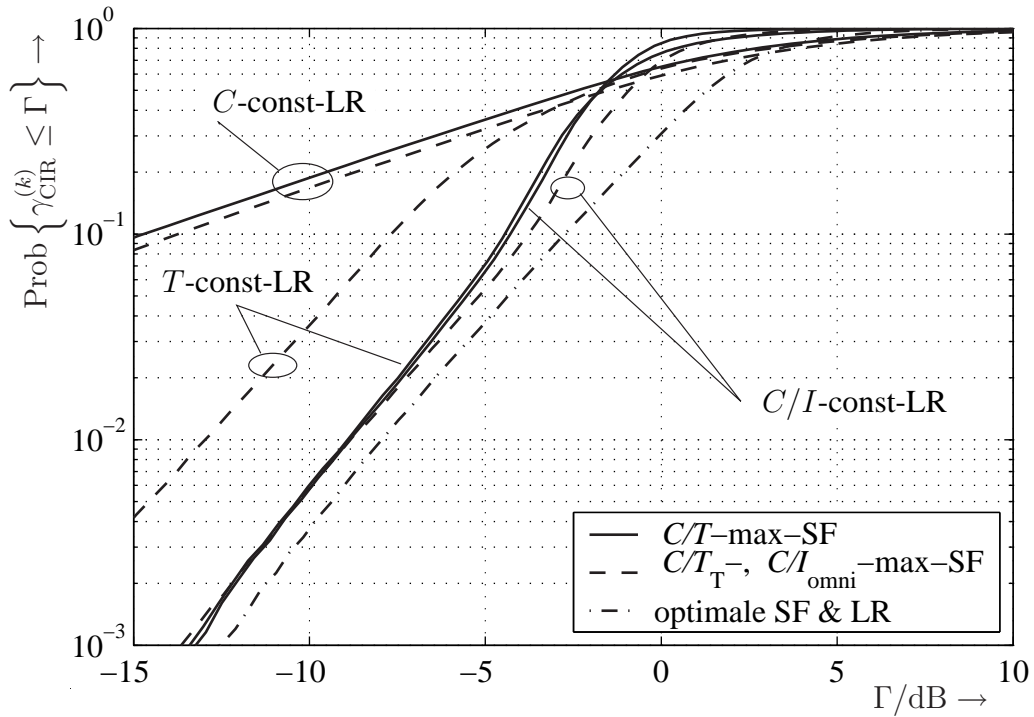


Bild 4.1. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ der Abwärtsstrecke. Parameter: $K_a=4, K=4$

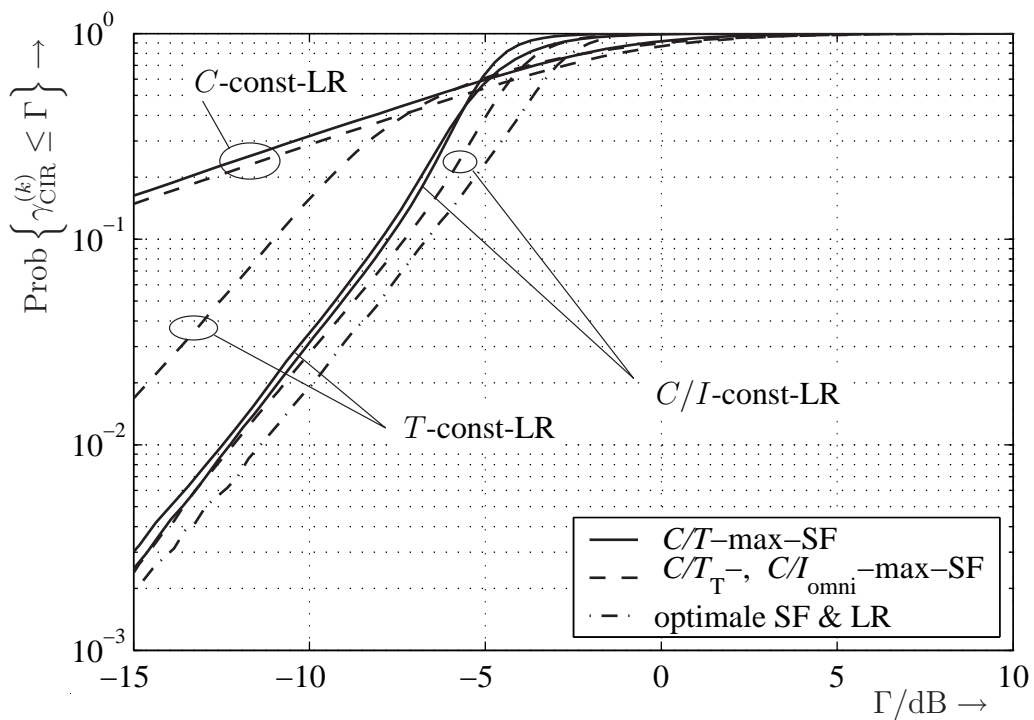


Bild 4.2. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ der Abwärtsstrecke. Parameter: $K_a=4, K=8$

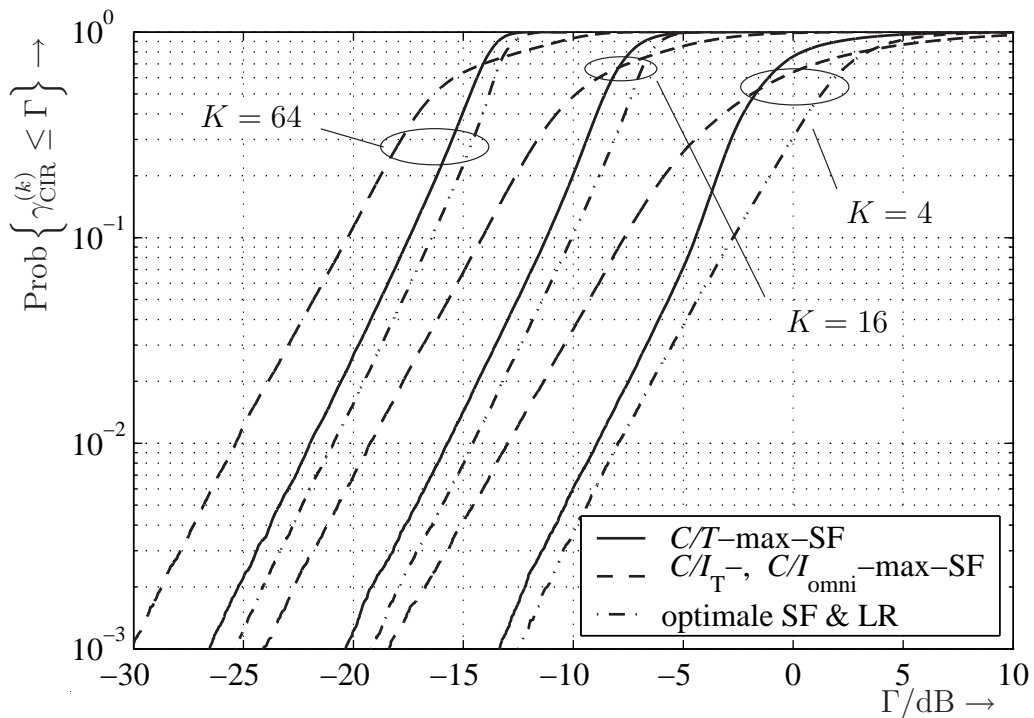


Bild 4.3. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei unterschiedlichen SF-Verfahren in Kombination mit T -const-LR, basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$. Parameter: $K_a=4, K=4, 16, 64$

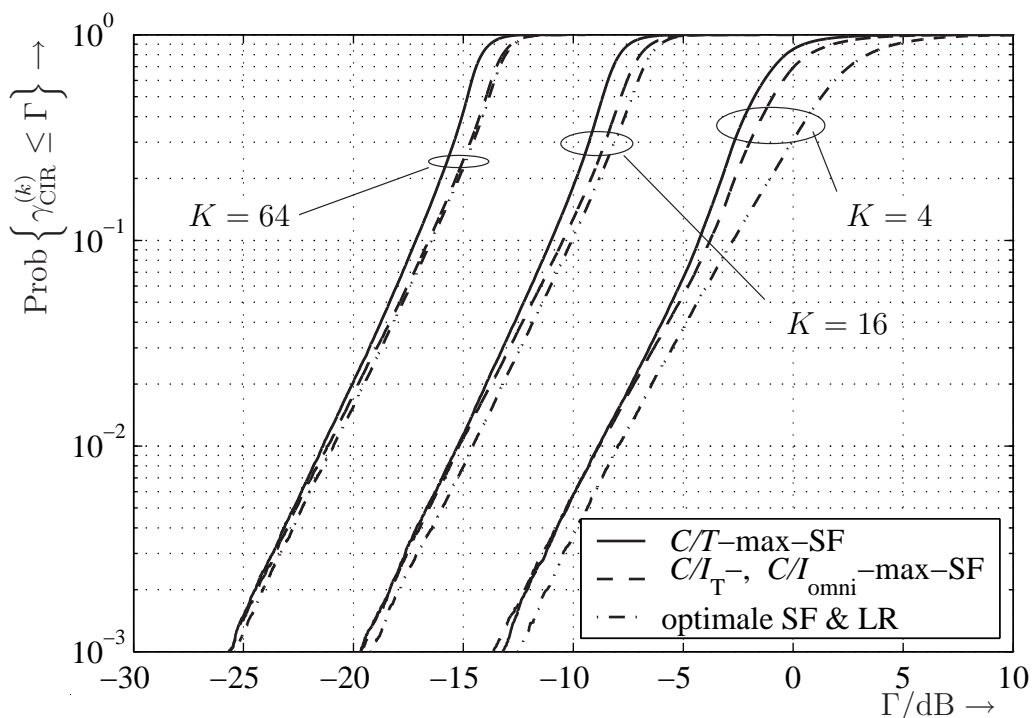


Bild 4.4. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei unterschiedlichen SF-Verfahren in Kombination mit C/I -const-LR, basierend auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$. Parameter: $K_a=4, K=4, 16, 64$

Kapitel 5

Räumliche Sendesignalvorverarbeitung bei Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke an der Basisstation

5.1 Vorbemerkung

Im vorliegenden Kapitel 5 geht es um die räumliche Sendesignalvorverarbeitung für die Abwärtsstrecke basierend lediglich auf Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Aufwärtsstrecke nach (2.64). Es ist nur dann sinnvoll, die räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, als Wissensbasis für die räumliche Sendesignalvorverarbeitung in der Abwärtsstrecke zu verwenden, wenn zwischen den Mobilfunkkanälen von Auf- und Abwärtsstrecke die in Unterabschnitt 2.6.3 besprochene Richtungsreziprozität gilt. Im vorliegenden Kapitel 5 wird vorausgesetzt, daß die BS zur Sendesignalvorverarbeitung weder auf die MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, nach (2.48) der Abwärtsstrecke noch auf die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.52) der Abwärtsstrecke zurückgreifen kann. Strahlformung und Leistungsregelung werden lediglich basierend auf Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.64) betrieben. Bei den hier vorgestellten Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln wird nicht der in Abschnitt 4.1 skizzierte Weg eingeschlagen, unter Verwenden hochauflösender Methoden zum Richtungsschätzen [Haa97] zunächst aus den räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Aufwärtsstrecke die räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke zu rekonstruieren, sondern es wird direkt mit den räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke gearbeitet. Das direkte Arbeiten mit den Aufwärtsstrecken-Korrelationsmatrizen hat den Vorteil, daß das Anwenden von Algorithmen zum Richtungsschätzen oder zum Schätzen azimuthaler Leistungsprofile vermieden wird. Damit sind die hier vorgestellten Verfahren zum einen unabhängig von der Zahl K_{d} der tatsächlich auftretenden Einfallrichtungen $\phi^{(k,k_{\text{d}})}$, $k_{\text{d}} = 1 \dots K_{\text{d}}$, zum anderen spart man den zum Teil erheblichen Rechenaufwand der Richtungsschätzalgorithmen.

Auf Basis der räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Aufwärtsstrecke ermittelte Gewichtsvektoren werden im folgenden durch einen tiefgestellten Index U gekennzeichnet: $\underline{\mathbf{w}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$. Dem Verfasser der vorliegenden Arbeit erscheint es sinnvoll, zum Ermitteln der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, entweder C/T-max-Strahlformung oder

C/I_T -max-Strahlformung gemäß Unterabschnitt 4.3.1 durchzuführen. Zum Einstellen der Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, kommen die T -const-, die C -const- und die C/I -const-Leistungsregelung gemäß Unterabschnitt 4.3.2 in Frage.

5.2 Strahlformung und Leistungsregelung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke

5.2.1 Strahlformung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke

Zum Strahlformen basierend auf den MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Aufwärtsstrecke werden in (4.14) und (4.18) die räumlichen Abwärtsstrecken-Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, durch die räumlichen Aufwärtsstrecken-Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ersetzt. Für das C/T -max-Strahlformen ergibt sich dann aus (4.14)

$$\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)} = \underline{\mathbf{u}}_{\max}(\tilde{\mathbf{R}}_U^{(k)}), \quad k = 1 \dots K. \quad (5.1)$$

Entsprechend ergibt sich für das C/I_T -max-Strahlformen aus (4.18)

$$\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{R}}_U^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^H \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \tilde{\mathbf{R}}_U^{(k')} \right) \underline{\mathbf{w}}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (5.2)$$

Zum Lösen der Optimierungsaufgabe (5.2) abhängig von den Rängen der Matrizen $\tilde{\mathbf{R}}_U^{(k)}$ und $\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \tilde{\mathbf{R}}_U^{(k')}$ wird auf die entsprechenden Ausführungen in Unterabschnitt 3.3.2 verwiesen.

5.2.2 Leistungsregelung basierend auf der Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen der Aufwärtsstrecke

Zum Darstellen der Leistungsregelungskonzepte werden zunächst einige Matrizen eingeführt. Analog zu (4.4) werden über den schnellen Schwund gemittelte modifizierte Funkfeldgewinne der Aufwärtsstrecke eingeführt:

$$\tilde{g}_U^{(k,k')} = \underline{\mathbf{w}}_U^{(k')}^H \tilde{\mathbf{R}}_U^{(k)} \underline{\mathbf{w}}_U^{(k')} \in \mathbb{R}_{0+} \quad k, k' = 1 \dots K. \quad (5.3)$$

Analog zu (4.6) wird mit den modifizierten Funkfeldgewinnen nach (5.3) die Matrix $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{U}} \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}$ eingeführt, deren Elemente sich gemäß

$$[\tilde{\mathbf{G}}_{\text{U}}]_{k,k'} = \begin{cases} \tilde{g}_{\text{U}}^{(k,k')} & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.4)$$

ergeben. Weiterhin wird analog zu (4.7) die Diagonalmatrix $\tilde{\mathbf{V}}_{\text{U}} \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}$ gebildet, deren Diagonalelemente $[\tilde{\mathbf{V}}_{\text{U}}]_{k,k}$ die über den schnellen Schwund gemittelten Nutzfunkfeldgewinne $\tilde{g}_{\text{U}}^{(k,k)}$, $k = 1 \dots K$, sind:

$$\tilde{\mathbf{V}}_{\text{U}} = \text{diag} \left(\tilde{g}_{\text{U}}^{(1,1)} \dots \tilde{g}_{\text{U}}^{(K,K)} \right) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}. \quad (5.5)$$

Auch hier ist die T -const-Leistungsregelung unproblematisch, da zum Einstellen konstanter Sendeleistungen $T^{(k)} = T$, $k = 1 \dots K$, keine Kanalkennnis notwendig ist.

Für die C -const-Leistungsregelung gilt mit (5.3) gilt analog zu (3.107)

$$\tilde{C}^{(k)} = \frac{1}{W} T^{(k)} \tilde{g}_{\text{U}}^{(k,k)} = \tilde{C} = \text{const. } \forall k \in \{1 \dots K\}. \quad (5.6)$$

Nach (5.6) sind also die MS-spezifischen Sendeleistungen

$$T^{(k)} = W \tilde{C} / \tilde{g}_{\text{U}}^{(k,k)} \quad \forall k \in \{1 \dots K\} \quad (5.7)$$

zu wählen.

Analog zur in Unterabschnitt 3.4.3 vorgestellten C/I -const-Leistungsregelung wird unter Verwenden der Matrizen $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{U}}$ nach (5.4) und $\tilde{\mathbf{V}}_{\text{U}}$ nach (5.5) ein Sendeleistungsvektor \mathbf{t} ermittelt. Ähnlich wie in (4.25) wird hier als Sendeleistungsvektor der zum maximalen Eigenwert der Matrix $\tilde{\mathbf{V}}_{\text{U}}^{-1} \tilde{\mathbf{G}}_{\text{U}}$ gehörende Eigenvektor

$$\mathbf{t} = \mathbf{u}_{\max} \left(\tilde{\mathbf{V}}_{\text{U}}^{-1} \tilde{\mathbf{G}}_{\text{U}} \right) \in \mathbb{R}_+^{(K)} \quad (5.8)$$

gewählt.

5.3 Ermitteln von Abwärtsstrecken-Gewichtsvektoren durch Transformation der Aufwärtsstrecken-Gewichtsvektoren

Bei den Betrachtungen im Abschnitt 5.2 wird der Unterschied zwischen der Trägerwellenlänge $\lambda_{\text{U},0}$ der Aufwärtsstrecke und der Trägerwellenlänge λ_0 der Abwärtsstrecke einfach

ignoriert. Aufgrund dieses Ignorierens kann man die gemäß (5.1) oder (5.2) bestimmten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, direkt zum Senden in der Abwärtsstrecke verwenden:

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}, \quad k = 1 \dots K. \quad (5.9)$$

Direktes Verwenden der $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$ als Gewichtsvektoren für die Abwärtsstrecke gemäß (5.9) wird im folgenden als $\underline{\mathbf{w}}_U$ -direkt-Methode bezeichnet. Im vorliegenden Abschnitt 5.3 wird allerdings ein einfaches lineares Verfahren zum Berechnen von Abwärtsstrecken-Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, aus Aufwärtsstrecken-Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, erarbeitet.

Die sich mit einem Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bei der Aufwärtsstrecken-Trägerwellenlänge $\lambda_{U,0}$ ergebende Richtcharakteristik ist mit dem winkelabhängigen Steuervektor der Aufwärtsstrecke $\underline{\mathbf{a}}_U(\phi)$ nach (2.61)

$$g_U(\phi) = \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)H} \underline{\mathbf{a}}_U^*(\phi) \underline{\mathbf{a}}_U^T(\phi) \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}. \quad (5.10)$$

Die sich bei der Aufwärtsstrecken-Trägerwellenlänge $\lambda_{U,0}$ ergebende Richtcharakteristik gibt die beim jeweiligen Strahlformungsverfahren berücksichtigte Richtungsinformation der Mobilfunkkanäle wieder:

- Wird C/T -max-Strahlformung gemäß (5.1) betrieben, so zeigen die Maxima dieser Richtcharakteristik in die Nutzrichtungen.
- Wird C/I_T -max-Strahlformung gemäß (5.2) betrieben, so wird möglichst wenig Leistung in Interferenzrichtungen abgestrahlt.

Also wäre es wünschenswert, einen Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu finden, der bei der Abwärtsstrecken-Trägerwellenlänge λ_0 zur gleichen Richtcharakteristik führt wie der Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bei der Aufwärtsstrecken-Trägerwellenlänge $\lambda_{U,0}$:

$$g_U(\phi) \stackrel{!}{=} g(\phi) \quad \forall \phi \in [0; 2\pi[. \quad (5.11)$$

(5.11) ist nicht exakt erfüllbar, da die direktionalen Eigenschaften der Gruppenantenne bei unterschiedlichen Trägerwellenlängen $\lambda_{U,0}$ und λ_0 zu verschieden sind. Trotzdem kann man das Ziel verfolgen, daß die Richtcharakteristiken in Auf- und Abwärtsstrecke möglichst ähnlich werden. Also wird ausgehend von (5.10) bei dem im vorliegenden Abschnitt 5.3 beschriebenen Transformationsverfahren angestrebt, die Richtcharakteristik der Abwärtsstrecke der Richtcharakteristik der Aufwärtsstrecke möglichst ähnlich zu wählen. Gesucht wird nun zunächst ein nicht-normierter Abwärtsstrecken-Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{v}}^{(k)}$, der das Differenzintegral

$$\delta = \int_{\phi=0}^{2\pi} \left| \underline{\mathbf{a}}_U^T(\phi) \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)} - \underline{\mathbf{a}}^T(\phi) \underline{\mathbf{v}}^{(k)} \right|^2 d\phi \quad (5.12)$$

minimiert. Das Integrieren in (5.12) kann näherungsweise mit einer hinreichend großen Anzahl K_d gleichmäßig über den Azimut $\phi \in [0; 2\pi[$ verteilter Winkel

$$\phi^{(k_d)} = \frac{2\pi}{K_d}(k_d - 1), \quad k_d = 1 \dots K_d, \quad (5.13)$$

dargestellt werden. K_d in (5.13) sollte stets viel größer sein als die Anzahl der Antennenelemente der Gruppenantenne, d.h. $K_d \gg K_a$. Mit den Matrizen

$$\underline{\mathbf{A}} = (\underline{\mathbf{a}}(\phi^{(1)}) \dots \underline{\mathbf{a}}(\phi^{(K_d)}))^T \in \mathbb{C}^{K_d \times K_a}. \quad (5.14)$$

und

$$\underline{\mathbf{A}}_U = (\underline{\mathbf{a}}_U(\phi^{(1)}) \dots \underline{\mathbf{a}}_U(\phi^{(K_d)}))^T \in \mathbb{C}^{K_d \times K_a} \quad (5.15)$$

wird δ nach (5.12) durch

$$\delta \approx \left\| \underline{\mathbf{A}}_U \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{v}}^{(k)} \right\|_2^2 \quad (5.16)$$

approximiert. Gesucht wird nun der Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{v}}^{(k)}$, der δ in (5.16) minimiert:

$$\underline{\mathbf{v}}^{(k)} = \min_{\underline{\mathbf{v}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \left\| \underline{\mathbf{A}}_U \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)} - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{v}} \right\|_2^2. \quad (5.17)$$

Ein (5.17) erfüllender nichtnormierter Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{v}}^{(k)}$ ergibt sich mit der Moore-Penrose-Pseudoinversen $(\underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^H$ [Moo35, Pen55] der Matrix $\underline{\mathbf{A}}$ nach (5.14) zu

$$\underline{\mathbf{v}}^{(k)} = (\underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{A}}_U \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)} \quad (5.18)$$

[UN99, AFFM98]. Durch Normieren von $\underline{\mathbf{v}}^{(k)}$ nach (5.18) auf den Betrag eins ergeben sich die Gewichtsvektoren

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \underline{\mathbf{v}}^{(k)} / \left\| \underline{\mathbf{v}}^{(k)} \right\|_2, \quad k = 1 \dots K. \quad (5.19)$$

Faßt man die lineare Transformation nach (5.18) und das Normieren nach (5.19) in einem einzigen Schritt zusammen, so ergibt sich der in der Abwärtsstrecke zu verwendende Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ zu

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = (\underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{A}}_U \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)} \left\| (\underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{A}})^{-1} \underline{\mathbf{A}}^H \underline{\mathbf{A}}_U \underline{\mathbf{w}}_U^{(k)} \right\|_2^{-1}, \quad k = 1 \dots K. \quad (5.20)$$

Mit dem Gewichtsvektor $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ nach (5.18) wird erreicht, daß die Richtcharakteristik der Abwärtsstrecke möglichst ähnlich derjenigen der Aufwärtsstrecke wird. Gewinnen der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ aus den $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$ gemäß (5.20) wird im folgenden als $\underline{\mathbf{w}}_U$ -Trafo-Methode bezeichnet.

5.4 Vergleich der Leistungsfähigkeit der Algorithmen, die auf unterschiedlichen Graden der Kanalkennntnis basieren

5.4.1 Vorbemerkung

Im vorliegenden Abschnitt 5.4 werden durch Simulation gewonnene Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ gemäß (3.24) vorgestellt. Die Ergebnisse illustrieren die unterschiedliche Leistungsfähigkeit der untersuchten Verfahren zum Einstellen der Gewichtsvektoren $\underline{w}^{(k)}$ nach (1.2) und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.1), wenn diese Verfahren auf verschiedenen Graden der Kanalkennntnis basieren. Für die Simulationen wird das in Unterabschnitt 2.7.2 beschriebene directionale Kanalmodell verwendet. Im nachfolgenden Unterabschnitt 5.4.2 wird die Vorgehensweise zum Erzielen der Ergebnisse beschrieben.

5.4.2 Vorgehensweise

Für die Simulationen werden die Parameter nach Tabelle 5.1 gewählt. Zum Bestimmen der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ werden 2^{14} statistisch unabhängige Szenarien ausgewürfelt und ausgewertet. In jedem dieser Szenarien wird folgendermaßen verfahren:

- Gemäß (2.80) werden die MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, generiert.
- Die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke ergeben sich gemäß (2.81), und die MS-spezifischen räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Aufwärtsstrecke ergeben sich gemäß (2.83).
- Basierend auf den räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Aufwärtsstrecke nach (2.83) wird jeweils ein Satz Gewichtsvektoren $\underline{w}_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, durch Kombinieren der C/T -max- bzw. der C/I_{T} -max-Strahlformung mit der C/I -const-Leistungsregelung ermittelt.
- Wie am Anfang des Abschnitt 5.3 vorgeschlagen, wird der Frequenzversatz zwischen Auf- und Abwärtsstrecke zunächst ignoriert, und es werden die Gewichtsvektoren

Tabelle 5.1. Bei den Simulationen zu Abschnitt 5.4 verwendete Parameter

Größe	Wert	Größe	Wert
K_a	8	α	3.6
K	8	f_U/MHz	1950
W	4	f_D/MHz	2140
r_{\min}/r_{\max}	0, 1	K_d	360

$\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zum Senden in der Abwärtsstrecke verwendet. Das direkte Verwenden der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, wird im folgenden kurz mit „ $\underline{\mathbf{w}}_U$ -direkt“ gekennzeichnet.

- Alternativ zum direkten Verwenden der $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden Abwärtsstrecken-Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, durch Transformieren der $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß (5.20) ermittelt. Diese Vorgehensweise wird im folgenden kurz mit „ $\underline{\mathbf{w}}_U$ -Trafo“ gekennzeichnet.
- Um eine Obergrenze für die Leistungsfähigkeit der auf räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Aufwärtsstrecke basierten Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln zu gewinnen, wird je ein Satz Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, durch Anwenden von C/T -max- und C/I_T -max-Strahlformung bzw. C/I -const-Leistungsregelung basierend auf den räumlichen Abwärtsstrecken-Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.81) bestimmt.
- Schließlich wird auch noch Strahlformung und Leistungsregelung basierend auf den momentanen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke nach (2.48) durchgeführt. Die beim Verwenden von $\mathbf{R}^{(k)}$ erzielten Ergebnisse sind eine Obergrenze für die Leistungsfähigkeit der betrachteten Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln.
- Die sich bei den unterschiedlichen Kanalkennnisgraden ergebenden Sätze von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden eingestellt, und die sich zusammen mit den räumlichen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergebenden Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (3.24) werden aufgezeichnet.

Mit den aufgenommenen $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ für die verschiedenen Kenntnisgrade der Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke an der BS aufgestellt. Diese Verteilungsfunktionen werden dazu verwendet, die Leistungsfähigkeit der angewandten Verfahren vergleichend zu bewerten.

5.4.3 Ergebnisse und Diskussion

Die in den Bildern 5.1 und 5.2 dargestellten Verteilungsfunktionen gehen auf simulierte Szenarien mit $K = 8$ MSen und einer ringförmigen Gruppenantenne mit $K_a = 8$ omnidirektionalen Antennenelementen an der BS zurück. In allen durchgeführten Simulationen wird C/I -const-Leistungsregelung durchgeführt. In den Bildern 5.1 und 5.2 sind Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ bei C/T -max- bzw. C/I_T -max-Strahlformung basierend auf unterschiedlichen Kanalkennntnisgraden dargestellt. Um die gezeigten Verläufe von $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ untereinander vergleichen zu können, liegt den Bildern 5.1 und 5.2 ein einheitlicher Maßstab zugrunde.

Zum quantitativen Bewerten der Verteilungsfunktionen des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ werden wiederum die bereits in Unterabschnitt 3.6.3 eingeführten drei Kriterien, also die Schranke Γ_{out} für die Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{\text{out}} = 0,01$, die Varianz $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ und der Erwartungswert $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ herangezogen. Zu den in den Bildern 5.1 und 5.2 für C/T -max- bzw. C/I_T -max-Strahlformung dargestellten Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ sind die Schranken Γ_{out} der Ausfallwahrscheinlichkeit $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma_{\text{out}}\} = 0,01$ in Tabelle 5.2, die Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ in Tabelle 5.3 und die Erwartungswerte $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}$ in Tabelle 5.4 für verschiedene Grade an Kanalkennntnis zusammengestellt.

In Bild 5.1 sind Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ dargestellt, die aus dem Anwenden von C/T -max-Strahlformung resultieren. Im Falle des Anwendens des C/T -max-Strahlformens sind die Verläufe der mit beiden $\tilde{\mathbf{R}}_U^{(k)}$ -basierten Verfahren gewonnenen Verteilungsfunktionen annähernd gleich dem Verlauf der Verteilungsfunktion, die basierend auf $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ nach (2.81) gewonnen wird. Offensichtlich ist das Anwenden des Gewichtsvektor-Transformationsverfahrens unter den gegebenen Bedingungen, d. h. bei dem verwendeten direktionalen Kanalmodell und dem gegebenen Frequenzversatz zwischen Auf- und Abwärtsstrecke, siehe Tabelle 5.1, nicht notwendig. Beim C/T -max-Strahlformen wird für jede der MSen k , $k = 1 \dots K$, die abgestrahlte Leistung in schmalen Winkelbereichen um die für die jeweilige MS k relevanten Abstrahlungsrichtung konzentriert. Im allgemeinen wird diese Charakteristik durch kleinere Änderungen der Trägerwellenlänge nur unwesentlich verzerrt.

Bild 5.2 zeigt Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$, die aus Simulationen resultieren, bei denen C/I_T -max-Strahlformung angewandt wird. In diesem Falle führt das Anwenden der \mathbf{w}_U -Trafo zu erheblich besseren Resultaten als das Anwenden von \mathbf{w}_U -direkt. Die Varianz der Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse, die aus der \mathbf{w}_U -Trafo resultieren, ist wesentlich geringer als die Varianz der Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse, die aus \mathbf{w}_U -direkt resultieren.

Allerdings sind beim Anwenden der C/I_T -max-Strahlformung die aus der $\underline{\mathbf{w}}_U$ -Trafo resultierenden Resultate wesentlich schlechter als die durch Ausnutzen von $\widetilde{\mathbf{R}}^{(k)}$ nach (2.81) erzielten Resultate. Beim C/I_T -max-Strahlformen wird eine verminderte Nutzleistung akzeptiert, wenn so ein Abstrahlen von Leistung in Interferenzrichtungen vermieden werden kann. Die Minima der Richtcharakteristiken reagieren empfindlich auf Änderungen der Trägerfrequenz, was zu einer erheblichen Degradation der Interferenzunterdrückung führt. Werden die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß dem $\underline{\mathbf{w}}_U$ -Trafo-Verfahren umgerechnet, so kann der verzerrende Einfluß des Frequenzversatzes zumindest teilweise kompensiert werden. Im Fall der C/I_T -max-Strahlformung kann durch Anwenden des $\underline{\mathbf{w}}_U$ -Trafo-Verfahrens die Leistungsfähigkeit der adaptiven Gruppenantenne gegenüber dem direkten Verwenden der $\underline{\mathbf{w}}_U^{(k)}$ in der Abwärtsstrecke gesteigert werden. In den Bildern 5.1 und 5.2 ist der Bereich, der von den Verläufen der Verteilungsfunktionen eingeschlossen ist, die basierend auf den räumlichen Gramschen Matrizen $\widetilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bzw. den räumlichen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gewonnen werden, schraffiert dargestellt. Dieser Bereich kann nur dann erreicht werden, wenn beim Strahlformen an der BS zusätzlich zu den räumlichen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke, zumindest teilweise Kenntnis der momentanen räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke vorliegt. Wie bereits in Abschnitt 4.1 beschrieben, kann die teilweise Kenntnis der momentanen räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke an der BS in FDD-Systemen nur durch Rücksignalisieren von den MSen verfügbar werden [Uts02, BHN00]. Eine effiziente Rücksignalisierungstechnik, bei der über die räumlichen Korrelationsmatrizen $\widetilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke hinaus auch Information über die momentanen räumlichen Kanalmatrizen $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecke von den MSen zur versorgenden BS übertragen wird, ist Gegenstand des Kapitels 9 der vorliegenden Arbeit.

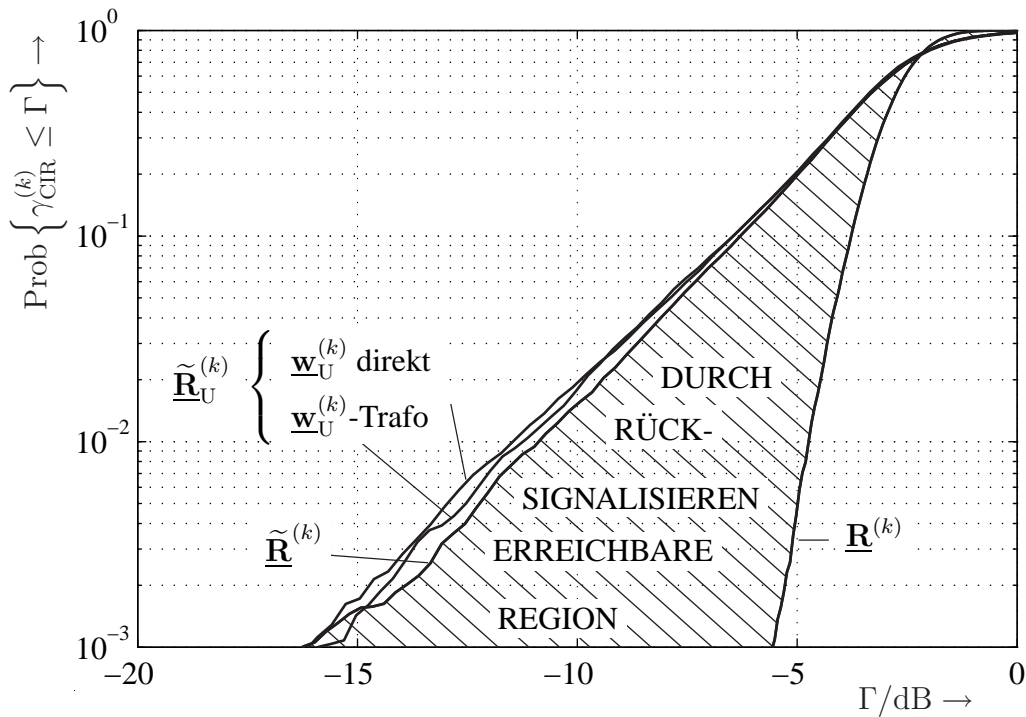


Bild 5.1. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei C/T -max-Strahlformung und C/I -const-Leistungsregelung basierend auf unterschiedlichen Kanalkennntnisgraden. Parameter: $K_a=8, K=8$

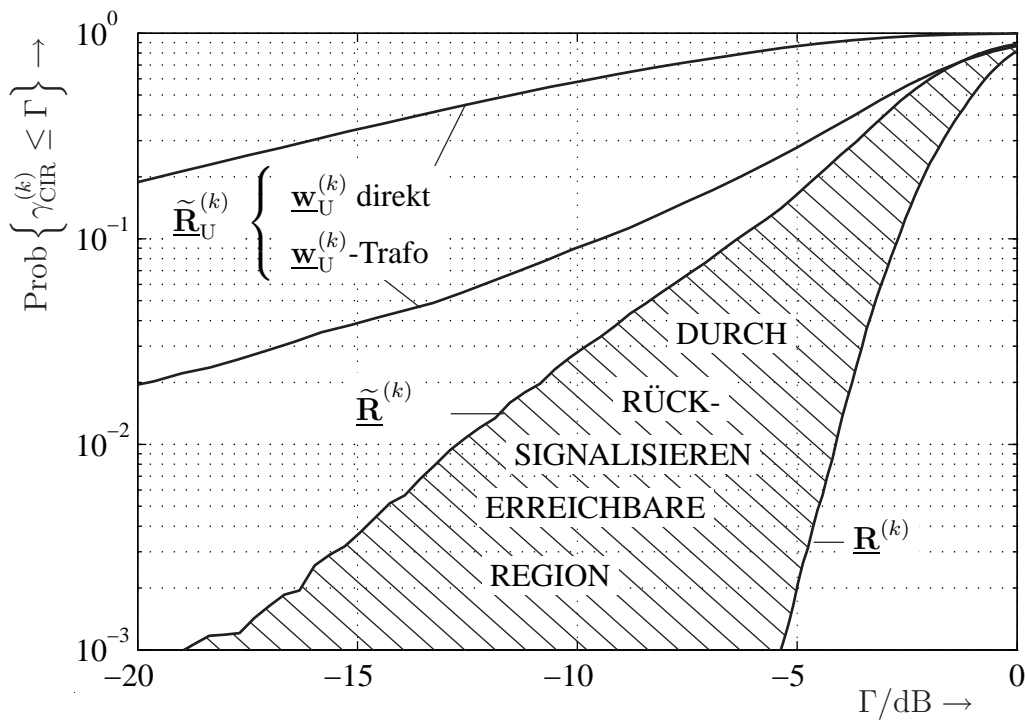


Bild 5.2. Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei C/I_T -max-Strahlformung und C/I -const-Leistungsregelung basierend auf unterschiedlichen Kanalkennntnisgraden. Parameter: $K_a=8, K=8$

Tabelle 5.2. Schranken $\Gamma_{\text{out}}/\text{dB}$ für die Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{\text{out}} = 0,01$ bei C/I -const-Leistungsregelung mit C/T - und C/I_T -max-Strahlformung basierend auf unterschiedlichen Graden an Kanalkenntnis. Parameter: $K_a = 8, K = 8$

		Strahlformung		
		C/T -max	C/I_T -max	
Kanal- kenntnis	$\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$	- 4.74	- 4.11	
	$\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$	-10.73	-12.78	
	$\tilde{\underline{\mathbf{R}}}_U^{(k)} \left\{ \begin{array}{l} \underline{\mathbf{w}}_U\text{-Trafo} \\ \underline{\mathbf{w}}_U\text{-direkt} \end{array} \right.$	$\underline{\mathbf{w}}_U\text{-Trafo}$	-11.23	-25.06
		$\underline{\mathbf{w}}_U\text{-direkt}$	-11.45	-44.37

Tabelle 5.3. Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}/\text{dB}$ bei C/I -const-Leistungsregelung mit C/T - und C/I_T -max-Strahlformung basierend auf unterschiedlichen Graden an Kanalkenntnis. Parameter: $K_a = 8, K = 8$

		Strahlformung		
		C/T -max	C/I_T -max	
Kanal- kenntnis	$\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$	-20.17	-12.59	
	$\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$	-13.07	- 7.14	
	$\tilde{\underline{\mathbf{R}}}_U^{(k)} \left\{ \begin{array}{l} \underline{\mathbf{w}}_U\text{-Trafo} \\ \underline{\mathbf{w}}_U\text{-direkt} \end{array} \right.$	$\underline{\mathbf{w}}_U\text{-Trafo}$	-12.75	- 5.96
		$\underline{\mathbf{w}}_U\text{-direkt}$	-12.98	-14.81

Tabelle 5.4. Erwartungswerte $E\{\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}\}/\text{dB}$ bei C/I -const-Leistungsregelung mit C/T - und C/I_T -max-Strahlformung basierend auf unterschiedlichen Graden an Kanalkenntnis. Parameter: $K_a = 8, K = 8$

		Strahlformung		
		C/T -max	C/I_T -max	
Kanal- kenntnis	$\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$	- 2.69	- 0.90	
	$\tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{(k)}$	- 3.12	- 1.97	
	$\tilde{\underline{\mathbf{R}}}_U^{(k)} \left\{ \begin{array}{l} \underline{\mathbf{w}}_U\text{-Trafo} \\ \underline{\mathbf{w}}_U\text{-direkt} \end{array} \right.$	$\underline{\mathbf{w}}_U\text{-Trafo}$	- 3.11	- 2.24
		$\underline{\mathbf{w}}_U\text{-direkt}$	- 3.17	- 8.54

Kapitel 6

Einbeziehen der Auswirkung additiven Rauschens bei den Mobilstationen

6.1 Vorbemerkung

Im vorliegenden Kapitel 6 wird das Verhalten der Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.7) an den Eingängen der MS-Empfänger k , $k = 1 \dots K$, untersucht, wenn die in den Kapiteln 3 bis 5 erarbeiteten Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln in isolierten Mobilfunkzellen eingesetzt werden, an den MS-Empfängern k , $k = 1 \dots K$, jedoch auch additives Rauschen anliegt. Hierbei wird vorausgesetzt, daß dieses additive Rauschen außerhalb der betrachteten Zelle verursacht wird und daher nicht von der BS beeinflußt werden kann. Es stellt sich unter anderem die Frage, wie die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.7) beeinträchtigt werden, wenn das Rauschen beim Einstellen der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nicht berücksichtigt wird, dieses Rauschen im System jedoch tatsächlich vorhanden ist. In Abschnitt 6.2 werden die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.7) gemeinsam in Vektor-Matrix-Notation dargestellt. Zunächst werden in Abschnitt 6.2 Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse in Vektor-Matrix-Notation dargestellt. Anschließend werden Zusammenhänge zwischen Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen und Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen gezeigt und die Einflüsse der Summensendeleistung T_{Σ} sowie der Rauschleistungen $\sigma_{\text{n}}^{(k)2}$, siehe (1.8), analysiert. In Abschnitt 6.3 wird der Einfluß des additiven Rauschens simulativ untersucht.

6.2 Darstellen von Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen in Vektor-Matrix-Notation

In einer nicht isolierten, äußeren Störungen ausgesetzten Mobilfunkzelle liegt an den MS-Empfängern k , $k = 1 \dots K$, im allgemeinen additives Rauschen an, siehe Bild 6.1. Eine solche Abwärtsstrecke wird im folgenden, im Unterschied zu der in Bild 3.1 dargestellten isolierten Abwärtsstrecke, der Einfachheit halber als gestörte Abwärtsstrecke bezeichnet. Die Leistungen des additiven Rauschens seien von MS zu MS verschieden und nehmen im allgemeinen die MS-spezifischen Werte

$$\sigma_{\text{n}}^{(k)2} \in \mathbb{R}_{0+}, \quad k = 1 \dots K, \quad (6.1)$$

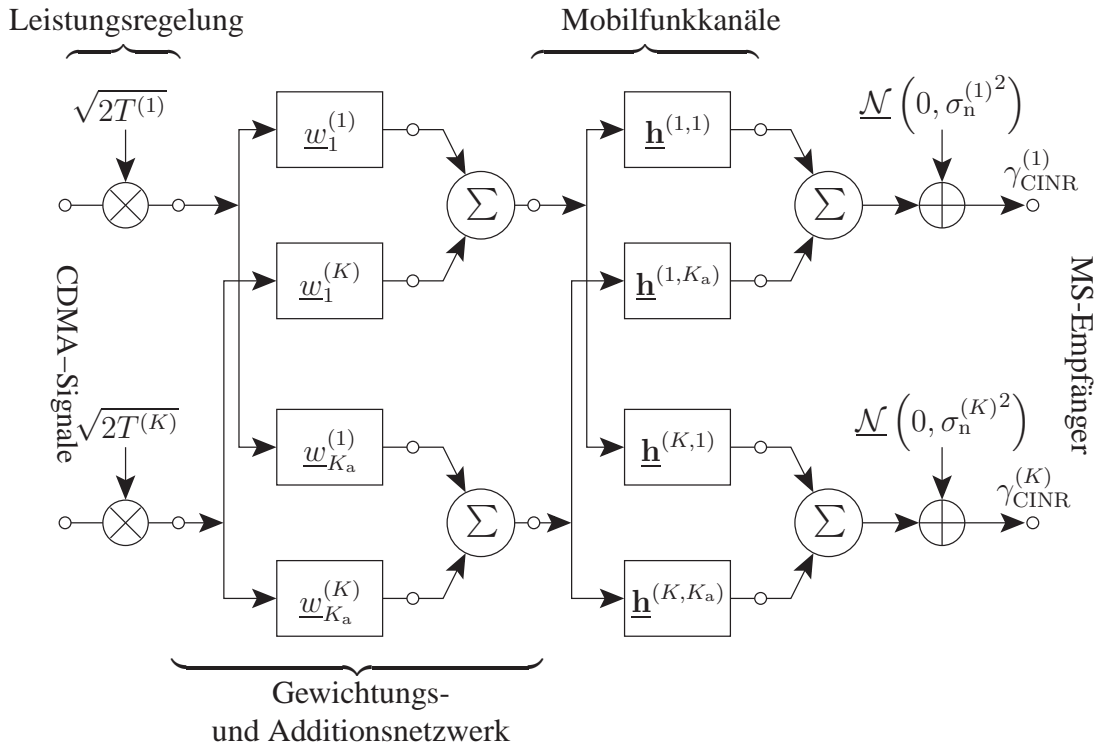


Bild 6.1. Systemmodell der gestörten Abwärtsstrecke

an. In der vorliegenden Arbeit wird angenommen, daß es sich bei dem MS-spezifischen Rauschen um komplexes Gaußrauschen mit dem Erwartungswert null und den Varianzen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k=1 \dots K$, nach (6.1) handelt. Für solche Gaußprozesse schreibt man auch

$$\underline{\mathcal{N}}(0, \sigma_n^{(k)^2}), \quad k=1 \dots K, \quad (6.2)$$

vergleiche Unterabschnitt 2.7.2. Die MS-spezifischen Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k=1 \dots K$, nach (6.1) werden zum Rauschleistungsvektor

$$\mathbf{n} = \left(\sigma_n^{(1)^2} \dots \sigma_n^{(K)^2} \right)^T \in \mathbb{R}_{0+}^K \quad (6.3)$$

zusammengefaßt. Zusätzlich zum Rauschleistungsvektor \mathbf{n} nach (6.3) wird noch die Diagonalmatrix

$$\mathbf{N} = \text{diag} \left(\sigma_n^{(1)^2} \dots \sigma_n^{(K)^2} \right) = \text{diag}(\mathbf{n}) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K} \quad (6.4)$$

eingeführt, die im folgenden als Rauschleistungsmatrix bezeichnet wird. Werden die MS-spezifischen Nutzleistungen $C^{(k)}$, $k=1 \dots K$, gemäß (3.17) und die Interferenzleistungen $I^{(k)}$, $k=1 \dots K$, gemäß (3.19) ausgedrückt, so ergeben sich die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, nach (1.7) mit den MS-spezifischen

Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k = 1 \dots K$, nach (6.1) zu

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \frac{\frac{1}{W} T^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k')\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')} + \sigma_n^{(k)^2}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (6.5)$$

Bei fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, folgt mit den modifizierten Funkfeldgewinnen $g^{(k,k')}$, $k, k' = 1 \dots K$, nach (3.21) aus (6.5)

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \frac{\frac{1}{W} T^{(k)} g^{(k,k)}}{\frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T^{(k')} g^{(k,k')} + \sigma_n^{(k)^2}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (6.6)$$

Einsetzen der relativen Sendeleistungen $T_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.6) und der Summensendeleistung T_{Σ} nach (1.5) in (6.6) ergibt nach Umformen den zu (1.8) äquivalenten Ausdruck

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \frac{\frac{1}{W} T_{\text{rel}}^{(k)} g^{(k,k)}}{\frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T_{\text{rel}}^{(k')} g^{(k,k')} + \sigma_n^{(k)^2} / T_{\Sigma}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (6.7)$$

Aus einem Vergleichen von (6.7) mit (1.8) folgen die relativen Nutzleistungen

$$C_{\text{rel}}^{(k)} = T_{\text{rel}}^{(k)} \frac{1}{W} g^{(k,k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (6.8)$$

und die relativen Interferenzleistungen

$$I_{\text{rel}}^{(k)} = \frac{1}{W} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T_{\text{rel}}^{(k')} g^{(k,k')}, \quad k = 1 \dots K. \quad (6.9)$$

Mit den relativen Nutzleistungen $C_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (6.8) wird der relative Nutzleistungsvektor

$$\mathbf{c}_{\text{rel}} = \left(C_{\text{rel}}^{(1)} \dots C_{\text{rel}}^{(K)} \right)^{\text{T}} \quad (6.10)$$

aufgebaut. Analog zum relativen Nutzleistungsvektor \mathbf{c}_{rel} nach (6.10) werden die relativen Interferenzleistungen $I_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (6.9) zum relativen Interferenzleistungsvektor

$$\mathbf{i}_{\text{rel}} = \left(I_{\text{rel}}^{(1)} \dots I_{\text{rel}}^{(K)} \right)^{\text{T}} \quad (6.11)$$

zusammengestellt. Analog zur Matrix Γ_{CIR} nach (3.48) wird die $K \times K$ -Diagonalmatrix $\Gamma_{\text{CINR}} \in \mathbb{R}_{0+}^K$ definiert, deren Diagonalelemente die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, sind:

$$\Gamma_{\text{CINR}} = \text{diag} \left(\gamma_{\text{CINR}}^{(1)} \dots \gamma_{\text{CINR}}^{(K)} \right) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}. \quad (6.12)$$

Mit dem Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (3.40), dem Rauschleistungsvektor \mathbf{n} nach (6.3) und den Matrizen \mathbf{G} nach (3.38) und \mathbf{V} nach (3.39) gilt

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}} (\mathbf{G}\mathbf{t} + \mathbf{n}W) = \mathbf{V}\mathbf{t}. \quad (6.13)$$

Die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (6.6) werden nach Umformen von (6.13) gemeinsam durch

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}} = (\text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{t} + \mathbf{n}W))^{-1} \text{diag}(\mathbf{V}\mathbf{t}) \quad (6.14)$$

beschrieben. Durch Substituieren der Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}$ nach (3.52) in (6.14) und Ausdrücken des Sendeleistungsvektors \mathbf{t} gemäß (3.42) als Produkt der Summensendeleistung T_{Σ} und des relativen Sendeleistungsvektors \mathbf{t}_{rel} erhält man

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}} = [\mathbf{I}^{(K)} + (\text{diag}(\mathbf{G}\mathbf{t}_{\text{rel}}T_{\Sigma}))^{-1} \text{diag}(\mathbf{n})W]^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}, \quad (6.15)$$

wobei $\mathbf{I}^{(K)}$ wieder die $K \times K$ -Einheitsmatrix ist, siehe (3.114). Aus (6.15) folgt, daß die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis-Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}}$ von der Summensendeleistung T_{Σ} abhängt, nicht aber die Träger-zu-Interferenz-Verhältnis-Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}$. Durch Substituieren des relativen Interferenzleistungsvektors \mathbf{i}_{rel} nach (6.11) kann (6.15) weiter vereinfacht werden zu

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}} = [\mathbf{I}^{(K)} + (\text{diag}(\mathbf{i}_{\text{rel}}))^{-1} \text{diag}(\mathbf{n})T_{\Sigma}^{-1}]^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}. \quad (6.16)$$

Für die einzelnen MSen k , $k = 1 \dots K$, kann gleichbedeutend mit (6.16)

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \gamma_{\text{CIR}}^{(k)} \left/ \left(1 + \frac{\sigma_{\mathbf{n}}^{(k)2}}{T_{\Sigma} I_{\text{rel}}^{(k)}} \right) \right., \quad k = 1 \dots K, \quad (6.17)$$

geschrieben werden. (6.16) und (6.17) verdeutlichen, daß, wenn alle relativen Interferenzleistungen $I_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, größer als null sind und wenn alle Rauschleistungen $\sigma_{\mathbf{n}}^{(k)2}$, $k = 1 \dots K$, endliche Werte annehmen, für eine Summensendeleistung $T_{\Sigma} \rightarrow \infty$ die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ in (6.17) gegen die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ konvergieren. Für (6.16) gilt dann

$$\lim_{T_{\Sigma} \rightarrow \infty} \left[\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}} \right] = \mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}. \quad (6.18)$$

6.3 Einflüsse des Rauschens und der Summensendeleistung

6.3.1 Vorbemerkung

Im vorhergehenden Abschnitt 6.2 wurden die Zusammenhänge zwischen Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ nach (1.4) und Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ nach (1.7) gezeigt und der Einfluß der Summensendeleistung T_{Σ} diskutiert. Um die Betrachtungen des Abschnitts 6.2 zu untermauern, werden im vorliegenden Abschnitt 6.3 entsprechende Simulationsergebnisse gebracht und diskutiert. Zunächst wird in Unterabschnitt 6.3.2 die beim Simulieren gewählte Vorgehensweise erläutert. Anschließend werden in Unterabschnitt 6.3.3 vom Autor erzielte Simulationsergebnisse vorgestellt und diskutiert.

6.3.2 Vorgehensweise

Für die durchgeführten Simulationen wird, wie in Abschnitt 3.6, das in Unterabschnitt 2.7.2 beschriebene direktionalisierte 3GPP-Kanalmodell verwendet. Zunächst wird wie in Abschnitt 3.6 vorgegangen. Bei den Simulationen wird angenommen, daß die an den MSen k , $k=1 \dots K$, auftretenden additiven Rauschkomponenten alle die gleiche Varianz

$$\sigma_{\text{n}}^{(k)2} = \sigma_{\text{n}}^2 = \text{const}, \quad k=1 \dots K, \quad (6.19)$$

haben. Der sich mit der Rauschleistung σ_{n}^2 nach (6.19), der Kanallänge W , siehe (2.1), der Summensendeleistung T_{Σ} nach (1.5) und dem Erwartungswert μ_{g} nach (2.75) des mittleren Funkfeldgewinns $\tilde{g}^{(k)}$ nach (2.74) ergebende Term $\sigma_{\text{n}}^2 W / (T_{\Sigma} \mu_{\text{g}})$ wird im folgenden als normierte Rauschleistung bezeichnet. Bei den Simulationen werden die normierten Rauschleistungen $\sigma_{\text{n}}^2 W / (T_{\Sigma} \mu_{\text{g}})$ gleich -12 dB, 0 dB und 12 dB gewählt. Zum Vergleich wird auch der rauschfreie Fall betrachtet, in dem folglich $\sigma_{\text{n}}^2 W / (T_{\Sigma} \mu_{\text{g}})$ gleich $-\infty$ dB gilt. Bei den Simulationen werden Szenarien mit K gleich acht MSen generiert. Ansonsten werden die in Tabelle 3.2 angegebenen Parameter gewählt.

Zum Bestimmen repräsentativer Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisses $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ werden 2^{14} statistisch unabhängige Szenarien ausgewürfelt und ausgewertet. In jedem dieser Szenarien wird folgendermaßen verfahren:

- Gemäß (2.80) werden die MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, generiert.

- Basierend auf den MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, wird jeweils ein Satz von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, durch Anwenden von C/T -max- und C/I_T -max-Strahlformung, siehe Abschnitt 3.3, ermittelt.
- Anschließend werden durch Anwenden der verschiedenen, in Abschnitt 3.4 vorgestellten, Leistungsregelungsverfahren Sätze von Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, berechnet. Die Summensendeleistung T_Σ ergibt sich hierbei aus der vorgegebenen normierten Rauschleistung $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$.
- Die sich aus den unterschiedlichen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung ergebenden Sätze von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden eingestellt, und die resultierenden Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (6.5) werden aufgezeichnet.

Mit den aufgenommenen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ für die verschiedenen Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung bei den normierten Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g) = -12 \text{ dB}$, 0 dB und 12 dB aufgestellt. Diese Verteilungsfunktionen werden dazu verwendet, den Einfluß des Rauschens auf die Leistungsfähigkeit der angewandten Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren zu untersuchen.

6.3.3 Ergebnisse und Diskussion

In den Bildern 6.2 und 6.3 sind sich beim Anwenden von C/T -max- bzw. C/I_T -max-Strahlformung ergebende Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ des Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisses $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ nach (6.5) dargestellt. Die Parameter beim Simulieren sind $K_a = 4$ und $K = 8$. Hierbei werden zum Einstellen der Sendeleistungen die für ungestörte Szenarien konzipierten Verfahren T -const-, C -const- und C/I -const-Leistungsregelung verwendet. Weiterhin werden verschiedene normierte additive Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$ berücksichtigt.

Zum quantitativen Bewerten der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ der Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ werden die in Unterabschnitt 3.6.3 eingeführten drei Kriterien, also die Schranke Γ_{out} für die Ausfallwahrscheinlichkeit $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma_{\text{out}}\} = 0,01$, die Varianz $\text{Var}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}\}$ und der Erwartungswert $E\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}\}$ herangezogen.

Zu den in den Bildern 6.2 und 6.3 für C/T -max- bzw. C/I_T -max-Strahlformung dargestellten Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ sind die Schranken Γ_{out} der Ausfallwahrscheinlichkeit $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma_{\text{out}}\} = 0,01$ in Tabelle 6.1, die Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}\}$ in

Tabelle 6.1. Schranken $\Gamma_{\text{out}}/\text{dB}$ für die Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{\text{out}} = 0,01$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und γ_{CIR} -Leistungsregelungsverfahren basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit unterschiedlichen normierten additiven Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$. Parameter: $K_a = 4, K = 8$

		$\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$			
		$-\infty \text{ dB}$	-12 dB	0 dB	12 dB
$C/T\text{-max-SF}$	$T\text{-const-LR}$	- 7 . 29	-17 . 99	-26 . 81	-35 . 81
	$C\text{-const-LR}$	-32 . 25	-32 . 27	-32 . 45	-33 . 97
	$C/I\text{-const-LR}$	- 6 . 63	-32 . 42	-32 . 59	-34 . 08
$C/I_T\text{-max-SF}$	$T\text{-const-LR}$	-14 . 72	-29 . 86	-38 . 82	-47 . 84
	$C\text{-const-LR}$	-24 . 35	-28 . 45	-36 . 55	-45 . 53
	$C/I\text{-const-LR}$	- 7 . 1	-28 . 27	-36 . 30	-45 . 27

Tabelle 6.2. Varianzen $\text{Var}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}\}/\text{dB}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und γ_{CIR} -Leistungsregelungsverfahren basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit unterschiedlichen normierten additiven Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$. Parameter: $K_a = 4, K = 8$

		$\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$			
		$-\infty \text{ dB}$	-12 dB	0 dB	12 dB
$C/T\text{-max-SF}$	$T\text{-const-LR}$	-14 . 90	-18 . 21	-20 . 88	-26 . 13
	$C\text{-const-LR}$	- 0 . 15	-25 . 86	-41 . 92	-59 . 18
	$C/I\text{-const-LR}$	-27 . 10	-25 . 73	-41 . 70	-58 . 91
$C/I_T\text{-max-SF}$	$T\text{-const-LR}$	49 . 00	9 . 51	- 4 . 27	-20 . 18
	$C\text{-const-LR}$	3 . 37	-36 . 64	-52 . 61	-69 . 94
	$C/I\text{-const-LR}$	-22 . 04	-36 . 63	-52 . 58	-69 . 82

Tabelle 6.2 und die Erwartungswerte $E\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}\}$ in Tabelle 6.3 für verschiedene Leistungsregelungsverfahren und unterschiedliche normierte additive Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$ zusammengestellt.

Beim Betrachten der Bilder 6.2 und 6.3 fällt auf, daß die Verläufe der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ für $C\text{-const-}$ und $C/I\text{-const-}$ Leistungsregelung bei normierten Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$ größer $-\infty \text{ dB}$ nahezu gleich sind. Weiterhin ist zu bemerken, daß bei normierten Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$ größer $-\infty \text{ dB}$ die mit $C/T\text{-max-}$ Strahlformung erzielten Ergebnisse wesentlich besser sind als die mit $C/I_T\text{-max-}$ Strahlformung erzielten Ergebnisse. Außer im Falle einer normierten Rauschleistung $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$ von 12 dB

Tabelle 6.3. Erwartungswerte $E\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}\}/\text{dB}$ bei unterschiedlichen Strahlformungs- und γ_{CIR} -Leistungsregelungsverfahren basierend auf momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ mit unterschiedlichen normierten additiven Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$. Parameter: $K_a = 4, K = 8$

		$\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$			
		$-\infty \text{ dB}$	-12 dB	0 dB	12 dB
C/T -max-SF	T -const-LR	- 4.36	- 8.09	-12.21	-17.33
	C -const-LR	- 3.08	-11.40	-18.63	-26.99
	C/I -const-LR	- 5.01	-11.37	-18.59	-26.95
C/I_T -max-SF	T -const-LR	- 5.14	- 4.66	-11.32	-19.42
	C -const-LR	- 2.54	-17.53	-25.79	-34.62
	C/I -const-LR	- 4.26	-17.55	-25.80	-34.63

sind beim Einsatz von C/T -max-Strahlformung die mit T -const-Leistungsregelung erzielten Schranken Γ_{out} am größten. Außer im Falle einer verschwindenden normierten Rauschleistung $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$ von $-\infty \text{ dB}$, sind beim Einsatz von C/I_T -max-Strahlformung die mit C -const- und C/I -const-Leistungsregelung erzielten Schranken Γ_{out} größer als die mit T -const-Leistungsregelung erzielten Schranken Γ_{out} .

Die im vorliegenden Abschnitt gezeigten Ergebnisse lassen zwei Schlußfolgerungen zu:

- Liegt an den MS-Empfängern $k, k=1..K$, additives Rauschen an, und sind die MS-spezifischen Rauschleistungen an der BS nicht bekannt, so ist es sinnvoll, die Kombination von C/T -max-Strahlformung und T -const-Leistungsregelung zu verwenden. Alle anderen gezeigten Kombinationen von Strahlformung und Leistungsregelung führen zu wesentlich schlechteren Ergebnissen.
- Es erscheint ratsam, die MS-spezifischen Rauschleistungen an der BS verfügbar zu machen. Dann können diese Rauschleistungen beim Strahlformen und Leistungsregeln explizit berücksichtigt werden.

Demnach sollten additive Rauschleistungen beim Strahlformen und Leistungsregeln explizit berücksichtigt werden. Strahlformung und Leistungsregelung für gestörte Abwärtsstrecken ist das Thema der beiden nachfolgenden Kapitel 7 und 8.

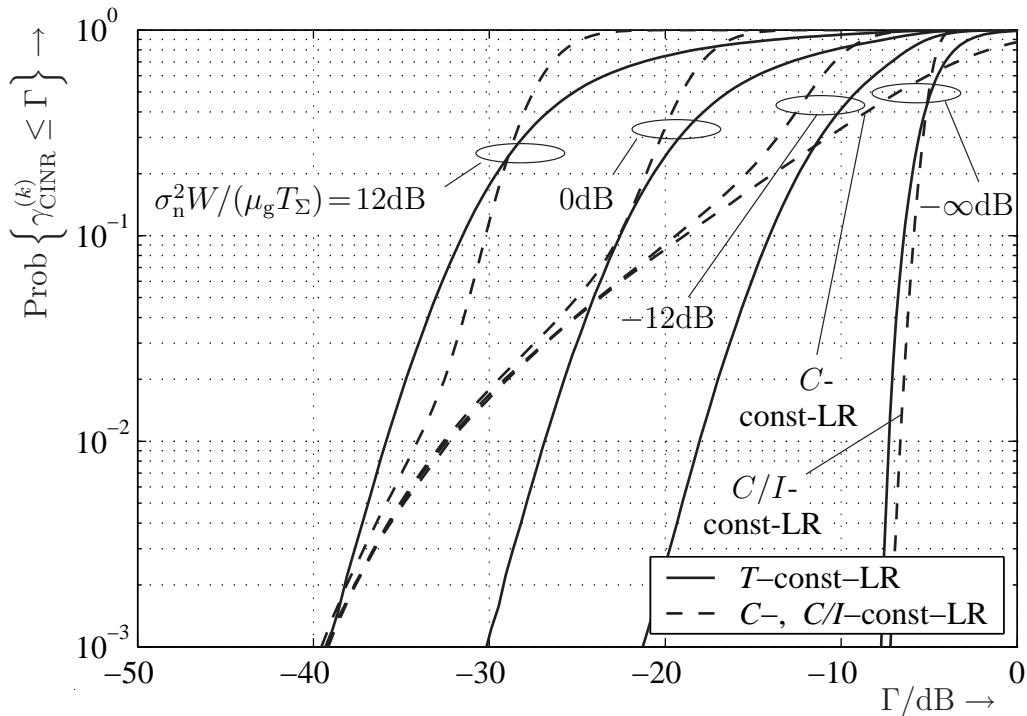


Bild 6.2. Simulierte Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei $C/T\text{-max-SF}$ mit verschiedenen $\gamma_{\text{CIR}}\text{-LR}$ -Verfahren und unterschiedlichen normierten additiven Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$. Parameter: $K_a = 4, K = 8$

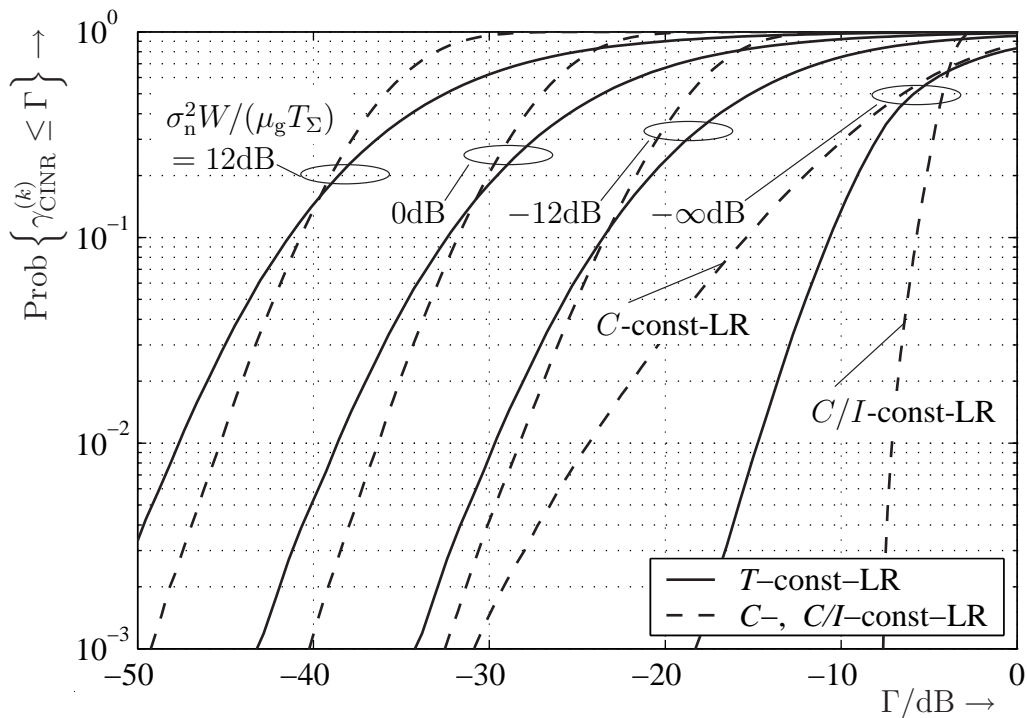


Bild 6.3. Simulierte Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \leq \Gamma\}$ bei $C/I_T\text{-max-SF}$ mit verschiedenen $\gamma_{\text{CIR}}\text{-LR}$ -Verfahren und unterschiedlichen normierten additiven Rauschleistungen $\sigma_n^2 W / (T_\Sigma \mu_g)$. Parameter: $K_a = 4, K = 8$

Kapitel 7

Räumliche Sendesignalvorverarbeitung für die Abwärtsstrecke gestörter Mobilfunkzellen

7.1 Vorbemerkung

Im vorhergehenden Kapitel 6 werden gestörte Abwärtsstrecken betrachtet. Dort wurden die Einflüsse des Rauschens und der aufgebrachten Summensendeleistung T_Σ auf die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ gezeigt. Allerdings werden noch keine Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln vorgestellt, welche die MS-spezifischen Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)2}$ nach (6.1) und die aufgewandte Summensendeleistung T_Σ explizit berücksichtigen. Das Erarbeiten solcher Verfahren ist das Thema des vorliegenden Kapitel 7. Wie bereits in Unterabschnitt 1.3 bemerkt, sind bei Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln für gestörte Abwärtsstrecken besonders wichtige Aspekte die Realisierbarkeit geforderter Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse, das Maximieren von Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen und das Minimieren von Sendeleistungen.

Konkret stellt sich im vorliegenden Kapitel 7 die Frage, wie die Sendeleistungen $T^{(k)}$ und die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, unter Berücksichtigung der MS-spezifischen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ nach (2.48) und unter Berücksichtigung der MS-spezifischen additiven Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)2}$, $k = 1 \dots K$, zu wählen sind, so daß die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.7) möglichst groß werden. Wie im vorhergehenden Kapitel 6 deutlich wird, ist im Unterschied zur isolierten Abwärtsstrecke bei der gestörten Abwärtsstrecke die von der BS aufgebrachte Summensendeleistung T_Σ von entscheidender Bedeutung. Wie bereits in Unterabschnitt 1.3 bemerkt, stellt in realen Mobilfunksystemen die Begrenzung der Summensendeleistung T_Σ auf einen Maximalwert $T_{\Sigma, \text{max}}$ eine nicht zu vernachlässigende Nebenbedingung dar.

Zum Ermitteln der Sendeleistungen $T^{(k)}$ und Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in gestörten Abwärtsstrecken gibt es grundsätzlich zwei Strategien:

1. • Zunächst werden MS-spezifische Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, festgelegt.
- Es ist zu Prüfen, ob die Forderung nach den Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, erfüllt werden kann.

- Wenn die Forderung nach den $\gamma_{\min}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, erfüllt werden kann, sind ein Sendeleistungsvektor \mathbf{t} und die sich ergebenden Summensendeleistung T_{Σ} zu ermitteln.
2. • Zunächst werden eine zulässige Summensendeleistung T_{Σ} und MS-spezifische Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\min}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, festgelegt.
- Zur gegebenen Summensendeleistung T_{Σ} sind durch Einstellen eines geeigneten Sendeleistungsvektors \mathbf{t} die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ relativ zu den jeweiligen Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\min}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu maximieren.

In Abschnitt 7.2 wird die erste der vorgenannten Strategien behandelt, in Abschnitt 7.3 die zweite. In den Abschnitten 7.2 und 7.3 wird zunächst vorausgesetzt, daß die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, mit einem der in Abschnitt 3.3 diskutierten Strahlformungsverfahren eingestellt werden. In Abschnitt 7.4 werden dann zwei Strahlformungsverfahren erarbeitet, die auf Abwärtsstrecken mit unterschiedlichen MS-spezifischen Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen $\gamma_{\min}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, angepaßt sind. Die im vorliegenden Kapitel 7 erarbeiteten Strahlformungs- und Leistungsregelungsverfahren werden in Abschnitt 8.5 simulativ untersucht und vergleichend mit den im folgenden Kapitel 8 erarbeiteten iterativen Verfahren zum Strahlformen und Leistungsregeln bewertet.

7.2 Exaktes Erzielen mobilstationsspezifischer Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse

Zunächst seien die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß einem der in Abschnitt 3.3 erarbeiteten Verfahren zum Strahlformen eingestellt. Diese Gewichtsvektoren sollen für die im vorliegenden Abschnitt 7.2 folgenden Betrachtungen festliegen. Wie die $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in günstiger Weise einzustellen sind, ist dann Gegenstand des nachfolgenden Abschnitts 7.4. Die K MSen k , $k = 1 \dots K$, sollen allgemein unterschiedliche Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis-Anforderungen

$$\gamma_{\min}^{(k)} \in \mathbb{R}_+, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.1)$$

haben, die nicht unterschritten werden dürfen. Dann muß für die Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ nach (1.7) mit (7.1)

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \geq \gamma_{\min}^{(k)} \in \mathbb{R}_+, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.2)$$

gelten. Nun sei ein Satz relativer Sendeleistungen $T_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (1.6) gegeben. Nach Einstellen dieser relativen Sendeleistungen und der Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, soll für die Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$ nach (1.4)

$$\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} > \gamma_{\text{min}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.3)$$

gelten. Gilt (7.3), so ist es nach (6.17) möglich, mit den gegebenen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und relativen Sendeleistungen $T_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, durch Einstellen einer hinreichend großen Summensendeleistung T_{Σ} keines der Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (7.1) zu unterschreiten, d. h. (7.2) zu erfüllen.

Wird mit den Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (7.1), den Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß (7.3), den MS-spezifischen Rauschleistungen $\sigma_{\text{n}}^{(k)2}$ nach (6.1) und den relativen Interferenzleistungen $I_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (6.9) die Summensendeleistung

$$T_{\Sigma} = \max_{k \in \{1 \dots K\}} \left[\frac{\sigma_{\text{n}}^{(k)2}}{I_{\text{rel}}^{(k)}} \middle/ \left(\gamma_{\text{CIR}}^{(k)} / \gamma_{\text{min}}^{(k)} - 1 \right) \right] \quad (7.4)$$

aufgebracht, so werden alle Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, erfüllt, d. h. es gilt (7.2).

Nun stellt sich zunächst die Frage, wie bei den fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, relative Sendeleistungen $T_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu ermitteln sind, so daß (7.3) erfüllt ist. Dazu werden mit den MS-spezifischen Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$ und den Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen $\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, relative Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse

$$\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(k)} = \gamma_{\text{CIR}}^{(k)} / \gamma_{\text{min}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.5)$$

eingeführt. Mit den relativen Träger-zu-Interferenz-Verhältnissen $\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (7.5) wird die Diagonalmatrix

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR,rel}} = \text{diag} \left(\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(1)} \cdots \gamma_{\text{CIR,rel}}^{(K)} \right) \quad (7.6)$$

aufgebaut. Weiterhin wird die Diagonalmatrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{min}}$ definiert, deren Diagonalelemente die Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (7.1) sind:

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{min}} = \text{diag} \left(\gamma_{\text{min}}^{(1)} \cdots \gamma_{\text{min}}^{(K)} \right). \quad (7.7)$$

Mit (7.7) und (7.6) ergibt sich die Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}$ nach (3.48) gemäß

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}} = \mathbf{\Gamma}_{\text{CIR,rel}} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}. \quad (7.8)$$

Nach Substituieren von Γ_{CIR} in (3.50) durch die rechte Seite von (7.8) und Ersetzen des Sendeleistungsvektors \mathbf{t} nach (3.40) durch den relativen Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_{rel} nach (3.41) erhält man

$$\Gamma_{\text{CIR,rel}} \Gamma_{\text{min}} \mathbf{G} \mathbf{t}_{\text{rel}} = \mathbf{V} \mathbf{t}_{\text{rel}}. \quad (7.9)$$

Linksseitiges Multiplizieren von (7.9) mit \mathbf{V}^{-1} und Umformen führt auf

$$\Gamma_{\text{CIR,rel}} \Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{t}_{\text{rel}} = \mathbf{t}_{\text{rel}}. \quad (7.10)$$

Wird nun die Gleichheit aller K relativen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gefordert [JBM01b], d. h.

$$\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(1)} \stackrel{!}{=} \gamma_{\text{CIR,rel}}^{(2)} \stackrel{!}{=} \dots \stackrel{!}{=} \gamma_{\text{CIR,rel}}^{(K)} = \gamma_{\text{CIR,rel}}, \quad (7.11)$$

so kann (7.10) umgeschrieben werden in

$$\gamma_{\text{CIR,rel}} \Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{t}_{\text{rel}} = \mathbf{t}_{\text{rel}}. \quad (7.12)$$

Der relative Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_{rel} in (7.12), der an den Empfängereingängen aller K MSen zum gleichen relativen Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ führt, ist der zum maximalen Eigenwert der Matrix $\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ gehörende, auf $\|\mathbf{t}_{\text{rel}}\|_1 = 1$ normierte Eigenvektor der Matrix $\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ [Hou75], d. h.

$$\mathbf{t}_{\text{rel}} = \mathbf{u}_{\text{max}} (\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) \left\| \mathbf{u}_{\text{max}} (\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) \right\|_1^{-1}, \quad (7.13)$$

vergleiche (3.118). Das resultierende relative Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ ist die Inverse des maximalen Eigenwerts der Matrix $\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$, d. h.

$$\gamma_{\text{CIR,rel}} = \lambda_{\text{max}}^{-1} (\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}), \quad (7.14)$$

vergleiche (3.119). Wenn also $\lambda_{\text{max}} (\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) \geq 1$ gilt, dann ist es nicht möglich, alle K Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu erfüllen. Wenn dagegen $\lambda_{\text{max}} (\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) < 1$ gilt, wenn also das relative Träger-zu-Interferenz-Verhältnis $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ größer als eins ist, dann können alle K Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, erfüllt werden. Dann ergibt sich die Summensendeleistung T_{Σ} , die zusammen mit dem relativen Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_{rel} nach (7.13) notwendig ist, um keines der K Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, zu unterschreiten, durch Substituieren von $\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(k)} / \gamma_{\text{min}}^{(k)}$ in (7.4) durch γ_{rel} nach (7.12). Bei dem dann eingestellten Sendeleistungsvektor $\mathbf{t} = T_{\Sigma} \mathbf{t}_{\text{rel}}$ hat genau eine der MSen, z. B. MS k' , genau das Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis $\gamma_{\text{CINR}}^{(k')} = \gamma_{\text{min}}^{(k')}$, während die anderen $K - 1$ MSen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} \geq \gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $k \neq k'$, haben. Das bedeutet, daß die MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k =$

$1 \dots K$, in iterativer Weise gesenkt werden könnten, so daß alle Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ gegen die entsprechenden Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, konvergieren. Der resultierenden Sendeleistungsvektor \mathbf{t} , der exakt zu den Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, führt, ergibt sich durch Auflösen von (6.13) nach \mathbf{t} und Substituieren von $\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}}$ durch $\mathbf{\Gamma}_{\text{min}}$ zu

$$\mathbf{t} = (\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W. \quad (7.15)$$

Die Matrix $\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ in (7.15) ist genau dann invertierbar, wenn der maximale Eigenwert der Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ ungleich eins ist [Hou75], wenn also

$$\lambda_{\text{max}} (\mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) \neq 1 \quad (7.16)$$

gilt. Wenn der maximale Eigenwert der Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ größer als eins ist, dann ergibt sich aus (7.15) ein nicht-positiver Sendeleistungsvektor

$$\mathbf{t} \not\geq \mathbf{0}^{(K)}, \quad (7.17)$$

d. h. mindestens ein Element des Vektors \mathbf{t} ist negativ [Hou75]. Der Sendeleistungsvektor \mathbf{t} hat nur dann ausschließlich positiv reelle Elemente, wenn der Betrag des betragsgrößten Eigenwerts kleiner als eins ist [Hou75], d. h.

$$\lambda_{\text{max}} (\mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) < 1 \quad \Rightarrow \quad \mathbf{t} = (\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W > \mathbf{0}^{(K)}. \quad (7.18)$$

Das Resultat (7.18) bestätigt die weiter oben gemachte Aussage, daß nur dann ein gültiger Sendeleistungsvektor \mathbf{t} ermittelt werden kann, wenn $\gamma_{\text{CINR,rel}}$ gemäß (7.14) größer als eins ist.

Im vorliegenden Abschnitt 7.2 wird erarbeitet, wie bestimmt werden kann, ob bei gegebenen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, vorgegebene MS-spezifische Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, einhaltbar sind. Für den Fall, daß diese Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, einhaltbar sind, wird gezeigt, wie die exakt zu den Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, führenden MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ermittelt werden können.

7.3 Maximieren der relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse bei vorgegebener Summensendeleistung

Zum Vorbereiten der im vorliegenden Abschnitt 7.3 folgenden Betrachtungen werden nun zunächst die Verhältnisse

$$\gamma_{\text{rel}}^{(k)} = \gamma_{\text{CINR}}^{(k)} / \gamma_{\text{min}}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (7.19)$$

definiert, die im folgenden als relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse bezeichnet werden. Wie die Überschrift des vorliegenden Abschnitts 7.3 besagt, geht es darum, die relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (7.19) zu maximieren.

Die aufzuwendende Summensendeleistung T_Σ und die Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, seien nun vorgegeben. Für diese vorgegebenen Parameter soll bei fest eingestellten Gewichtsvektoren $\mathbf{w}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, das für alle K MSen k , $k = 1 \dots K$, gleiche relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis

$$\gamma_{\text{rel}}^{(1)} \stackrel{!}{=} \gamma_{\text{rel}}^{(2)} \stackrel{!}{=} \dots \stackrel{!}{=} \gamma_{\text{rel}}^{(K)} = \gamma_{\text{rel}} = \text{const} \quad (7.20)$$

nach (7.19) maximiert werden. Gilt (7.20), so darf die Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}}$ in (6.13) durch das Produkt von γ_{rel} aus (7.20) und der Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{min}}$ nach (7.7) ersetzt werden, wodurch sich

$$\gamma_{\text{rel}} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} (\mathbf{G}\mathbf{t} + \mathbf{n}W) = \mathbf{V}\mathbf{t}. \quad (7.21)$$

ergibt. Es ist nicht möglich, direkt aus (7.21) zu einer gegebenen Summensendeleistung T_Σ das maximal erzielbare relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} und den zugehörigen Sendeleistungsvektor \mathbf{t} auszurechnen [YX98]. Daher wird im vorliegenden Abschnitt 7.3 zunächst eine Vektor-Matrix-Gleichung aufgestellt, die γ_{rel} , \mathbf{t} und T_Σ verkoppelt [YX98]. Dieser Matrix-Vektor-Formalismus erlaubt dann, wie im folgenden genauer erläutert wird, ein Maximieren von γ_{rel} bei gegebener Summensendeleistung T_Σ . Für $\gamma_{\text{rel}} < \lambda_{\text{max}}^{-1}(\mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G})$ ergibt sich nach (7.21) ein zulässiger, d. h. positiver Sendeleistungsvektor zu

$$\mathbf{t} = (\gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{I}^{(K)} - \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n}W. \quad (7.22)$$

Nach Einstellen des Sendeleistungsvektors \mathbf{t} gemäß (7.22) haben allen MSen k , $k = 1 \dots K$, das gleiche relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} und es gilt

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \gamma_{\text{min}}^{(k)} \gamma_{\text{rel}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (7.23)$$

Da \mathbf{t} nach (7.22), wie gefordert, ein positiver Vektor ist, kann die Summensendeleistung T_Σ , d. h. die Einsnorm von \mathbf{t} , gemäß

$$T_\Sigma = \|\mathbf{t}\|_1 = \mathbf{1}^T \mathbf{t} \quad (7.24)$$

ermittelt werden, wobei $\mathbf{1}$ ein $K \times 1$ -Vektor ist, dessen Elemente alle eins sind. Nach linksseitigem Multiplizieren von (7.21) mit \mathbf{V}^{-1} ergibt sich

$$\gamma_{\text{rel}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} (\mathbf{G}\mathbf{t} + \mathbf{n}W) = \mathbf{t}. \quad (7.25)$$

Bilden der Einsnorm von \mathbf{t} gemäß (7.24) durch linksseitiges Multiplizieren mit $\mathbf{1}^T$ in (7.25) führt auf

$$\mathbf{1}^T \gamma_{\text{rel}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} (\mathbf{G}\mathbf{t} + \mathbf{n}W) = \mathbf{1}^T \mathbf{t} = T_\Sigma. \quad (7.26)$$

Nach linksseitigem Multiplizieren von $\gamma_{\text{rel}}^{-1} T_{\Sigma}^{-1}$ in (7.26) und Ausmultiplizieren folgt schließlich

$$T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{t} + T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W = \gamma_{\text{rel}}^{-1}. \quad (7.27)$$

Nun wird ein Vektor $\mathbf{q} \in \mathbb{R}_+^{K+1}$ eingeführt, der sich durch Anhängen eines Einselements an den Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (7.22) gemäß

$$\mathbf{q} = (\mathbf{t}^T, 1)^T \quad (7.28)$$

ergibt. Mit diesem Vektor \mathbf{q} kann (7.27) auch durch

$$\left(T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \mid T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W \right) \mathbf{q} = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \quad (7.29)$$

ausgedrückt werden. (7.25) kann mit dem Vektor \mathbf{q} nach (7.28) zu

$$\left(\mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} \mid \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W \right) \mathbf{q} = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{t}. \quad (7.30)$$

umformuliert werden. Die Zusammenhänge (7.30) und (7.29) können nach Stapeln der Matrix auf der linken Seite von (7.30) auf den Zeilenvektor auf der linken Seite von (7.29) gemeinsam durch

$$\left(\begin{array}{c|c} \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} & \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W \\ \hline T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} & T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W \end{array} \right) \mathbf{q} = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{t} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (7.31)$$

ausgedrückt werden. Der zusammengesetzte Vektor auf der rechten Seite von (7.31) ist wiederum \mathbf{q} nach (7.28). Nun wird die durch Stapeln zusammengesetzte Matrix auf der linken Seite von (7.31) zu

$$\mathbf{\Psi} = \left(\begin{array}{c|c} \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} & \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W \\ \hline T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G} & T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{n} W \end{array} \right) \in \mathbb{R}_{0+}^{(K+1) \times (K+1)} \quad (7.32)$$

definiert. Mit der Matrix $\mathbf{\Psi}$ nach (7.32), dem um ein Einselement erweiterten Sendeleistungsvektor \mathbf{q} nach (7.28) und dem relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} gilt gemäß (7.31)

$$\mathbf{\Psi} \mathbf{q} = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{q}. \quad (7.33)$$

(7.33) ist ein spezielles Eigenwertproblem mit nichtnegativer Matrix [Hou75]. Mit den fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und der vorgegebenen Summensendeleistung T_{Σ} ist das maximal erzielbare relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} die Inverse des betragsgrößten Eigenwerts der Matrix $\mathbf{\Psi}$ nach (7.32), d.h.

$$\gamma_{\text{rel}} = \lambda_{\max}^{-1}(\mathbf{\Psi}). \quad (7.34)$$

Der zum Erzielen des relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisses γ_{rel} nach (7.34) zu verwendende Sendeleistungsvektor \mathbf{t} wird in zwei Schritten ermittelt. Sei \mathbf{q}' der zum maximalen Eigenwert der Matrix Ψ gehörende Eigenvektor, d.h.

$$\mathbf{q}' = \mathbf{u}_{\text{max}}(\Psi). \quad (7.35)$$

Um einen erweiterten Sendeleistungsvektor \mathbf{q} gemäß (7.28) zu erhalten wird der Eigenvektor \mathbf{q}' nach (7.35) so normiert, daß sein letztes Element eins wird:

$$\mathbf{q} = \mathbf{q}' [\mathbf{q}']_{K+1}^{-1}. \quad (7.36)$$

Gemäß (7.28) besteht der Sendeleistungsvektor \mathbf{t} aus den ersten K Elementen des erweiterten Sendeleistungsvektors \mathbf{q} :

$$\mathbf{t} = [\mathbf{q}]_{1:K}. \quad (7.37)$$

Der Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (7.37) hat die zuvor fixierte Summensendeleistung T_{Σ} und γ_{rel} ist – bei den fest eingestellten Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$ – so groß wie möglich, d. h. maximal. Mit der im vorliegenden Abschnitt 7.3 erarbeiteten Strategie kann nun also zu einer vorgegebenen Summensendeleistung T_{Σ} das sich für alle MSen gleiche relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} maximiert werden.

7.4 Auf mobilstationsspezifische Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse angepaßte Strahlformungsverfahren

7.4.1 Vorbemerkung

In den vorhergehenden Abschnitten 7.1, 7.2 und 7.3 wird davon ausgegangen, daß vor dem Leistungsregeln die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, gemäß C/T -max-Strahlformung, C/I_{T} -max-Strahlformung oder C/I_{omni} -max-Strahlformung, siehe Abschnitt 3.3, ermittelt werden. Es stellt sich nun die Frage, wie beim Strahlformen das Bestehen MS-spezifischer Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in günstiger Weise berücksichtigt werden kann. Da die C/T -max-Strahlformung und die C/I_{omni} -max-Strahlformung nicht auf das aktive Unterdrücken von Interferenz bei einzelnen MSen abzielen, müssen und können diese beiden Strahlformungsverfahren nicht auf die sich beim Bestehen MS-spezifischer Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergebenden Situationen angepaßt werden. In Unterabschnitt 7.4.2 wird vom Autor eine auf MS-spezifische Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse angepaßte Variante des C/I_{T} -max-Strahlformens erarbeitet. In den Unterabschnitten 7.4.2 und 7.4.3 werden nun zwei speziell auf MS-spezifische Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, angepaßte Strahlformungsverfahren vorgestellt.

7.4.2 Maximieren gewichteter Pseudo-Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse

Werden, wie im vorliegenden Kapitel 7, MS-spezifische Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\min}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, vorgegeben, so bietet sich ein gegenüber dem C/T -max-Strahlformen leicht modifiziertes Verfahren an [JBMT02]. Die relativen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse $\gamma_{\text{CIR,rel}}$, $k = 1 \dots K$, nach (7.5) können in der Form

$$\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(k)} = \frac{\underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)}}{\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \underline{\mathbf{w}}^{(k')\text{H}} \left(\gamma_{\min}^{(k)} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \right) \underline{\mathbf{w}}^{(k')}} \quad (7.38)$$

angeschrieben werden. Aus (7.38) folgt, daß die Interferenzbeiträge, die durch das Versorgen einer MS k' , $k \neq k'$, bei MS k verursacht werden, linear mit dem Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis $\gamma_{\min}^{(k)}$ der MS k gewichtet werden. Sind die MS-spezifischen Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\min}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, verschieden, so sind die einzelnen MSen k , $k = 1 \dots K$, unterschiedlich empfindlich gegenüber Interferenz. Es erscheint plausibel, dies beim Strahlformen zu berücksichtigen. Nun wird die modifizierte Pseudo-Interferenz

$$I_{\text{T,mod}}^{(k)} = \sum_{k'=1, k' \neq k}^K \gamma_{\min}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} \quad (7.39)$$

eingeführt, bei der die bei den MSen $k' = 1 \dots K$, $k' \neq k$, verursachten Interferenzleistungen mit dem jeweiligen Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis $\gamma_{\min}^{(k')}$ gewichtet werden. Durch dieses Gewichten werden beim interferenzreduzierenden Strahlformen MSen mit größeren Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen stärker berücksichtigt als solche mit einem kleineren Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen. Maximiert werden soll nun das Verhältnis der Nutzleistung $C^{(k)}$ und der modifizierten Pseudo-Interferenz $I_{\text{T,mod}}^{(k)}$ nach (7.39), was zur Optimierungsaufgabe

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{K_a}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \left(\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \gamma_{\min}^{(k')} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right) \underline{\mathbf{w}}} \quad (7.40)$$

führt [JBMT02]. Das Ermitteln von Gewichtsvektoren gemäß (7.40) wird im folgenden als $C/I_{\text{T,mod}}$ -Strahlformungsbezeichnung. Der tiefgestellt Index 'mod' weist darauf hin, daß bei diesem Verfahren die gewichtete verursachte Interferenz minimiert wird.

7.4.3 Maximieren des bei unbeschränkter Summensendeleistung erzielbaren relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisses

Gemäß (7.14) ist das bei unbeschränkter Summensendeleistung T_Σ maximal erzielbare relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} gleich der Inversen des maximalen Eigenwerts der Matrix $\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$. Soll – ungeachtet der einzusetzenden Summensendeleistung T_Σ – das erzielbare γ_{rel} maximiert werden, sind die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, so einzustellen, daß $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ nach (7.14), also die Inverse des maximalen Eigenwerts der Matrix $\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}$ global minimal wird. Gesucht wird also das globale Maximum

$$\max_{\underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} \lambda_{\text{max}}^{-1} (\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}),$$

was zum Optimierungskriterium

$$\left[\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(K)} \right] = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} \left[\lambda_{\text{max}}^{-1} (\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}) \right] \quad (7.41)$$

führt. Zum Lösen der Optimierungsaufgabe (7.41) kann eine modifizierte Version des in Abschnitt 3.5 erarbeiteten Algorithmus verwendet werden. Dazu wird im Leistungsregelungsschritt (3.148) \mathbf{V}^{-1} durch $\Gamma_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1}$ substituiert. Statt γ_{CIR} ist die optimierte Größe nunmehr $\gamma_{\text{CIR,rel}}$.

Zum Initialisieren der Strahlformung werden in der ersten Iteration ($i = 1$) die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1]$, $k = 1 \dots K$, gemäß (3.146) ermittelt. Für $i > 1$ werden die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, mit den Sendeleistungen $T_{\text{U}}^{(k)}[i-1]$, $k = 1 \dots K$, der vorhergehenden Iteration $i-1$ gemäß (3.147) ermittelt. In der Iteration i ergibt sich der Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor $\mathbf{t}_{\text{U}}[i]$ nach (3.143) mit den Matrizen $\mathbf{V}[i]$ nach (3.144) und $\mathbf{G}[i]$ nach (3.145) zu

$$\mathbf{t}_{\text{U}}[i] = \mathbf{u}_{\text{max}} (\Gamma_{\text{min}} (\mathbf{V}[i])^{-1} (\mathbf{G}[i])^{\text{T}}). \quad (7.42)$$

Das sich nach dem Leistungsregeln am Ende der Iteration i ergebende relative Träger-zu-Interferenz-Verhältnis ist

$$\gamma_{\text{CIR,rel}}[i] = \lambda_{\text{max}}^{-1} (\Gamma_{\text{min}} (\mathbf{V}[1])^{-1} (\mathbf{G}[1])^{\text{T}}). \quad (7.43)$$

Das globale Maximum wird für $i \rightarrow \infty$ erreicht:

$$\gamma_{\text{rel,max}} = \gamma_{\text{rel}}[\infty]. \quad (7.44)$$

Die zugehörigen, (7.41) erfüllenden Gewichtsvektoren ergeben sich dann mit (3.147) zu

$$\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)} = \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[\infty], \quad k = 1 \dots K. \quad (7.45)$$

Für den hier beschriebenen Algorithmus wird mit der positiv reellen Schranke ϵ das Abbruchkriterium

$$1 - \frac{\gamma_{\text{rel}}[i-1]}{\gamma_{\text{rel}}[i]} < \epsilon \quad (7.46)$$

festgelegt, vergleiche (3.158). Der Algorithmus zum globalen Maximieren von $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ ist in Tabelle 7.1 in Form eines Struktogramms [NS73] angegeben. Dieser Algorithmus wird im folgenden als „ $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ -max-Algorithmus“ bezeichnet.

Tabelle 7.1.

Algorithmus II — „ $\gamma_{\text{CIR,rel-max}}$ -Algorithmus“: Bestimmen von $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}, k = 1 \dots K$, und $\gamma_{\text{CIR,rel,max}}$ zum Lösen der Optimierungsaufgabe (7.41). Gegeben sind die MS-spezifischen momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, k = 1 \dots K$, nach (2.48) die Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{min}}$ nach (7.7) und eine positive Schranke ϵ für das Abbruchkriterium nach (7.46)

Eingaben: $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, k = 1 \dots K, \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}, \epsilon$	
$i = 1$	
$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1] = \mathbf{u}_{\text{max}} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \sum_{k'=1, k' \neq k}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right), k = 1 \dots K$	
$[\mathbf{G}[1]]_{k,k'} = \begin{cases} (\underline{\mathbf{w}}^{(k')}[1])^H \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}[1] & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$	
$\mathbf{V}[1] = \text{diag} \left((\underline{\mathbf{w}}^{(1)}[1])^H \underline{\mathbf{R}}^{(1)} \underline{\mathbf{w}}^{(1)}[1] \dots (\underline{\mathbf{w}}^{(K)}[1])^H \underline{\mathbf{R}}^{(K)} \underline{\mathbf{w}}^{(K)}[1] \right)$	
$[\mathbf{t}_U[1], (\gamma_{\text{CIR,rel}}[1])^{-1}] = \max \text{eig} \left(\mathbf{\Gamma}_{\text{min}} (\mathbf{V}[1])^{-1} (\mathbf{G}[1])^T \right)$	
$i \leftarrow i + 1$	
$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i] = \mathbf{u}_{\text{max}} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \sum_{k'=1, k' \neq k}^K [\mathbf{t}_U[i-1]]_{k'} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right), k = 1 \dots K$	
$[\mathbf{G}[i]]_{k,k'} = \begin{cases} (\underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i] & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$	
$\mathbf{V}[i] = \text{diag} \left((\underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(1)} \underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i] \dots (\underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(K)} \underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i] \right)$	
$[\mathbf{t}_U[i], (\gamma_{\text{CIR,rel}}[i])^{-1}] = \max \text{eig} \left(\mathbf{\Gamma}_{\text{min}} (\mathbf{V}[i])^{-1} (\mathbf{G}[i])^T \right)$	
wiederhole bis $\gamma_{\text{CIR,rel}}[i] / \gamma_{\text{CIR,rel}}[i-1] - 1 < \epsilon$	
$\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)} = \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i], k = 1 \dots K$	
$\gamma_{\text{CIR,rel,max}} = \gamma_{\text{rel}}[i]$	

Kapitel 8

Iterative räumliche Sendesignalvorverarbeitung für die Abwärtsstrecke gestörter Mobilfunkzellen

8.1 Vorbemerkung

Bereits im vorhergehenden Kapitel 7 wird das Einstellen von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in gestörten Abwärtsstrecken besprochen. Dort erfolgt allerdings eine Beschränkung auf nicht-iterative Verfahren: Zunächst werden die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, eingestellt, dann wird die Leistungsregelung zum Bestimmen der Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, durchgeführt. Im vorliegenden Kapitel 8 werden die in Kapitel 7 erarbeiteten Verfahren durch optimale iterative Algorithmen ergänzt. Ähnlich wie bei dem Abschnitt 3.5 beschriebenen Algorithmus zum optimalen Einstellen von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in isolierten Abwärtsstrecken sind auch in der gestörten Abwärtsstrecke iterative Konzepte zum optimalen Strahlformen und Leistungsregeln nicht direkt anwendbar. Da, wie bereits in Abschnitt 3.5 verdeutlicht, bei feststehenden Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in der Abwärtsstrecke nicht MS-weise optimiert werden können, wird in Abschnitt 8.2 eine zur gestörten Abwärtsstrecke duale Aufwärtsstrecke erarbeitet. Hierzu wird zu Beginn des folgenden Unterabschnitts 8.2 zunächst erörtert, was der Begriff dual im Kontext des vorliegenden Kapitels 8 bedeutet.

8.2 Einführen einer zur gestörten Abwärtsstrecke dualen Aufwärtsstrecke

Wie bei der in Abschnitt 3.5 besprochenen isolierten Abwärtsstrecke ist auch bei der im vorliegenden Abschnitt 8.2 betrachteten gestörten Abwärtsstrecke der Struktur nach Bild 6.1 kein direktes Einstellen optimaler Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bei fest eingestellten Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, möglich. Daher wird zunächst ein duales Aufwärtsstrecken-System erarbeitet, das sich im Hinblick auf die interessierenden Größen gleich verhält wie die Abwärtsstrecke der Struktur nach Bild 6.1. Dazu ist zunächst zu klären, was im Falle der gestörten Abwärtsstrecke unter Dualität verstanden wird. Eine Aufwärtsstrecke wird zur in Bild 6.1 dargestellten Abwärtsstrecke im Kontext des vorliegenden Kapitels 8 genau dann als dual bezeichnet, wenn in beiden Strukturen beim

- Einstellen der gleichen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und zum
- Erzielen des für alle K MSen k , $k = 1 \dots K$, gleichen relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisses $\gamma_{\text{rel}}^{(k)}$ gleich γ_{rel} , $k = 1 \dots K$,
- die gleiche Summensendeleistung T_{Σ} aufzuwenden ist.

Bei der gemäß den drei vorstehenden Punkten anzustrebenden Dualität wird allerdings nicht gefordert, daß die in Auf- und Abwärtsstrecke zum Erzielen von $\gamma_{\text{rel}}^{(k)}$ gleich γ_{rel} , $k = 1 \dots K$, einzustellenden Sendeleistungsvektoren \mathbf{t}_U bzw. \mathbf{t} gleich sind, d. h. allgemein darf $\mathbf{t}_U \neq \mathbf{t}$ gelten. An dieser Stelle ist anzumerken, daß die vom Autor gewählte Definition für die Dualität von Auf- und Abwärtsstrecke nicht ganz dem weiter gefaßten und in der neueren Informationstheorie häufig verwendeten Begriff der Dualität entspricht, siehe z. B. [JVG02, VT02]. In der Optimierungstheorie wird der Begriff Dualität in noch allgemeinerer Form verwendet [Lue69].

Zunächst erscheint es naheliegend, eine Aufwärtsstrecke zu betrachten, die durch direkte Flußumkehr der in Bild 6.1 dargestellten Abwärtsstrecke, Verlagern der K MS-spezifischen additiven Rauschprozesse an die K Ausgänge des Gewichtungsnetzwerks und Verlagern der Leistungsregelung in die MSen k , $k = 1 \dots K$, konstruiert wird. Die MSen k , $k = 1 \dots K$, senden mit den Aufwärtsstrecken Sendeleistungen $T_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$. Die Struktur einer solchen Aufwärtsstrecke ist in Bild 8.1 dargestellt. Diese Aufwärtsstrecke wird im folgenden als direktes Aufwärtsstrecken-Äquivalent zur in Bild 6.1 dargestellten Abwärtsstrecke bezeichnet. Die Struktur nach Bild 8.1 ist physikalisch nicht sinnvoll, da bei unkorreliertem Rauschen an allen K_a Antennenelementen k_a , $k_a = 1 \dots K_a$, die sich an den K Ausgängen des Gewichtungsnetzwerks ergebenden Rauschleistungen alle gleich sein müßten. Dennoch wird zunächst die in Bild 8.1 dargestellte Aufwärtsstrecke betrachtet.

Mit den modifizierten Funkfeldgewinnen $g^{(k,k')}$, $k, k' = 1 \dots K$, nach (3.21), den Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)2}$, $k = 1 \dots K$, nach (6.1) und den Aufwärtsstrecken-Sendeleistungen $T_U^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergeben sich die MS-spezifischen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse zu

$$\gamma_{\text{CINR,U}}^{(k)} = \frac{T_U^{(k)} g^{(k,k)}}{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K T_U^{(k')} g^{(k',k)} + W \sigma_n^{(k)2}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (8.1)$$

Analog zur Matrix Γ_{CINR} nach (6.12) wird nun die $K \times K$ -Diagonalmatrix $\Gamma_{\text{CINR,U}}$ definiert, deren Diagonalelemente die MS-spezifischen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR,U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (8.1) sind:

$$\Gamma_{\text{CINR,U}} = \text{diag} \left(\gamma_{\text{CINR,U}}^{(1)} \cdots \gamma_{\text{CINR,U}}^{(K)} \right) \in \mathbb{R}_{0+}^{K \times K}. \quad (8.2)$$

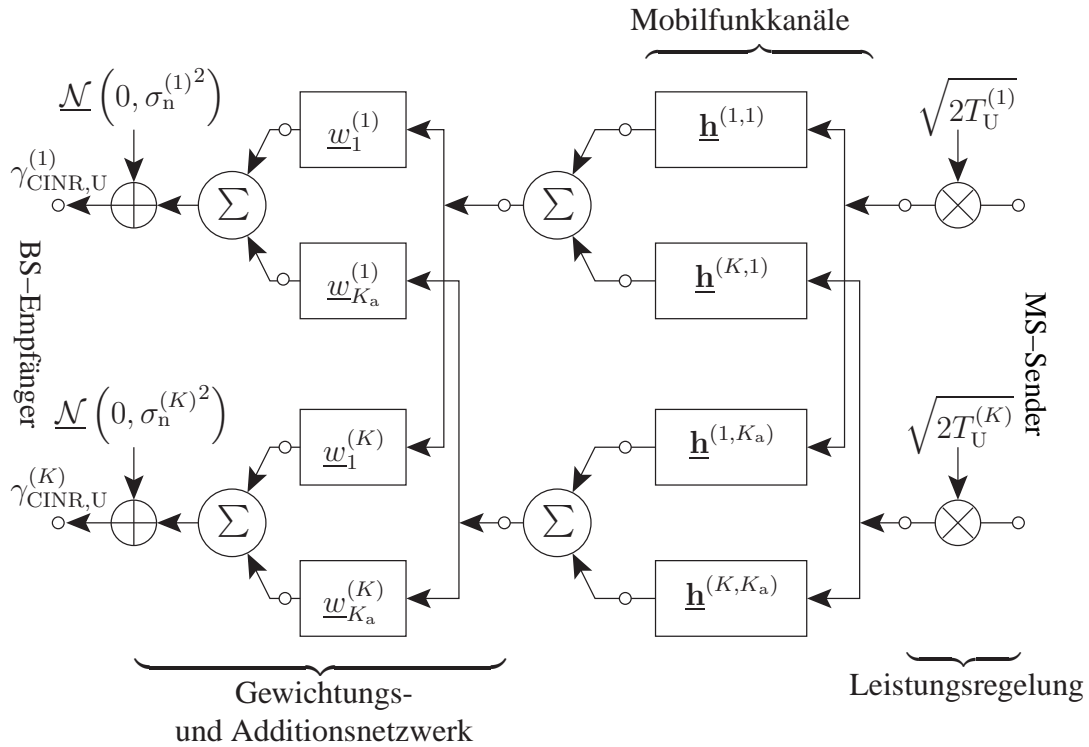


Bild 8.1. Systemmodell des direkten Aufwärtsstrecken-Äquivalents zur gestörten Abwärtsstrecke nach Bild 6.1

Mit dem Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U nach (3.125), dem Rauschleistungsvektor \mathbf{n} nach (6.3) und den Matrizen \mathbf{G} nach (3.38) sowie \mathbf{V} nach (3.39) gilt gemäß (8.1) für die Aufwärtsstrecke nach Bild 8.1

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR,U}} (\mathbf{G}^T \mathbf{t}_U + \mathbf{n}W) = \mathbf{V} \mathbf{t}_U. \quad (8.3)$$

Nun wird gemäß der weiter oben im vorliegenden Abschnitt getroffenen Definition von Dualität gefordert, daß

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR,U}} = \mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}} = \gamma_{\text{rel}} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \quad (8.4)$$

gilt. Nach Auflösen von (8.3) nach dem Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U und Substituieren von $\mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}}$ durch $\gamma_{\text{rel}} \mathbf{\Gamma}_{\text{CINR}}$ gemäß (8.4) erhält man

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_U &= (\gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{V} - \mathbf{G}^T)^{-1} \mathbf{n}W \\ &= \left((\gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{V} - \mathbf{G})^T \right)^{-1} \mathbf{n}W. \end{aligned} \quad (8.5)$$

Der Abwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t} nach (7.22) kann nach Umformen geschrieben werden als

$$\mathbf{t} = (\gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{V} - \mathbf{G})^{-1} \mathbf{n}W. \quad (8.6)$$

Um die Ausdrücke (8.5) und (8.6) zu vereinfachen, wird die Matrix

$$\mathbf{X} = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{V} - \mathbf{G} \quad (8.7)$$

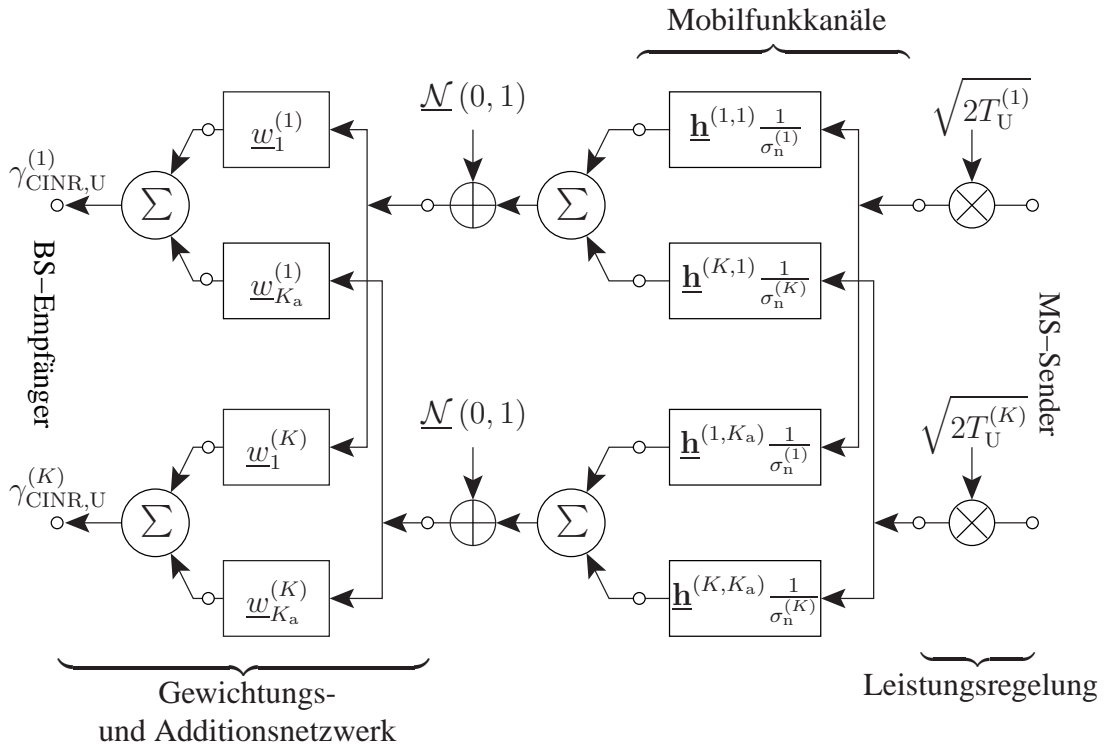


Bild 8.2. Systemmodell der zur gestörten Abwärtsstrecke nach Bild 6.1 dualen Aufwärtsstrecke

definiert, womit sich für (8.6)

$$\mathbf{t} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{n} W \quad (8.8)$$

und für (8.5)

$$\mathbf{t}_U = (\mathbf{X}^T)^{-1} \mathbf{n} W \quad (8.9)$$

ergeben. Die Summensendeleistung in der Abwärtsstrecke ergibt sich mit (8.8) zu

$$T_\Sigma = \mathbf{1}^T \mathbf{X}^{-1} \mathbf{n} W, \quad (8.10)$$

die Summensendeleistung in der Aufwärtsstrecke ergibt sich mit (8.9) zu

$$T_{\Sigma,U} = \mathbf{1}^T (\mathbf{X}^T)^{-1} \mathbf{n} W. \quad (8.11)$$

Allgemein sind die beiden Summensendeleistungen nach (8.10) und (8.11) nicht gleich. Für den Sonderfall, daß alle K Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)2}$, $k=1 \dots K$, gleich sind, wenn also

$$\sigma_n^{(k)2} = \sigma_n^2 = \text{const}, \quad k=1 \dots K, \quad (8.12)$$

gilt, ergibt sich der Rauschleistungsvektor \mathbf{n} nach (6.3) zu

$$\mathbf{n} = \mathbf{1} \sigma_n^2. \quad (8.13)$$

Mit dem Rauschleistungsvektor \mathbf{n} nach (8.13) gilt für die Summensendeleistungen in Auf- und Abwärtsstrecke

$$T_{\Sigma} = \mathbf{1}^T \mathbf{X}^{-1} \mathbf{I} \sigma_n^2 W \mathbf{1} = \mathbf{1}^T \mathbf{X}^{-1} \mathbf{1} \sigma_n^2 W = \mathbf{1}^T (\mathbf{X}^T)^{-1} \mathbf{1} \sigma_n^2 W = T_{\Sigma, U}. \quad (8.14)$$

Das heißt, daß das in Bild (8.1) dargestellte direkte Aufwärtsstrecken-Äquivalent im Fall der Gleichheit aller K MS-spezifischen Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k = 1 \dots K$, dual zur betrachteten gestörten Abwärtsstrecke ist.

Nachdem gezeigt ist, daß das in Bild 8.1 dargestellte direkte Aufwärtsstrecken-Äquivalent zu der in Bild 6.1 dargestellten gestörten Abwärtsstrecke nur im Falle der Gleichheit aller K MS-spezifischen Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k = 1 \dots K$, dual im Sinne des Kontexts des vorliegenden Kapitels ist, wird im folgenden eine allgemein duale Aufwärtsstrecke konstruiert. Zunächst wird (7.21) durch Substituieren von \mathbf{n} nach (6.3) durch $\mathbf{N} \mathbf{1}$, siehe (6.4), leicht modifiziert angeschrieben:

$$\mathbf{G} \mathbf{t} + \mathbf{N} \mathbf{1} W = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{V} \mathbf{t}. \quad (8.15)$$

Nach linksseitigem Multiplizieren mit \mathbf{N}^{-1} in (8.15) ergibt sich

$$\mathbf{N}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{t} + \mathbf{1} W = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{N}^{-1} \mathbf{V} \mathbf{t}. \quad (8.16)$$

Definiert man nun die duale Koppelgewinnmatrix

$$\mathbf{G}_{\text{du}} = \mathbf{N}^{-1} \mathbf{G} \quad (8.17)$$

und die duale Nutzgewinnmatrix

$$\mathbf{V}_{\text{du}} = \mathbf{N}^{-1} \mathbf{V}, \quad (8.18)$$

und substituiert diese beiden Matrizen in (8.16), so erhält man

$$\mathbf{G}_{\text{du}} \mathbf{t}_U + \mathbf{1} W = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{V}_{\text{du}} \mathbf{t}. \quad (8.19)$$

(8.19) beschreibt eine virtuelle Abwärtsstrecke, bei der alle K MS-spezifischen Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k = 1 \dots K$, gleich eins sind. Da nach (8.14) bei Gleichheit aller K MS-spezifischen Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k = 1 \dots K$, das direkte Aufwärtsstrecken-Äquivalent dual zur Abwärtsstrecke ist, ergibt sich die Systemgleichung der zur virtuellen Abwärtsstrecke nach (8.19) duale Aufwärtsstrecke zu

$$\mathbf{G}_{\text{du}}^T \mathbf{t}_U + \mathbf{1} W = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{V}_{\text{du}} \mathbf{t}_U. \quad (8.20)$$

(8.19) wird aus (8.16) durch Äquivalenzumformungen gewonnen, und die durch (8.20) beschriebene Aufwärtsstrecke ist dual zu der durch (8.19) beschriebenen, virtuellen Abwärtsstrecke. Folglich ist die durch (8.20) beschriebene Aufwärtsstrecke – gemäß dem im vorliegenden Kapitel verwendeten Kontext – dual zu der durch (8.16) beschriebenen Abwärtsstrecke. Mit den MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten $\underline{\mathbf{h}}^{(k, k_a)}$ nach

(2.30) und den Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k = 1 \dots K$, nach (6.1) ergeben sich die MS- und antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten der dualen Aufwärtsstrecke zu

$$\underline{\mathbf{h}}_{\text{du}}^{(k,k_a)} = \underline{\mathbf{h}}^{(k,k_a)} \frac{1}{\sigma_n^{(k)}}, \quad k_a = 1 \dots K_a, k = 1 \dots K. \quad (8.21)$$

Die K MS-spezifischen Rauschprozesse haben die Erwartung null und die Varianz eins. Dieses Rauschen kann nun - da die Rauschvarianzen alle gleich sind - in physikalisch sinnvoller Weise an die K_a Eingänge des Gewichtung- und Additionsnetzwerks verlegt werden. Die Struktur dieser Aufwärtsstrecke ist in Bild 8.2 dargestellt.

Im folgenden werden einige Zusammenhänge herausgearbeitet, die zum iterativen Bestimmen optimaler Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T_{\text{U,opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, in der dualen Aufwärtsstrecke verwendet werden können. Die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR,U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der in Bild 8.2 dargestellten dualen Aufwärtsstrecke ergeben sich mit den Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, den Aufwärtsstrecken-Sendeleistungen $T_{\text{U}}^{(k)}$, den räumlichen Korrelationsmatrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$ und den Rauschleistungen $\sigma_n^{(k)^2}$, $k = 1 \dots K$, zu

$$\gamma_{\text{CINR,U}}^{(k)} = \frac{\underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k)} \sigma_n^{(k)^{-2}} T_{\text{U}}^{(k)}}{\underline{\mathbf{w}}^{(k)\text{H}} \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \sigma_n^{(k')^{-2}} T_{\text{U}}^{(k')} + \mathbf{I}W \right) \underline{\mathbf{w}}^{(k)}} \quad k = 1 \dots K. \quad (8.22)$$

Wie schon im Falle der zur isolierten Abwärtsstrecke dualen Aufwärtsstrecke, siehe Unterabschnitt 3.5.2, kann auch in der zur gestörten Abwärtsstrecke dualen Aufwärtsstrecke ein für gegebene Aufwärtsstrecken-Sendeleistungen $T_{\text{U}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, optimaler Satz Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bestimmt werden. Diese ergeben sich durch Maximieren von

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)} = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}} \sigma_n^{(k)^{-2}} T_{\text{U}}^{(k)}}{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \sigma_n^{(k')^{-2}} T_{\text{U}}^{(k')} + \mathbf{I}W \right) \underline{\mathbf{w}}}, \quad k = 1 \dots K. \quad (8.23)$$

Nach Resubstituieren von \mathbf{G}_{du} gemäß (8.17) und \mathbf{V}_{du} gemäß (8.18) in (8.20) folgt für die duale Aufwärtsstrecke

$$\mathbf{G}^{\text{T}} \mathbf{N}^{-1} \mathbf{t}_{\text{U}} + \mathbf{1}W = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}^{-1} \mathbf{N}^{-1} \mathbf{V} \mathbf{t}_{\text{U}}. \quad (8.24)$$

Nach Auflösen von (8.24) ergibt sich

$$\mathbf{t}_{\text{U}} = \left(\mathbf{I} \gamma_{\text{rel}}^{-1} - \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{N} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{G}^{\text{T}} \mathbf{N}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1}W. \quad (8.25)$$

Mit (8.25) kann ein Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U bestimmt werden, der zu einem vorgegebenen, für alle MSen gleichen γ_{rel} führt. Umformen von (8.24) ergibt

$$\mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{t}_U + \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{t}_U \quad (8.26)$$

Nach linksseitigem Multiplizieren von (8.26) mit dem transponierten Einsvektor $\mathbf{1}^T$, ergibt sich

$$\begin{aligned} \mathbf{1}^T \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{t}_U + \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W &= \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{1}^T \mathbf{t}_U \\ &= \gamma_{\text{rel}}^{-1} T_{\Sigma}. \end{aligned} \quad (8.27)$$

Mit dem Vektor

$$\mathbf{p} = (\mathbf{t}_U^T, 1)^T \quad (8.28)$$

und der Matrix

$$\mathbf{\Psi}_U = \left(\begin{array}{c|c} \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} & \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W \\ \hline T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^{(K)T} \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} & T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^{(K)T} \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W \end{array} \right) \quad (8.29)$$

gilt zusammen mit (8.26) und (8.27)

$$\mathbf{\Psi}_U \mathbf{p} = \gamma_{\text{rel}}^{-1} \mathbf{p}, \quad (8.30)$$

vergleiche (7.33). Durch Ausnutzen von (8.30) kann ein Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_U vorgegebener Summensendeleistung T_{Σ} berechnet werden, der das für alle MSen gleiche relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} maximiert.

Mit (8.23), (8.25) und (8.30) können iterative Algorithmen konstruiert werden, mit denen optimale Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$ und Sendeleistungen $T_{U,\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, für die duale Aufwärtsstrecke ermittelbar sind. Da die im vorliegenden Abschnitt skizzierte Aufwärtsstrecke dual zur interessierenden Abwärtsstrecke hinsichtlich γ_{rel} , T_{Σ} und $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ist, sind für diese duale Aufwärtsstrecke optimale Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, auch für die interessierende Abwärtsstrecke optimal. Somit können aus der dualen Aufwärtsstrecke das maximal erzielbare γ_{rel} bei festem Wert $T_{\Sigma} = T_{\Sigma,\text{fix}}$ und die minimal anzuwendende $T_{\Sigma,\text{min}}$ zum Erzielen bestimmter $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bestimmt werden. Lediglich die Abwärtsstrecken-Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, müssen direkt in der Abwärtsstrecke bestimmt werden. Die Summensendeleistung T_{Σ} der Abwärtsstrecke steht allerdings bereits fest.

8.3 Minimieren der zum Erzielen vorgegebener Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse erforderlichen Summensendeleistung

Das Ziel des vorliegenden Abschnitts 8.3 ist, die zum Erzielen vorgegebener Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, benötigte Summensendeleistung T_{Σ} zu minimieren, d. h. gesucht wird das globale Minimum

$$\min T_{\Sigma} \quad \text{mit den Nebenbedingungen} \quad \gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \gamma_{\min}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad (8.31)$$

woraus sich die Optimierungsaufgabe

$$\begin{aligned} \left[T_{\text{opt}}^{(1)} \dots T_{\text{opt}}^{(k)}, \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(K)} \right] &= \arg \min_{T^{(1)} \dots T^{(k)}, \underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} [T_{\Sigma}] \\ &\text{unter den Nebenbedingungen} \\ \gamma_{\text{CINR}}^{(k)} &= \gamma_{\min}^{(k)}, \quad k = 1 \dots K \end{aligned} \quad (8.32)$$

ergibt. Nach den Ausführungen des vorhergehenden Unterabschnitts 8.2, können die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, sowie das Leistungsminimum $T_{\Sigma, \min}$ durch Lösen des dualen Problems in der Aufwärtsstrecke bestimmt werden.

Das Minimieren der Summensendeleistung T_{Σ} ist nur dann möglich, wenn man mit einer gültigen Lösung startet. Die Existenz einer gültigen Lösung hängt, wie in Unterabschnitt 7.3 erörtert, lediglich von den Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$ und den daraus resultierenden Matrizen \mathbf{G} und \mathbf{V} ab. Es wird nun angenommen, daß zum Initialisieren des Algorithmus mit einem der in den Abschnitten 3.3 und 7.4 beschriebenen Strahlformungsverfahren ein Satz Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1]$, $k = 1 \dots K$, ermittelt wird, so daß $\lambda_{\max}^{-1}(\mathbf{\Gamma}_{\min}(\mathbf{V}^{-1}[1])\mathbf{G}[1]) > 1$ gilt. Die sich in Abhängigkeit von den Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, und den räumlichen Gramschen Matrizen $\mathbf{R}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, ergebenden Matrizen \mathbf{V} nach (3.39) und \mathbf{G} nach (3.38) seien gemäß (3.144) und (3.145) durch $\mathbf{V}[i]$ bzw. $\mathbf{G}[i]$ gekennzeichnet.

Der Sendeleistungsvektor der dualen Aufwärtsstrecke in der Iteration i ergibt sich zu

$$\mathbf{t}_{\text{U}}[i] = \left(\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{\min} \mathbf{N} (\mathbf{V}[i])^{-1} (\mathbf{G}[i])^{\text{T}} \mathbf{N}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\min} (\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W. \quad (8.33)$$

Für $i \geq 2$ werden die Gewichtsvektoren durch

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i] = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}}} \frac{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \mathbf{R}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^{\text{H}} \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \mathbf{R}^{(k')} \sigma_{\text{n}}^{(k')-2} T_{\text{U}}^{(k')} [i-1] + \mathbf{I} W \right) \underline{\mathbf{w}}}, \quad (8.34)$$

ermittelt. Dann ergeben sich die MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse

$$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \frac{T_{\text{U}}^{(k)}[i-1]}{\sigma_{\text{n}}^{(k)2}} \lambda_{\max} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \sigma_{\text{n}}^{(k')-2} T_{\text{U}}^{(k')}[i-1] + \mathbf{I}W \right) \geq \gamma_{\min}^{(k)}, \quad k=1 \dots K. \quad (8.35)$$

Da nach dem Strahlformen der Iteration i alle K Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$ größer als die oder gleich den jeweils geforderten $\gamma_{\min}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, sind, wird die sich ergebende Summensendeleistung beim nachfolgenden Leistungsregeln

$$T_{\Sigma}[i] \leq T_{\Sigma}[i-1]. \quad (8.36)$$

Nur wenn nach dem Strahlformen gemäß (8.35) für keine der MSen k , $k=1 \dots K$, das Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis ansteigt, stagniert beim nachfolgenden Leistungsregeln auch die Summensendeleistung T_{Σ} und es gilt $T_{\Sigma}[i] = T_{\Sigma}[i-1]$. Dann ist das erzielbare Leistungsminimum erreicht. Der Algorithmus wird dann abgebrochen, wenn die sich in zwei aufeinanderfolgenden Iterationen ergebende relative Senkung der Summensendeleistung T_{Σ} kleiner als eine vorgegebene positive Schranke ϵ ist, wenn also

$$1 - T_{\Sigma}[i]/T_{\Sigma}[i-1] < \epsilon \quad (8.37)$$

gilt. Der im vorliegenden Abschnitt 8.3 erarbeitete Algorithmus zum globalen Minimieren der Summensendeleistung T_{Σ} bei exaktem Erfüllen der Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\min}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, ist in Tabelle 8.1 in Form eines Struktogramms [NS73] angegeben. Dieser Algorithmus wird im folgenden als „ T_{Σ} -min-Algorithmus“ bezeichnet.

8.4 Maximieren der relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse bei vorgegebener Summensendeleistung

Bei dem im vorliegenden Abschnitt 8.4 diskutierten Algorithmus wird das mit einer festen Summensendeleistung $T_{\Sigma} = T_{\Sigma, \text{fix}}$ erzielbare, für alle K MSen k , $k=1 \dots K$, gleiche relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} nach (7.20) global maximiert. Somit wird nunmehr die Lösung der Optimierungsaufgabe

$$\max \gamma_{\text{rel}} \quad \text{mit der Nebenbedingung} \quad \|\mathbf{t}\|_1 = T_{\Sigma, \text{fix}} \quad (8.38)$$

Tabelle 8.1.

Algorithmus III — „ T_Σ -min-Algorithmus“: Minimieren von T_Σ , Bestimmen von $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, \mathbf{t}_{opt} und $T_{\Sigma, \text{min}}$ zum Lösen der Optimierungsaufgabe (8.32). Gegeben sind MS-spezifische Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{min}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die MS-spezifischen momentanen räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.48), die Matrix $\mathbf{\Gamma}_{\text{min}}$ nach (7.7), die Rauschleistungsmatrix \mathbf{N} nach (6.4) und eine positive Schranke ϵ für das Abbruchkriterium nach (8.37). Zum Initialisieren wird ein Satz gültiger Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1]$, $k = 1 \dots K$, für die Iteration $i = 1$ benötigt.

Eingaben: $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $\mathbf{\Gamma}_{\text{min}}$, \mathbf{N} , ϵ , $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1]$, $k = 1 \dots K$	
$i = 1$	
	$[\mathbf{G}[i]]_{k,k'} = \begin{cases} (\underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i] & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$
	$\mathbf{V}[i] = \text{diag} \left((\underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(1)} \underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i] \dots (\underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(K)} \underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i] \right)$
	$\mathbf{t}_{\text{U}}[i] = \left(\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} \mathbf{N} (\mathbf{V}[i])^{-1} (\mathbf{G}[i])^T \mathbf{N}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} (\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W$
	$T_\Sigma[i] = \ \mathbf{t}_{\text{U}}[i]\ _1$
	$i \leftarrow i + 1$
	$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i] = \underline{\mathbf{u}}_{\text{max}} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \left(\sum_{k'=1, k' \neq k}^K [\mathbf{t}_{\text{U}}[i-1]]_{k'} \sigma_{\text{n}}^{(k')^{-2}} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right) + \mathbf{I} W \right), k = 1 \dots K$
wiederhole bis $1 - T_\Sigma[i]/T_\Sigma[i-1] < \epsilon$	
$\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)} = \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i], k = 1 \dots K,$	
$T_{\Sigma, \text{min}} = T_\Sigma[i]$	
$\mathbf{t}_{\text{opt}} = \left(\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} (\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{G}[i] \right)^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}} (\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W$	

gesucht. Die Forderung (8.38) führt auf das Optimierungskriterium

$$\begin{aligned} \left[T_{\text{opt}}^{(1)} \dots T_{\text{opt}}^{(k)}, \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(K)} \right] &= \arg \max_{T^{(1)} \dots T^{(k)}, \underline{\mathbf{w}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{w}}^{(K)}} [\gamma_{\text{rel}}] \\ &\text{unter der Nebenbedingung} \\ T_{\Sigma} &= T_{\Sigma, \text{fix}}. \end{aligned} \quad (8.39)$$

Auch zum Lösen von (8.39) bietet sich wieder das Arbeiten in der dualen Aufwärtsstrecke an. Die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, und das mit der festen Summensendeleistung T_{Σ} erzielbare γ_{rel} können anhand eines iterativen Algorithmus in der dualen Aufwärtsstrecke ermittelt werden. Anschließend werden die optimalen Abwärtsstrecken-Sendeleistungen $T_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bestimmt.

Der Algorithmus kann mit beliebigen Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1]$, $k = 1 \dots K$, des Betrages eins initialisiert werden. Eine Möglichkeit besteht darin, zu Anfang der ersten Iteration die Gewichtsvektoren

$$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[1] = \mathbf{1}^{(K_a)} / \sqrt{K_a}, \quad k = 1 \dots K. \quad (8.40)$$

einzustellen. In der i -ten Iteration werden die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$ gemäß (8.34) ermittelt. Nachdem die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, der Iteration i bestimmt sind, wird zum Leistungsregeln zunächst die Matrix

$$\Psi_{\text{U}}[i] = \left(\begin{array}{c|c} \mathbf{\Gamma}_{\min}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N}(\mathbf{G}[i])^{\text{T}} \mathbf{N}^{-1} & \mathbf{\Gamma}_{\min}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W \\ \hline T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^{(K)} \mathbf{\Gamma}_{\min}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N}(\mathbf{G}[i])^{\text{T}} \mathbf{N}^{-1} & T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^{\text{T}} \mathbf{\Gamma}_{\min}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W \end{array} \right) \quad (8.41)$$

aufgebaut. Anschließend wird durch Ermitteln des zum maximalen Eigenwert der Matrix $\Psi_{\text{U}}[i]$ nach (8.41) gehörenden Eigenvektors

$$\mathbf{p}[i] = \mathbf{u}_{\max}(\Psi_{\text{U}}[i]) \quad (8.42)$$

und anschließendes Normieren gemäß

$$\mathbf{t}_{\text{U}}[i] = [\mathbf{p}[i]]_{1:K} [\mathbf{p}[i]]_{K+1}^{-1} \quad (8.43)$$

der Sendeleistungsvektor der Aufwärtsstrecke gebildet. Für $i > 1$ werden die Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$, gemäß (8.34) ermittelt. Weil auch hier wiederum alle K relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse $\gamma_{\text{rel}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach dem Strahlformen gemäß (8.35) größer oder gleich $\gamma_{\text{rel}}[i-1]$ sind, wird das sich nach dem Leistungsregeln in der Iteration i ergebende relative Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis

$$\gamma_{\text{rel}}[i] \geq \gamma_{\text{rel}}[i-1]. \quad (8.44)$$

Nur wenn nach dem Strahlformen gemäß (8.35) für keine der MSen k , $k = 1 \dots K$, das Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis ansteigt, stagniert beim nachfolgenden Leistungsregeln auch das relative γ_{rel} und es gilt $\gamma_{\text{rel}}[i] = \gamma_{\text{rel}}[i-1]$. Dann ist das erzielbare

Maximum des relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisses $\gamma_{\text{rel,max}}$ erreicht. In der Konvergenz $i \rightarrow \infty$ ergeben sich

$$\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)} = \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[\infty], \quad k = 1 \dots K, \quad (8.45)$$

$$\mathbf{t}_{\text{opt}} = \left(\mathbf{I}(\gamma_{\text{rel}}[\infty])^{-1} - \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}(\mathbf{V}[\infty])^{-1} \mathbf{G}[\infty] \right)^{-1} \mathbf{\Gamma}_{\text{min}}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W, \quad (8.46)$$

und

$$\gamma_{\text{rel,max}} = \gamma_{\text{rel}}[\infty]. \quad (8.47)$$

Aus (8.44) folgt

$$1 - \gamma_{\text{rel}}[i-1]/\gamma_{\text{rel}}[i] \geq 0. \quad (8.48)$$

Der Algorithmus wird dann abgebrochen, wenn die sich in zwei aufeinanderfolgenden Iterationen ergebende relative Vergrößerung des relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis γ_{rel} kleiner als eine vorgegebene positive Schranke ϵ ist, wenn also

$$1 - \gamma_{\text{rel}}[i-1]/\gamma_{\text{rel}}[i] < \epsilon \quad (8.49)$$

gilt.

Der im vorliegenden Abschnitt 8.4 erarbeitete Algorithmus zum globalen Maximieren des relativen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisses γ_{rel} bei fester Summensendeleistung T_{Σ} ist in Tabelle 8.2 in Form eines Struktogramms [NS73] angegeben. Dieser Algorithmus wird im folgenden als „ γ_{rel} -max-Algorithmus“ bezeichnet.

8.5 Simulation

8.5.1 Vorbemerkung

Die Betrachtungen im vorhergehenden Kapitel 7 sowie die Betrachtungen in den vorhergehenden Abschnitten des vorliegenden Kapitel 8 sind allgemein gehalten, d. h. konkrete Realisierungen der Mobilfunkkanäle werden noch nicht berücksichtigt. Um die dort vorgestellten Verfahren zum Strahlformen und Einstellen der Sendeleistungen in gestörten Abwärtsstrecke zu testen und zu bewerten, müssen sie allerdings in realitätsnahen Szenarien angewendet werden. Für die durchgeführten Simulationen werden die in Unterabschnitt 2.7.2 beschriebenen direktionalisierten 3GPP-Kanalmodelle verwendet. Zunächst wird in Unterabschnitt 8.5.2 die zum Simulieren gewählte Vorgehensweise erörtert. Anschließend werden in Unterabschnitt 8.5.3 vom Autor erzielte Simulationsergebnisse vorgestellt.

Tabelle 8.2.

Algorithmus IV — „ $\gamma_{\text{rel-max}}/T_{\Sigma}$ -const-Algorithmus“: Maximieren von γ_{rel} , Bestimmen von $\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, \mathbf{t}_{opt} und $\gamma_{\text{rel,max}}$ zum Lösen der Optimierungsaufgabe (8.39). Gegeben sind eine feste Summensendeleistung $T_{\Sigma} = T_{\Sigma,\text{fix}}$ die räumlichen Gramschen Matrizen $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, nach (2.48) die Matrix $\underline{\mathbf{\Gamma}}_{\text{min}}$ nach (7.7), die Rauschleistungsmatrix \mathbf{N} nach (6.4) und eine positive Schranke ϵ für das Abbruchkriterium nach (8.49)

Eingaben: T_{Σ} , $\underline{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, $\underline{\mathbf{\Gamma}}_{\text{min}}$, \mathbf{N} , ϵ	
$i = 1$	
$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i] = \mathbf{1}^{(K_a)}/\sqrt{K_a}$, $k = 1 \dots K$, $\gamma_{\text{rel}}[i] = 0$	
	$[\mathbf{G}[i]]_{k,k'} = \begin{cases} (\underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(k)} \underline{\mathbf{w}}^{(k')}[i] & \text{für } k' \neq k, k, k' = 1 \dots K, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$
	$\mathbf{V}[i] = \text{diag} \left((\underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(1)} \underline{\mathbf{w}}^{(1)}[i] \dots (\underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i])^H \underline{\mathbf{R}}^{(K)} \underline{\mathbf{w}}^{(K)}[i] \right)$
	$\Psi_{\text{U}}[i] = \left(\begin{array}{c c} \underline{\mathbf{\Gamma}}_{\text{min}}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} (\mathbf{G}[i])^T \mathbf{N}^{-1} & \underline{\mathbf{\Gamma}}_{\text{min}}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W \\ \hline T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^{(K)T} \underline{\mathbf{\Gamma}}_{\text{min}}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} (\mathbf{G}[i])^T \mathbf{N}^{-1} & T_{\Sigma}^{-1} \mathbf{1}^T \underline{\mathbf{\Gamma}}_{\text{min}}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W \end{array} \right)$
	$(\mathbf{p}[i], (\gamma_{\text{rel}}[i])^{-1}) = \max \text{ eig} (\Psi_{\text{U}}[i])$
	$\mathbf{t}_{\text{U}}[i] = [\mathbf{p}[i]]_{1:K} [\mathbf{p}[i]]_{K+1}^{-1}$
	$i \leftarrow i + 1$
	$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i] = \mathbf{u}_{\text{max}} \left(\underline{\mathbf{R}}^{(k)}, \left(\sum_{k'=1, k' \neq k}^K [\mathbf{t}_{\text{U}}[i-1]]_{k'} \sigma_{\text{n}}^{(k')^{-2}} \underline{\mathbf{R}}^{(k')} \right) + \mathbf{I} W \right), k = 1 \dots K$
wiederhole bis $1 - \gamma_{\text{rel}}[i-1]/\gamma_{\text{rel}}[i] < \epsilon$	
$\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)} = \underline{\mathbf{w}}^{(k)}[i]$, $k = 1 \dots K$	
$\mathbf{t}_{\text{opt}} = \left(\mathbf{I} (\gamma_{\text{rel}}[i])^{-1} - \underline{\mathbf{\Gamma}}_{\text{min}}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{G}[i] \right)^{-1} \underline{\mathbf{\Gamma}}_{\text{min}}(\mathbf{V}[i])^{-1} \mathbf{N} \mathbf{1} W$	
$\gamma_{\text{rel,max}} = \gamma_{\text{rel}}[i]$	

8.5.2 Vorgehensweise

Bei den Simulationen wird angenommen, daß die an den MSen k , $k = 1 \dots K$, auftretenden additiven Rauschkomponenten alle die gleiche Varianz $\sigma_n^{(k)2} = \sigma_n^2$, $k = 1 \dots K$, gemäß (6.19) haben. Die K MSen werden auf die Gruppen 1 und 2 aufgeteilt, wobei in Gruppe 1 eine Anzahl von K_1 und in Gruppe 2 eine Anzahl von $K_2 = K - K_1$ MSen sind. Die MSen der Gruppen 1 und 2 haben die Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis-Anforderungen $\gamma_{\min,1}$ bzw. $\gamma_{\min,2}$, siehe Tabelle 8.3. Zum Simulieren werden die in Tabelle 8.3 angegebenen Parameter verwendet. Zum Gewinnen repräsentativer Ergebnisse werden 2^{14} statistisch unabhängige Szenarien ausgewertet. In jedem der 2^{14} Szenarien wird wie nachstehend beschrieben verfahren:

- Mit jedem der drei in Abschnitt 3.3 diskutierten Strahlformungsverfahren, d. h. durch C/T -max-Strahlformung gemäß (4.15), C/I_T -max-Strahlformung gemäß (4.18) und C/I_{omni} -Strahlformung gemäß (4.20) wird jeweils ein Satz von K Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bestimmt. Darüberhinaus werden anhand der in 7.4 für Szenarien mit MS-spezifischen Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnissen entwickelten Strahlformungsverfahren $C/I_{T,\text{mod}}$ -max-Strahlformung gemäß (7.40) und dem in Tabelle 7.1 angegebenen Algorithmus II („ γ_{rel} -max-Algorithmus“), jeweils ein Satz von K Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, bestimmt.
- Basierend auf jedem der fünf verschiedenen Sätze von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, wird das resultierende $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ nach (7.12) bestimmt und aufgezeichnet.
- Wenn das mit einem Satz von Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, einhergehende $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ größer als eins ist, werden die Sendeleistungsvektoren \mathbf{t} eingestellt. Im Falle eines der ersten vier Strahlformungsverfahren, also C/T -, C/I_T -, C/I_{omni} - und $C/I_{T,\text{mod}}$ -Strahlformung wird gemäß (7.15) derjenige Sendeleistungsvektor \mathbf{t} eingestellt, der zu $\gamma_{\text{CINR}}^{(k)} = \gamma_{\min}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, führt. Wenn der Satz Gewichtsvektoren $\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der aus dem Anwenden des $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ -max-Algorithmus resultiert, zu einem

Tabelle 8.3. Beim Simulieren verwendete Parameter

Größe	Wert	Größe	Wert
K	8	K_a	8
K_1	2	$\gamma_{\min,1}$	3dB
K_2	6	$\gamma_{\min,2}$	-15dB
$\varrho_{\min} / \varrho_{\max}$	0.1	α	3.6

$\gamma_{\text{CIR,rel}} > 1$ führt, werden diese Gewichtsvektoren dazu verwendet, den in Tabelle 8.1 angegebenen T_{Σ} -min-Algorithmus zu initialisieren. Der T_{Σ} -min-Algorithmus liefert dann einen Sendeleistungsvektor \mathbf{t}_{opt} , der die global minimale Summensendeleistung $T_{\Sigma,\text{min}}$ hat. Die Kombination des $\gamma_{\text{CIR-max}}$ - mit dem T_{Σ} -min-Algorithmus wird im folgenden als optimales Strahlformen und Leistungsregeln bezeichnet.

- Die resultierende Summensendeleistung T_{Σ} wird für jede der angewandten Techniken bestimmt und aufgezeichnet. Die MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, werden für die Gruppen 1 und 2 getrennt aufgezeichnet.
- Wenn das nach Anwenden einer der Strahlformungsverfahren erzielbare $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ kleiner oder gleich eins ist, wird dies als Ausfall des jeweiligen Verfahrens verzeichnet. Für jedes der Strahlformungsverfahren werden die Ausfälle gezählt, um eine Ausfallrate zu bestimmen. Als Ausfallrate wird hierbei der Prozentsatz P_{out} aller nicht versorgbaren Szenarien bezeichnet. Neben anderen Kriterien wird die Ausfallrate P_{out} zum Bewerten der verschiedenen Strahlformungsverfahren herangezogen.

Der sich mit der Summensendeleistung T_{Σ} nach (1.5), dem Erwartungswert μ_g nach (2.75) des mittleren Funkfeldgewinns $\tilde{g}^{(k)}$ nach (2.74), der Rauschleistung σ_n^2 nach (6.19), und der Kanallänge W , siehe (2.1), ergebende Term $T_{\Sigma}\mu_g/(\sigma_n^2W)$ wird im folgenden als normierte Summensendeleistung bezeichnet. Die normierte Summensendeleistung $T_{\Sigma}\mu_g/(\sigma_n^2W)$ ist die Inverse der in Abschnitt 6.3 verwendeten normierten Rauschleistung $\sigma_n^2W/(T_{\Sigma}\mu_g)$. Der Term $T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2W)$ wird im folgenden als normierte MS-spezifische Sendeleistung bezeichnet.

Mit den aufgenommenen Simulationsdaten werden Verteilungsfunktionen des relativen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR,rel}}$, der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma}\mu_g/(\sigma_n^2W)$ und der normierten MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2W)$, $k = 1 \dots K$, bestimmt. Diese Verteilungsfunktionen werden im folgenden Abschnitt 8.5.3 dargestellt und diskutiert.

8.5.3 Ergebnisse und Diskussion

In Bild 8.3 sind die Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{\gamma_{\text{CIR,rel}} \leq \Gamma\}$ des relativen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR,rel}}$ dargestellt. Bild 8.4 zeigt Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{T_{\Sigma}\mu_g/(\sigma_n^2W) \leq \Xi\}$ der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma}\mu_g/(\sigma_n^2W)$. In Bild (8.5) sind Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2W) \leq \Xi\}$ der normierten MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2W)$ getrennt nach den Gruppen 1 und 2 dargestellt.

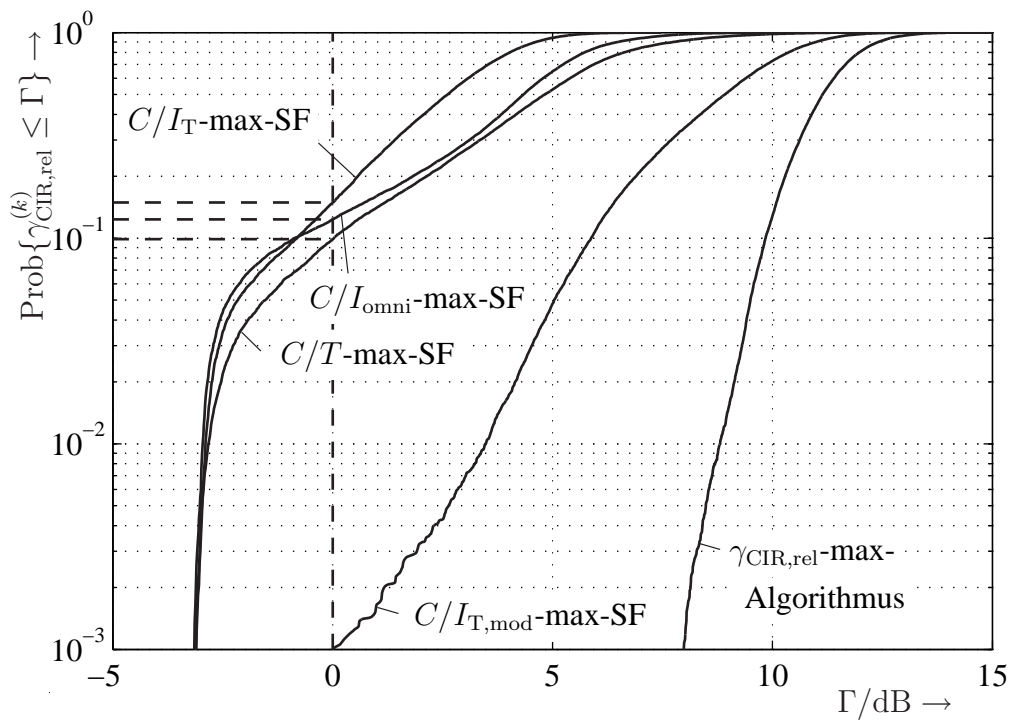


Bild 8.3. Verteilungsfunktionen des maximal erzielbaren, bei allen K MSen k , $k = 1 \dots K$, gleichen relativen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses $\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(k)}$ beim Anwenden verschiedener Strahlformungsverfahren

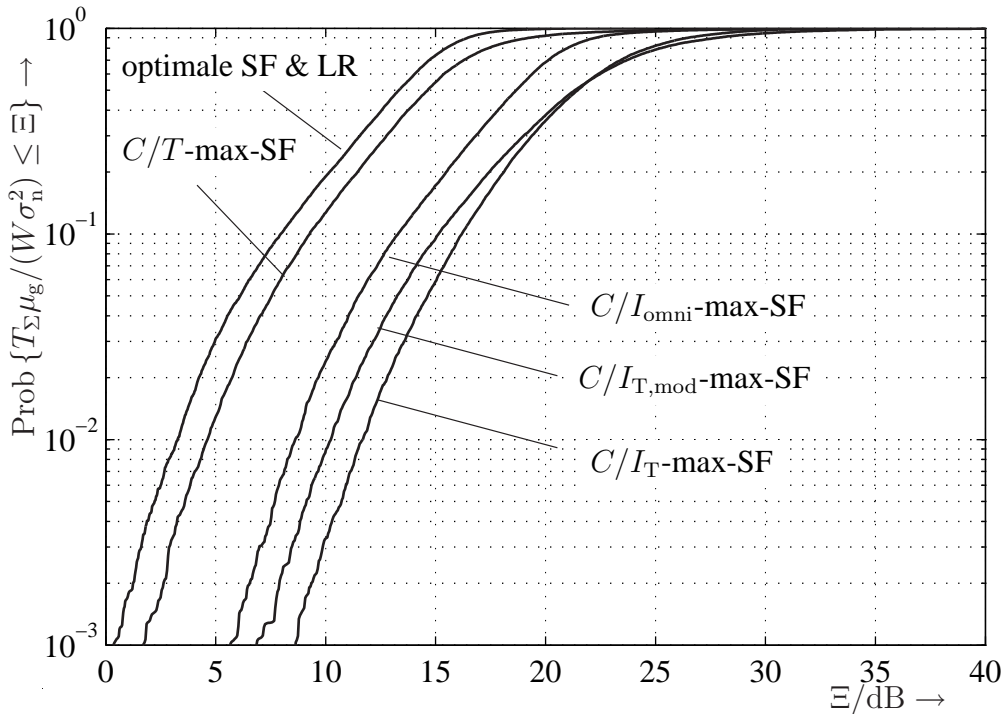


Bild 8.4. Verteilungsfunktionen der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma}/(W\sigma_n^2/\mu_g)$ beim Anwenden verschiedener SF-Verfahren

Um die Leistungsfähigkeit der einzelnen Strahlformungsverfahren in Kombination mit der $\gamma_{\text{rel}}\text{-const}$ -Leistungsregelung quantitativ zu bewerten, werden im folgenden drei Kriterien eingeführt:

1. Die Ausfallrate P_{out} sollte möglichst klein sein.
2. Der Erwartungswert $E\{T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)\}$ der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)$ sollte möglichst klein sein.
3. Die Varianzen der normierten Summensendeleistung T_{Σ} und der MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}$, $k=1 \dots K$, sollten ebenfalls möglichst klein sein.

Gemäß Tabelle 8.4 ergibt sich bezüglich der Ausfallraten P_{out} die folgende Reihenfolge: Beim optimalen Strahlformen und Leistungsregeln gab es keinen einzigen Ausfall. Beim $C/I_{\text{T,mod-max}}$ -Strahlformung ergibt sich eine sehr kleine Ausfallrate von $P_{\text{out}} = 0,09\%$. Die nächstgrößere Ausfallrate ergibt sich beim Anwenden von $C/I_{\text{T-max}}$ -Strahlformung mit $P_{\text{out}} = 9,89\%$, gefolgt von $C/I_{\text{omni-max}}$ -Strahlformung mit $P_{\text{out}} = 12,34\%$. Am schlechtesten hinsichtlich der Ausfallrate, schneidet C/T -max-Strahlformung mit $P_{\text{out}} = 14,92\%$ ab.

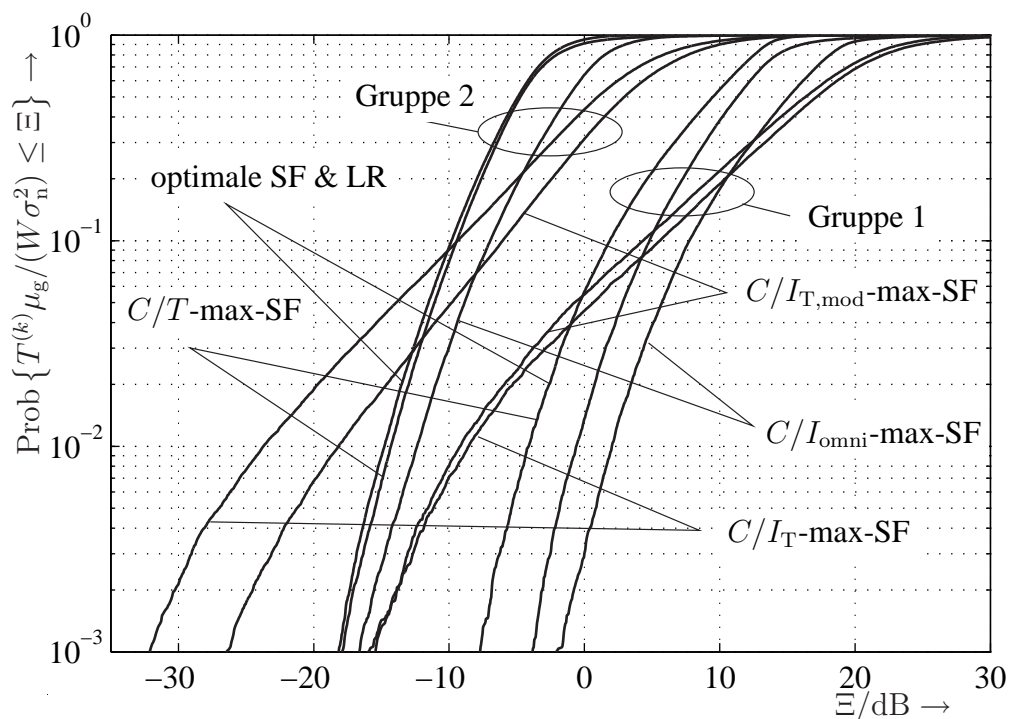


Bild 8.5. Verteilungsfunktionen der normierten MS-spezifischen Sendeleistungen $T^{(k)}/(W\sigma_n^2/\mu_g)$ beim Anwenden verschiedener Strahlformungsverfahren getrennt nach den Gruppen 1 und 2 aufgetragen

Tabelle 8.4. Erwartungswerte $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(\sigma_n^2 W)\}$ und Varianzen $\text{Var}\{T_{\Sigma\mu_g}/(\sigma_n^2 W)\}$ der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)$ sowie Ausfallraten P_{out} bei verschiedenen Strahlformungsverfahren

Strahlformung (SF)	$E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\}/\text{dB}$	$\text{Var}\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\}/\text{dB}$	$P_{\text{out}}/\%$
C/T -max	18.17	54.82	14.92
C/I_T -max	26.42	70.18	9.90
$C/I_{T,\text{mod}}$ -max	23.56	59.12	0.09
C/I_{omni} -max	20.90	55.51	12.34
opt. SF & LR	13.89	24.98	0.00

Die sich bezüglich des Erwartungswerts $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\}$ der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)$ ergebende Rangfolge ergibt sich gemäß Tabelle 8.4 folgendermaßen: Beim optimalen Strahlformen und Leistungsregeln ergibt sich mit $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\} = 13,89\text{dB}$ der kleinste Erwartungswert der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)$. Ein ebenfalls sehr kleiner Erwartungswert der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)$ ergibt sich bei C/T -max-Strahlformung mit $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\} = 18,17\text{dB}$. Der nächstgrößere Erwartungswert der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)$ ergibt sich beim Anwenden von C/I_{omni} -max-Strahlformung mit $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\} = 20,9\text{dB}$, gefolgt von $C/I_{T,\text{mod}}$ -max-Strahlformung mit $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\} = 23,56\text{dB}$. Am schlechtesten hinsichtlich des Erwartungswerts der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)$ schneidet C/I_T -max-Strahlformung mit $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\} = 26,42\text{dB}$ ab.

Hinsichtlich der Varianzen $\text{Var}\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\}$ der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)$ ergibt sich gemäß Tabelle 8.4 die gleiche Rangfolge der verschiedenen Strahlformungsverfahren, wie bei den Erwartungswerten $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\}$. Führt ein Strahlformungsverfahren zu einem relativ hohen Erwartungswert $E\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\}$ der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)$, so wird auch die entsprechende Varianz $\text{Var}\{T_{\Sigma\mu_g}/(W\sigma_n^2)\}$ relativ hoch.

Wie aus Tabelle 8.5 hervorgeht, sind die Erwartungswerte $E\{T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2 W)\}$ der MS-spezifischen normierten Sendeleistungen $T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2 W)$ der zu Gruppe 1 gehörenden MSen $k = 1, 2$ um 14 dB bis 17 dB höher als die Erwartungswerte $E\{T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2 W)\}$, der zu Gruppe 2 gehörenden MSen $k = 3 \dots 8$. Beim Betrachten der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2 W) \leq \Xi\}$ der MS-spezifischen normierten Sendeleistungen $T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2 W)$ in Bild (8.5) fällt auf, daß für die Gruppe 1 die zur $C/I_{T,\text{mod}}$ - und zur C/I_T -max-Strahlformen gehörenden Verläufe fast übereinstimmen. Für die Gruppe 2 stimmen die

Tabelle 8.5. Erwartungswerte $E\{T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2 W)\}$ und Varianzen $\text{Var}\{T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2 W)\}$ der MS-spezifischen normierten Sendeleistungen $T^{(k)}\mu_g/(W\sigma_n^2)$, $k = 1 \dots K$, beim Anwenden verschiedener Strahlformungsverfahren getrennt berechnet für die Gruppen 1 und 2

MSen k	$E\{T^{(k)}\mu_g/(W\sigma_n^2)\}/\text{dB}$		$\text{Var}\{T^{(k)}\mu_g/(W\sigma_n^2)\}/\text{dB}$	
	1, 2 (Gruppe 1)	3...8 (Gruppe 2)	1, 2 (Gruppe 1)	3...8 (Gruppe 2)
C/T -SF	14.87	-1.61	48.32	15.76
C/I_T -SF	23.16	6.17	64.64	30.61
$C/I_{T,\text{mod}}$ -SF	20.00	6.52	54.41	24.07
C/I_{omni} -SF	17.63	0.87	49.31	15.40
opt. SF & LR	10.43	-3.99	19.68	-9.42

Verläufe der Verteilungsfunktionen $\text{Prob}\{T^{(k)}\mu_g/(\sigma_n^2 W) \leq \Xi\}$, die zur C/I_T - und zur optimalen Strahlformung und Leistungsregelung gehören, fast überein.

Zum abschließenden Bewerten der verschiedenen Strahlformungsverfahren müssen die Kriterien Ausfallrate P_{out} und Erwartungswert $E\{T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)\}$ der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)$ gemeinsam betrachtet werden. Die optimale Strahlformung und Leistungsregelung schneidet hinsichtlich beider Kriterien am besten ab und bildet so eine Obergrenze für die Leistungsfähigkeit der anderen betrachteten Strahlformungsverfahren. Beim Anwenden des $C/I_{T,\text{mod}}$ -max-Strahlformens ergibt sich zwar eine sehr kleine Ausfallrate von $P_{\text{out}} = 0,09\%$, der Erwartungswert der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)$ wird jedoch mit $E\{T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)\} = 26,42 \text{ dB}$ sehr groß. Beim Anwenden des C/T -max-Strahlformens ergibt sich zwar eine recht hohe Ausfallrate von $P_{\text{out}} = 14,92\%$, der Erwartungswert der normierten Summensendeleistung $T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)$ ist jedoch mit $E\{T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)\} = 18,17 \text{ dB}$ der nächstgrößere nach dem optimalen Verfahren. Ähnlich verhält sich das C/I_{omni} -max-Strahlformen mit $E\{T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)\} = 20,9 \text{ dB}$ und $P_{\text{out}} = 12,34\%$. Gänzlich ungeeignet zum Unterstützen einer γ_{rel} -const-Leistungsregelung erscheint die C/I_T -max-Strahlformung, denn hier ergibt sich der höchste Erwartungswert $E\{T_{\Sigma}\mu_g/(W\sigma_n^2)\} = 26,42 \text{ dB}$ der Summensendeleistung T_{Σ} und trotzdem eine hohe Ausfallrate $P_{\text{out}} = 9,9\%$.

Die $C/I_{T,\text{mod}}$ -max-Strahlformung ist eine gute Wahl, wenn es nicht so sehr auf eine möglichst geringe Summensendeleistung T_{Σ} ankommt, aber eine kleine Ausfallrate P_{out} erzielt werden soll. C/T -max- und C/I_{omni} -max-Strahlformung sind gekennzeichnet durch kleine Summensendeleistungen T_{Σ} , wobei hier jedoch höhere Ausfallraten P_{out} in Kauf genommen werden müssen.

Kapitel 9

Techniken zum Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation

9.1 Vorbemerkung

Um die Leistungsfähigkeit von Funkübertragungssystemen mit mehreren Antennenelementen an den BS-Sendern zu optimieren, sollten die Signalverarbeitungskonzepte, die an den BS-Sendern angewendet werden, die Eigenschaften der $K_a K$ Mobilfunkkanäle berücksichtigen, die zwischen den Eingängen der K_a Sendeantennenelemente der BS und den Ausgängen der Empfangsantennen der K MSen gelten. Das Potential, die Leistungsfähigkeit zu erhöhen, hängt vom Grad der Kanalkennntnis am Sender ab [JG01, Tel99, FG98]. Die Kenntnis der räumlichen Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, der Abwärtsstrecken-Mobilfunkkanäle nach (2.51) erlaubt ein Erhöhen der Kapazität verglichen mit dem Fall, daß keinerlei Kanalkennntnis beim Sender vorliegt [VM01]. Ist exakte Kanalkennntnis am Sender verfügbar, so kann die Leistungsfähigkeit weiter gesteigert werden [FG98].

Werden von den K_a Antennenelementen der BS antennenelementspezifische Pilotsymbole gesendet, so können die momentanen räumlichen Kanalmatrizen $\mathbf{H}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, nach (2.34) in den MSen k , $k = 1 \dots K$, geschätzt werden [3GP99a, SB93], siehe auch die Ausführungen in Abschnitt 4.1. Dagegen ist am BS-Sender die Kanalzustandsinformation der Abwärtsstrecke nicht unmittelbar verfügbar. Eine Ausnahme bilden Systeme mit Zeitduplexverfahren (engl. Time Division Duplex, TDD) [Tec99], denn bei diesen gelten gemäß dem Reziprozitätstheorem die in der Aufwärtsstrecke geschätzten räumlichen Kanalmatrizen $\mathbf{H}_{s,u}^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, nach (2.63) auch in der Abwärtsstrecke. In allen anderen Fällen muß die am MS-Empfänger gewonnene Kanalzustandsinformation zum BS-Sender zurücksignalisiert werden. Wegen der Zeitvarianz der Mobilfunkkanäle ist ein einmaliges Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation nicht ausreichend. Sie muß bei zeitvarianten Mobilfunkkanälen mehr oder weniger häufig aktualisiert werden. Die erforderliche Aktualisierungsrate wächst mit abnehmender Kohärenzdauer [Pro95] der Mobilfunkkanäle. Wie bereits in Abschnitt 1.3 erwähnt, erfordert das Signalisieren von Kanalzustandsinformation von MSen zu BSen das Aufbringen von Übertragungskapazität und kann somit einen Engpaß darstellen. Generell erlaubt jede Verbindung nur eine bestimmte Datenrate für eine solche Signalisierung, so daß es bei zeitvarianten Mobilfunkkanälen im allgemeinen nicht möglich ist, die aktuellen Kanalimpulsantworten hinreichend genau und mit hinreichend geringer Anwendungslatenz von den MSen zur versorgenden BS zu übertragen [Bru00]. Daher

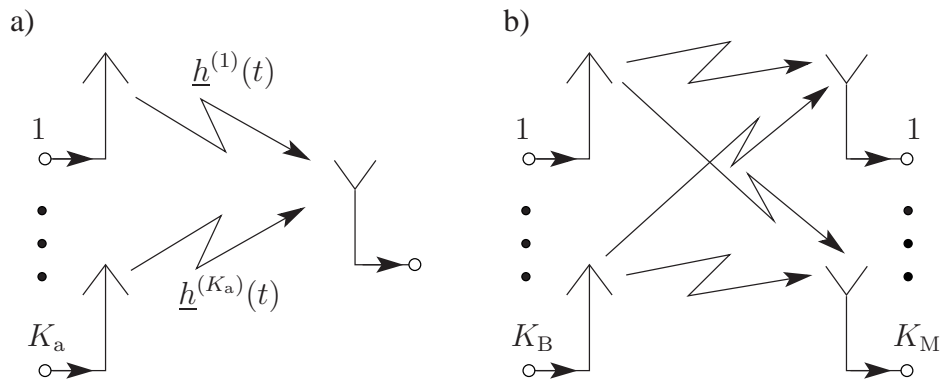


Bild 9.1. Antennenanordnungen: a) MISO, b) MIMO

muß das Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation besonders effizient gestaltet werden. Das vorliegende Kapitel 9 gilt dem Erarbeiten und der Diskussion aufwandsgünstiger Techniken zum Signalisieren an den MSen k , $k = 1 \dots K$, gewonnener Kanalzustandsinformation über Rückkanäle zur versorgenden BS.

Weil die K MSen k , $k = 1 \dots K$, einer Mobilfunkzelle die sie betreffende Kanalzustandsinformation unabhängig voneinander zur versorgenden BS zurücksignalisieren, ist es für die Untersuchungen im vorliegenden Kapitel 9 ausreichend, lediglich die Verbindung zwischen der BS und einer einzigen MS zu betrachten. Im Falle einer BS mit K_a Antennenelementen interessiert demnach die in Bild 9.1a dargestellte Antennenanordnung. Für Anordnungen mit K_a Eingängen und nur einem einzigen Ausgang wurde der Begriff MISO (engl. multiple input single output) geprägt [Tel99, FG98]. Die Konzepte zum Rücksignalisieren können allerdings auch in Systemen angewandt werden, bei denen sowohl der BS-Sender als auch der MS-Empfänger mit mehreren Antennenelementen ausgestattet ist. Für solche Anordnungen wurde der Begriff MIMO (engl. multiple input multiple output) geprägt [Tel99, FG98]. Die Struktur eines MIMO-Systems mit K_B Sendeantennenelementen und K_M Empfangsantennenelementen zeigt Bild 9.1b.

Im folgenden sei die einen Mobilfunkkanal vollständig beschreibende Information \mathcal{I} . Sie wird als Kanalzustandsinformation bezeichnet. \mathcal{I} wird beispielsweise durch die räumliche Kanalmatrix $\underline{\mathbf{H}}_s^{(k)}(t)$, $k = 1 \dots K$, nach (2.34) repräsentiert. Der Schlüssel zu dem im vorliegenden Kapitel 9 zu erarbeitenden Signalisierungskonzept ist das Aufspalten der Kanalzustandsinformation \mathcal{I} in langsam und schnell zeitveränderliche Anteile \mathcal{I}_L bzw. \mathcal{I}_S [JBM⁺02, JBMW02b]. Wie bereits in Abschnitt 2.5 gesagt, ändern sich die grundlegenden Struktureigenschaften von Mobilfunkszenarien, z. B. die Ausbreitungsrichtungen der relevanten Funkwellen, relativ langsam mit der Zeit. Daher repräsentieren diese grundlegenden

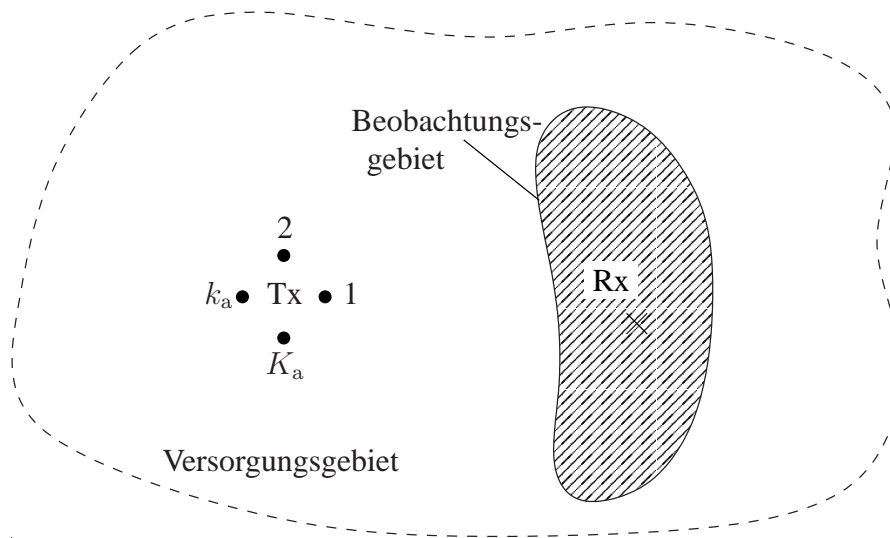


Bild 9.2. Szenario mit Versorgungs- und Beobachtungsgebiet. Tx: BS-Sender mit K_a Antennenelementen; Rx: MS-Empfänger

Struktureigenschaften die Information \mathcal{I}_L . Die schnell zeitveränderliche Kanalzustandsinformation \mathcal{I}_S wird dann durch bestimmte Zustände des schnellen Schwunds repräsentiert. Die gesamte Kanalzustandsinformation \mathcal{I} kann als Summe

$$\mathcal{I} = \mathcal{I}_L + \mathcal{I}_S \quad (9.1)$$

geschrieben werden. Es stellt sich nun die Frage, wie \mathcal{I} gemäß (9.1) in \mathcal{I}_S und \mathcal{I}_L aufgespalten werden kann. Dazu folgen nun zunächst einige grundsätzliche Betrachtungen.

Die im vorliegenden Kapitel 9 interessierenden Szenarien sind in Bild 9.2 schematisch dargestellt. In solchen Szenarien versorgt ein BS-Sender ein bestimmtes Gebiet, das kurz als Versorgungsgebiet bezeichnet wird. Es wird angenommen, daß sich in diesen Szenarien die möglichen Positionen eines MS-Empfängers auf einen Bruchteil des gesamten Versorgungsgebiets – das Beobachtungsgebiet – beschränken, und daß der MS-Empfänger innerhalb dieses Beobachtungsgebiets jede Position zufällig mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit einnimmt. Für ein gegebenes Beobachtungsgebiet werden die durch \mathcal{I}_L repräsentierten, grundlegenden strukturellen Eigenschaften des Mobilfunkkanals durch die Lage und die Form dieses Beobachtungsgebiets sowie durch die positionsspezifischen Aufenthaltswahrscheinlichkeiten der MS innerhalb des Beobachtungsgebiets bestimmt. Diese Eigenschaften bleiben unverändert, solange der MS-Empfänger sich innerhalb des Beobachtungsgebiets aufhält. Die durch \mathcal{I}_S repräsentierte schnelle Fluktuation der Kanalzustandsinformation wird durch die Bewegungen des MS-Empfängers innerhalb des Beobachtungsgebiets verursacht. Je größer das Beobachtungsgebiet im Verhältnis zum gesamten Versorgungsgebiet ist, um

so größer ist der Informationsgehalt von \mathcal{I}_S . Ist das Beobachtungsgebiet identisch mit dem Versorgungsgebiet, so enthält \mathcal{I}_L keinerlei Information. Dann ist \mathcal{I}_S gleich \mathcal{I} .

Der folgende Abschnitt 9.2 befaßt sich mit dem Aufspalten von \mathcal{I} in \mathcal{I}_S und \mathcal{I}_L . Dann wird in Abschnitt 9.3 ein aufwandsgünstiges Rücksignalisierungskonzept für MISO-Systeme entwickelt. Dieses Rücksignalisierungskonzept wird in Abschnitt 9.5 für MIMO-Systeme erweitert.

Um die Leistungsfähigkeit des vorgeschlagenen Rücksignalisierungskonzepts abzuschätzen, wird in Abschnitt 9.4 ein quantitatives Beispiel gegeben und diskutiert. Zwei entsprechende Beispiele für korrelierte MIMO-Systeme folgen in Abschnitt 9.6.

9.2 Darstellen räumlicher Mobilfunkkanäle basierend auf den Eigenwertzerlegungen ihrer räumlichen Korrelationsmatrizen

Im folgenden wird angenommen, daß die interessierenden Mobilfunkkanäle nicht-frequenzselektiv sind, d. h. es gilt W gleich eins. Da außerdem nur die Verbindung zwischen einer BS und einer einzigen MS betrachtet wird, dürfen bei Größen zum Beschreiben des Mobilfunkkanals die Bezeichner für die diskrete Verzögerung w und die MS k entfallen, vergleiche Unterabschnitt 2.7.3. Dann kann die räumliche Kanalimpulsantwort, siehe Bild 9.1a, gemäß (2.33) durch den Vektor

$$\underline{\mathbf{h}}_s(t) = \left(h^{(1)}(t) \dots h^{(k_a)}(t) \right)^T \in \mathbb{C}^{K_a} \quad (9.2)$$

dargestellt werden. Innerhalb eines Zeitraums, in dem die grundlegenden strukturellen Eigenschaften der betrachteten Mobilfunkkanäle näherungsweise gleich bleiben, kann die räumliche Korrelationsmatrix

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbb{E} \{ \underline{\mathbf{h}}_s^*(t) \underline{\mathbf{h}}_s^T(t) \} \in \mathbb{C}^{K_a \times K_a} \quad (9.3)$$

durch zeitliches Mitteln gewonnen werden, vergleiche Abschnitt 2.5. Daher repräsentiert $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.3) die langsam zeitveränderliche Kanalzustandsinformation \mathcal{I}_L .

Die räumliche Korrelationsmatrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.3) habe die Eigenwertzerlegung [Hay96]

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H. \quad (9.4)$$

Die Matrix Λ in (9.4) ist eine nichtnegative Diagonalmatrix, deren Diagonalelemente die Eigenwerte λ_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, der Matrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.3) sind:

$$\Lambda = \text{diag}(\lambda_1 \dots \lambda_{K_a}) \in \mathbb{R}_{0+}^{K_a \times K_a}. \quad (9.5)$$

Λ nach (9.5) wird im folgenden als Eigenwertmatrix bezeichnet. Die Eigenwerte λ_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, der Matrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.3) seien dem Betrage nach in absteigender Reihenfolge sortiert:

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{K_a} \geq 0. \quad (9.6)$$

Die sortierte Darstellung der Eigenwerte gemäß (9.6), wird im folgenden als Eigenwertprofil bezeichnet. Die Matrix $\underline{\mathbf{U}}$ in (9.4) ist eine orthonormale unitäre $K_a \times K_a$ -Matrix [Hay96], deren Spalten die auf den Betrag eins normierten Eigenvektoren $\underline{\mathbf{u}}^{(k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, der Matrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.3) sind:

$$\underline{\mathbf{U}} = (\underline{\mathbf{u}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{u}}^{(K_a)}) \in \mathbb{C}^{K_a \times K_a}. \quad (9.7)$$

Aus (9.4) folgt, daß die Matrizen Λ nach (9.5) und $\underline{\mathbf{U}}$ nach (9.7), genau wie die räumliche Korrelationsmatrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.3), die langsam zeitveränderliche Kanalzustandsinformation \mathcal{I}_L repräsentieren. Im folgenden wird angenommen, daß die Matrizen Λ nach (9.5) und $\underline{\mathbf{U}}$ nach (9.7), am BS-Sender bekannt sind. Effektive Konzepte zum Verfolgen und Rücksignalisieren der Matrizen Λ und $\underline{\mathbf{U}}$ werden beispielsweise in [Uts02, UB01] besprochen. Jede Realisierung von $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.2) kann als Linearkombination der konjugierten Eigenvektoren $\underline{\mathbf{u}}^{(k_a)*}$, $k_a = 1 \dots K_a$, der räumlichen Korrelationsmatrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.3), d. h. als Linearkombination der konjugierten Spalten von $\underline{\mathbf{U}}$ nach (9.7) durch

$$\underline{\mathbf{h}}_s(t) = \sum_{k_a=1}^{K_a} \underline{\mathbf{u}}^{(k_a)*} \underline{x}_{k_a}(t) \quad (9.8)$$

dargestellt werden. Werden die K_a komplexen Faktoren $\underline{x}_{k_a}(t)$, $k_a = 1 \dots K_a$, aus (9.8) zum Vektor

$$\underline{\mathbf{x}}(t) = (\underline{x}_1(t) \dots \underline{x}_{K_a}(t))^T \in \mathbb{C}^{K_a} \quad (9.9)$$

zusammengefaßt, so kann (9.8) mit der Eigenvektormatrix $\underline{\mathbf{U}}$ nach (9.7) äquivalent durch

$$\underline{\mathbf{h}}_s(t) = \underline{\mathbf{U}}^* \underline{\mathbf{x}}(t) \quad (9.10)$$

beschrieben werden. Ausdrücken von $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ gemäß (9.10) wird als diskrete Karhunen-Loève Transformation bezeichnet [Hay96]. Ist $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ bekannt, so kann $\underline{\mathbf{x}}(t)$ direkt durch Inversion von (9.10) bestimmt werden. Weil $\underline{\mathbf{U}}$ eine unitäre Matrix ist, kann diese Inversion durch linksseitiges Multiplizieren mit $\underline{\mathbf{U}}^T$ in (9.10) durchgeführt werden, wodurch sich

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{U}}^T \underline{\mathbf{h}}_s(t) &= \underline{\mathbf{U}}^T \underline{\mathbf{U}}^* \underline{\mathbf{x}}(t) \\ &= \underline{\mathbf{x}}(t) \end{aligned} \quad (9.11)$$

ergibt. Aus (9.10) wird ersichtlich, daß die schnellen Fluktuationen von $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ sich direkt im Vektor $\underline{\mathbf{x}}(t)$ widerspiegeln. Somit repräsentiert $\underline{\mathbf{x}}(t)$ die schnell zeitveränderliche Kanalzustandsinformation \mathcal{I}_S .

9.3 Aufwandsgünstiges Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation

Jede Realisierung von $\underline{h}_s(t)$ nach (9.2) kann direkt durch die K_a Koeffizienten $\underline{h}^{(k_a)}(t)$, $k_a = 1 \dots K_a$, ausgedrückt werden. Der trivialste Ansatz zum Rückführen von Kanalzustandsinformation besteht demnach darin, diese Koeffizienten $\underline{h}^{(k_a)}(t)$, $k_a = 1 \dots K_a$, in der MS zu quantisieren und die quantisierten Versionen zur BS zu signalisieren. Wenn \underline{U} nach (9.4) sowohl am MS-Empfänger als auch am BS-Sender bekannt ist, können alternativ zu dem trivialen Ansatz, die Komponenten von $\underline{h}_s(t)$ nach (9.2) direkt zu signalisieren, die K_a Koeffizienten $\underline{x}_{k_a}(t)$, $k_a = 1 \dots K_a$, von $\underline{x}(t)$ nach (9.9) dazu dienen, den Vektor $\underline{h}_s(t)$ nach (9.2) darzustellen, siehe (9.10). Signalisieren der K_a Komponenten $\underline{h}^{(k_a)}(t)$, $k_a = 1 \dots K_a$, bedeutet, die gesamte Kanalzustandsinformation \mathcal{I} nach (9.1) zu übertragen, wohingegen man sich beim Signalisieren von $\underline{x}_{k_a}(t)$, $k_a = 1 \dots K_a$, auf das Übertragen von \mathcal{I}_S beschränkt. Da \mathcal{I}_S normalerweise einen geringeren Informationsgehalt als \mathcal{I} hat, kann das Signalisieren von $\underline{x}(t)$ nach (9.10) effizienter und aufwandsgünstiger als das direkte Signalisieren von $\underline{h}_s(t)$ nach (9.2) gestaltet werden. Hier stellt sich die Frage, wie und wieviel Übertragungskapazität eingespart werden kann, wenn nur \mathcal{I}_S statt \mathcal{I} nach (9.1) signalisiert wird. Dieser Fragestellung wird im folgenden nachgegangen.

Durch Substituieren von (9.10) in (9.3) ergibt sich

$$\tilde{\mathbf{R}} = \underline{U} \mathbb{E} \{ \underline{\mathbf{x}}^*(t) \underline{\mathbf{x}}^T(t) \} \underline{U}^H. \quad (9.12)$$

Der Vergleich von (9.4) und (9.12) zeigt, daß die Komponenten $\underline{x}_{k_a}(t)$ von $\underline{x}(t)$ nach (9.9) untereinander nicht korreliert sind, und daß die Varianzen der Real- und Imaginärteile der Komponenten $\underline{x}_{k_a}(t)$, $k_a = 1 \dots K_a$, des Vektors $\underline{x}(t)$ nach (9.10) [Hay96]

$$\sigma_{\underline{x},k_a}^2 = \frac{1}{2} \mathbb{E} \{ \underline{x}_{k_a}^*(t) \underline{x}_{k_a}(t) \} = \lambda_{k_a}/2, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (9.13)$$

sind. Aus (9.13) folgt für die Summe der K_a Varianzen $\sigma_{\underline{x},k_a}^2$, $k_a = 1 \dots K_a$, der Wert

$$\sum_{k_a=1}^{K_a} \sigma_{\underline{x},k_a}^2 = \frac{1}{2} \sum_{k_a=1}^{K_a} \lambda_{k_a}. \quad (9.14)$$

Für die Summe der K_a Varianzen $\sigma_{\underline{h},k_a}^2$, $k_a = 1 \dots K_a$, der Real- und Imaginärteile der Komponenten $\underline{h}^{(k_a)}$ des Vektors $\underline{h}_s(t)$ nach (9.2) gilt

$$\sum_{k_a=1}^{K_a} \sigma_{\underline{h},k_a}^2 = \frac{1}{2} \mathbb{E} \{ \underline{\mathbf{x}}^T(t) \underline{U}^H \underline{U} \underline{\mathbf{x}}^*(t) \} = \frac{1}{2} \sum_{k_a=1}^{K_a} \lambda_{k_a}. \quad (9.15)$$

Da sowohl $\underline{h}_s(t)$ nach (9.2) als auch $\underline{x}(t)$ nach (9.9) aus K_a komplexen Elementen bestehen, müssen sowohl zum Signalisieren von $\underline{x}(t)$ als auch zum direkten Signalisieren des Vektors

$\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ insgesamt K_a komplexe oder $2K_a$ reelle Werte von der MS zur BS übertragen werden. Hierbei ist die Summe der K_a Varianzen $\sigma_{\mathbf{x},k_a}^2$ nach (9.14) gleich der Summe der K_a Varianzen $\sigma_{\mathbf{h},k_a}^2$ nach (9.15). Ein Unterschied zwischen den beiden Varianten besteht in folgender Hinsicht: Sind die in Frage kommenden Gruppenantennen Mikrostrukturen [BBS97] wie in Kapitel 2 der vorliegenden Arbeit beschrieben, so sind die K_a Varianzen $\sigma_{\mathbf{h},k_a}^2$, $k_a = 1 \dots K_a$, nach (9.15) alle gleich der Hälfte des mittleren Funkfeldgewinns \tilde{g} gemäß (2.47), d. h. es gilt

$$\sigma_{\mathbf{h},k_a}^2 = \frac{1}{2}\tilde{g} = \text{const}, \quad k_a = 1 \dots K_a. \quad (9.16)$$

Da die Varianzen $\sigma_{\mathbf{x},k_a}^2$ nach (9.14) proportional zu den entsprechenden Eigenwerten λ_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, der Matrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.3) sind, tendieren diese Varianzen mit zunehmendem k_a abzunehmen, siehe (9.6). Das Abnehmen der Varianzen $\sigma_{\mathbf{x},k_a}^2$, $k_a = 1 \dots K_a$, mit zunehmendem k_a kann, wie im folgenden genauer erörtert wird, zum Gestalten einer aufwandsgünstigen Technik zum Rücksignalisieren der Komponenten $\underline{x}_{k_a}(t)$ des Vektors $\underline{\mathbf{x}}(t)$ nach (9.9) genutzt werden.

Vor dem Rücksignalisieren der Kanalzustandsinformation zum BS-Sender müssen die Komponenten $\underline{x}_{k_a}(t)$ von $\underline{\mathbf{x}}(t)$ nach (9.9) und die Komponenten $\underline{h}^{(k_a)}(t)$ von $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.2) quantisiert werden. Es wird nun angenommen, daß $b_{k_a} \in \mathbb{N}_{0+}$ Bit zum Quantisieren sowohl des Real- als auch des Imaginärteils der Komponente $\underline{x}_{k_a}(t)$ von $\underline{\mathbf{x}}(t)$ nach (9.9) oder der Komponente $\underline{h}^{(k_a)}(t)$ von $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.2) bereitgestellt werden. Ferner wird angenommen, daß zum Quantisieren aller K_a Real- und Imaginärteile jeweils

$$B = \sum_{k_a=1}^{K_a} b_{k_a}, \quad b_{k_a} \in \mathbb{N}_{0+}, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (9.17)$$

Bit zur Verfügung stehen, d. h. insgesamt $2B$ Bit zum Quantisieren des Vektors $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.2) oder des Vektors $\underline{\mathbf{x}}(t)$ nach (9.9). Wird eine kontinuierliche reellwertige skalare Größe der Varianz σ^2 mit b Bit quantisiert, so hat dieses Quantisieren einen mittleren Quantisierungsfehler zur Folge, der als $\sigma^2 D(b)$ geschrieben werden kann. Die Funktion $D(b)$ wird als Verzerrung bezeichnet [GN98]. $D(b)$ hängt von der Form der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der zu quantisierenden Größe und vom gewählten Quantisierungsschema ab [Llo82, GN98]. Im folgenden soll das Quantisierungsschema dahingehend optimal gewählt werden, daß die Verzerrung $D(b)$ für eine gegebene Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der zu quantisierenden Größe und eine gegebene Anzahl b Bit minimiert wird [Llo82].

Nun wird angenommen, daß $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ durch Substituieren einer quantisierten Version $\hat{\underline{\mathbf{x}}}(t)$ von $\underline{\mathbf{x}}(t)$ in (9.10) approximiert wird, wobei Real- und Imaginärteil der Komponente \underline{x}_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, mit jeweils b_{k_a} Bit quantisiert werden und das optimale Quantisierungsschema

verwendet wird. Dann wird der mittlere relative Quantisierungsfehler des räumlichen Kanalimpulsantwortvektors nach (9.2) unter Berücksichtigung von (9.13)

$$\varepsilon_x = \frac{\mathbb{E} \left\{ \|\underline{\mathbf{h}}_s(t) - \mathbf{U}^* \widehat{\underline{\mathbf{x}}}(t)\|_2^2 \right\}}{\mathbb{E} \left\{ \|\underline{\mathbf{h}}_s(t)\|_2^2 \right\}} = \frac{\sum_{k_a=1}^{K_a} \lambda_{k_a} D(b_{k_a})}{\sum_{k_a=1}^{K_a} \lambda_{k_a}}. \quad (9.18)$$

Unter Berücksichtigung der Nebenbedingung (9.17) ist das erzielbare Minimum von ε_x nach (9.18)

$$\varepsilon_{x,\min} = \frac{1}{\sum_{k_a=1}^{K_a} \lambda_{k_a}} \min_{\substack{b_{k_a} \\ \forall k_a \in \{1 \dots K_a\}}} \left[\sum_{k_a=1}^{K_a} \lambda_{k_a} D(b_{k_a}) \right]. \quad (9.19)$$

Aus (9.19) folgt, daß einer Komponente \underline{x}_{k_a} mit einer relativ großen Varianz $\lambda_{k_a}/2$ mehr Bits zugeteilt werden als einer Komponente $\underline{x}_{k'_a}$, $k'_a > k_a$, die eine relativ kleine Varianz $\lambda_{k'_a}/2$ hat. Ist eine Varianz $\lambda_{k'_a}/2$ sehr klein oder gar gleich null, so wird der Komponente \underline{x}_{k_a} kein Bit zugeteilt. So werden die Bitzuteilungen b_{k_a} entsprechend dem Informationsgehalt der Komponenten \underline{x}_{k_a} gewählt. Mit dem Eigenwertprofil nach 9.6 gilt demnach

$$b_1 \geq b_2 \geq \dots \geq b_{K_a} \geq 0 \quad (9.20)$$

für die Aufteilung der Bits auf die Komponenten \underline{x}_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$.

Wenn anstatt der K_a Komponenten $\underline{x}_{k_a}(t)$ des Vektors $\underline{\mathbf{x}}(t)$ nach (9.9), die K_a Komponenten $\underline{h}^{(k_a)}$ des Vektors $\underline{\mathbf{h}}_{s,k_a}$ nach (9.2) direkt übertragen werden, dann ergibt sich der unter der Nebenbedingung (9.17) minimal erzielbare mittlere relative Quantisierungsfehler des Kanalimpulsantwortvektors $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.2) zu

$$\varepsilon_{h,\min} = \frac{1}{\sum_{k_a=1}^{K_a} \sigma_{h,k_a}^2} \min_{\substack{b_{k_a} \\ \forall k_a \in \{1 \dots K_a\}}} \left[\sum_{k_a=1}^{K_a} \sigma_{h,k_a}^2 D(b_{k_a}) \right]. \quad (9.21)$$

Gilt (9.16), so ergibt sich $\varepsilon_{h,\min}$ nach (9.21) zu

$$\varepsilon_{h,\min} = \frac{1}{K_a} \min_{\substack{b_{k_a} \\ \forall k_a \in \{1 \dots K_a\}}} \left[\sum_{k_a=1}^{K_a} D(b_{k_a}) \right]. \quad (9.22)$$

Aus (9.22) folgt, daß wenn B ein ganzzahliges Vielfaches von K_a ist, allen Komponenten $\underline{h}^{(k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$, die gleiche Anzahl Bits zugeteilt werden:

$$b_1 = b_2 = \dots = b_{K_a} = \frac{B}{K_a}. \quad (9.23)$$

Der mittlere relative Quantisierungsfehler $\varepsilon_{h,\min}$ nach (9.22) wird dann

$$\varepsilon_{h,\min} = D(B/K_a). \quad (9.24)$$

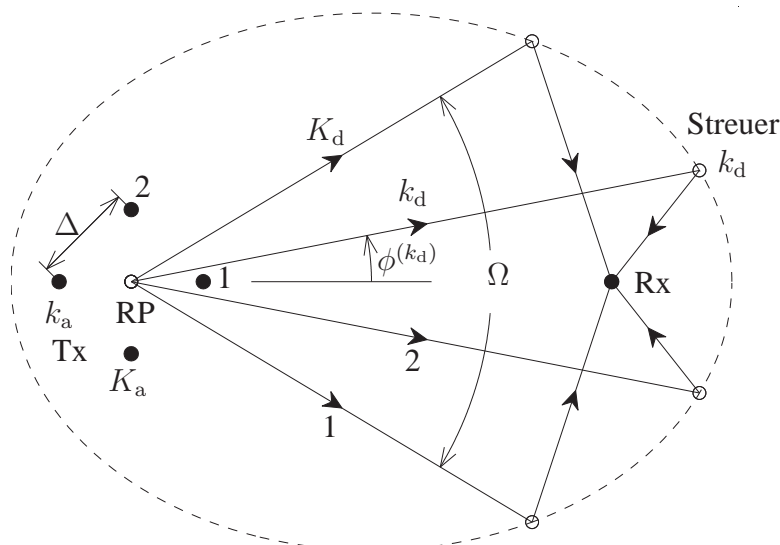


Bild 9.3. Betrachtetes Szenario mit K_a Antennenelementen am BS-Sender (Tx) und einer Antenne am MS-Empfänger (Rx) sowie K_d Streuern

Das Signalisieren von \underline{x} nach (9.9) ist immer dann vorteilhaft gegenüber dem direkten Signalisieren von \underline{h}_s nach (9.2), wenn der sich bei einer festen totalen Anzahl B Bit ergebende mittlere Quantisierungsfehler $\varepsilon_{x,\min}$ nach (9.19) kleiner als der mittlere Quantisierungsfehler $\varepsilon_{h,\min}$ nach (9.21) ist. Um wieviel kleiner $\varepsilon_{x,\min}$ als $\varepsilon_{h,\min}$ ist, hängt – wie im folgenden Abschnitt 9.4 verdeutlicht wird – maßgeblich von der Verteilung der Eigenwerte λ_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, der Matrix $\tilde{\underline{R}}$ nach (9.3) ab.

Das im vorliegenden Abschnitt 9.3 vorgestellte Verfahren kann sowohl für das Anwenden in MIMO-Systemen als auch für den Fall frequenzselektiver Mobilfunkkanäle erweitert werden [JBMW02a]. Dem Erweitern des im vorliegenden Abschnitt 9.3 erarbeiteten Verfahrens für das Anwenden in MIMO-Systemen gelten die späteren Abschnitte 9.5 und 9.6 der vorliegenden Arbeit.

9.4 Ein quantitatives Beispiel zum aufwandsgünstigen Rücksignalisieren

Um die theoretischen Betrachtungen der vorhergehenden Abschnitte 9.2 und 9.3 zu untermauern, wird im vorliegenden Abschnitt 9.4 ein Beispielszenario quantitativ untersucht. Das interessierende Szenario ist in Bild 9.3 dargestellt und wird wie folgt charakterisiert:

- $K_a = 4$ Sendeantennenelemente sind, wie in Unterabschnitt 2.8 beschrieben, zu einer ringförmigen Gruppenantenne zusammengefaßt, siehe Bild 2.4. Der Abstand benachbarter Antennenelemente ist Δ , siehe Bild 9.3.
- Der Mobilfunkkanal zwischen dem BS-Sender und dem MS-Empfänger sei durch Streuprozesse an K_d relevanten Streuern charakterisiert. Aus Sicht des BS-Senders sind diese Streuer so angeordnet, daß sie für eine gegebene Aufspreizung Ω der Abstrahlungswinkel, siehe Bild 9.3, unter den Winkeln $\phi^{(k_d)}$, $k_d = 1 \dots K_d$, gemäß (2.84) erscheinen.
- Für einer fiktive omnidirektionale Antenne im RP liefern die K_d Streuer die Beiträge $\underline{h}_d^{(k_d)}(t)$, $k_d = 1 \dots K_d$ zum Mobilfunkkanal zwischen den Eingängen der Antennenelemente am BS-Sender und dem Ausgang der Empfangsantenne der MS.
- Die K_d Größen $\underline{h}_d^{(k_d)}(t)$, $k_d = 1 \dots K_d$, seien Musterwerte unabhängiger komplexer Gaußprozesse der Erwartung null, die gemäß (2.85) alle die gleiche Varianz σ_d^2 haben sollen. Aus der Unabhängigkeit der K_d Größen $\underline{h}_d^{(k_d)}(t)$ folgt

$$\mathbb{E} \left\{ \left| \underline{h}_d^{(k_a)}(t) \right|^2 \right\} = \sigma_{h,k_a}^2 = K_d \sigma_d^2, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (9.25)$$

für die K_a Varianzen der antennenelementspezifischen Kanalimpulsantworten $\underline{h}_d^{(k_a)}(t)$, $k_a = 1 \dots K_a$, vergleiche (9.15). Mit den für die Abstrahlungswinkel $\phi^{(k_d)}$, $k_d = 1 \dots K_d$, geltenden Steuervektoren $\underline{\mathbf{a}}(\phi^{(k_d)})$, siehe (2.17), und den richtungsspezifischen Kanaloeffizienten $\underline{h}_d^{(k_d)}(t)$, $k_d = 1 \dots K_d$, nach (2.85) ergibt sich die räumliche Kanalimpulsantwort zu [God97]

$$\underline{\mathbf{h}}_s(t) = \sum_{k_d=1}^{K_d} \underline{\mathbf{a}}(\phi^{(k_d)}) \underline{h}_d^{(k_d)}(t). \quad (9.26)$$

- Für die räumliche Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.26) ergibt sich die Erwartung der zeitlich gemittelten räumlichen Korrelationsmatrix $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}$ gemäß (2.86).

In Bild 9.4 sind die Eigenwertprofile, siehe (9.6), für die untersuchte Antennenanordnung und für verschiedene Abstände Δ benachbarter Antennenelemente über der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel aufgetragen. Jede der in Bild 9.4 dargestellten Kurven zeigt die Entwicklung eines bestimmten Eigenwertes λ_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, wobei Δ fest ist, und Ω Werte im Bereich $\Omega/^\circ \in [1; 360]$ annimmt. Für kleine Spreizungen Ω der Abstrahlungswinkel ist der erste Eigenwert λ_1 dominant, während die restlichen $K_a - 1$ Eigenwerte λ_ℓ , $\ell = 2 \dots K_a$, vernachlässigbar klein sind. Mit wachsender Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel nimmt λ_1 ab, die kleineren Eigenwerte λ_{k_a} , $k_a = 2 \dots K_a$, dagegen nehmen zu. Dieses Verhalten kann durch die Abnahme der Eigenwertspreizung λ_1/λ_{K_a} [Hay96] mit zunehmendem Ω quantifiziert werden. In Bild 9.6 ist die Inverse der Eigenwertspreizung, d. h. das Verhältnis λ_{K_a}/λ_1 , über

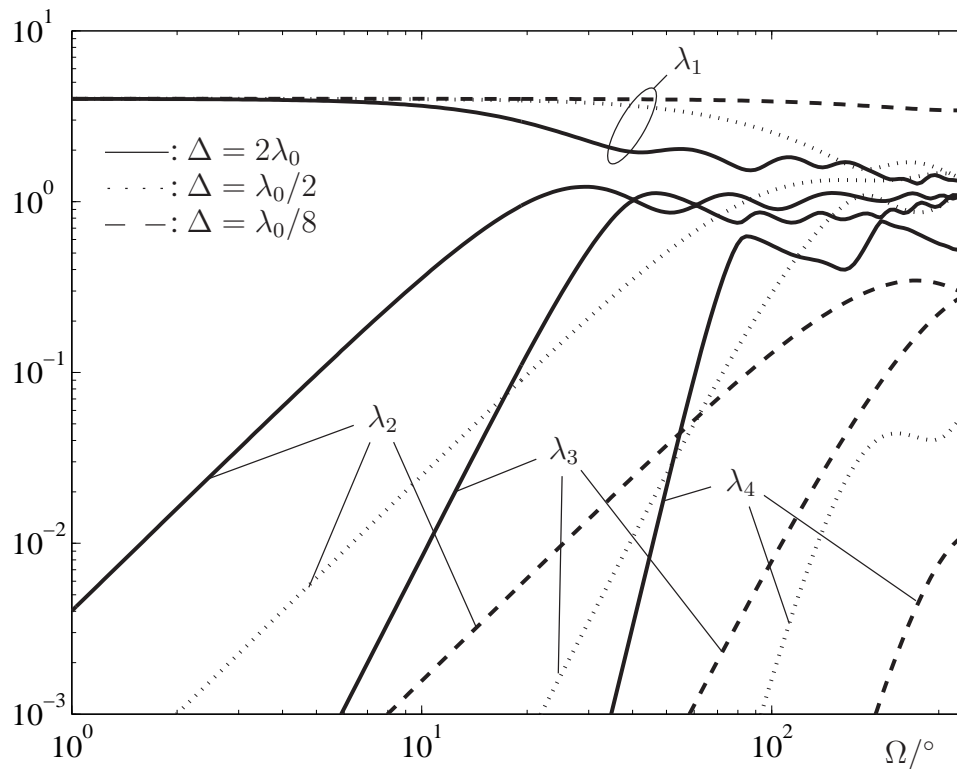


Bild 9.4. Eigenwertprofil λ_{k_a} , $k_a = 1 \dots K_a$, aufgetragen über der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel für die Abstände $\Delta = \lambda_0/8, \lambda_0/2, 2\lambda_0$ benachbarter Antennenelemente bei $K_a = 4$ Antennenelementen am BS-Sender

der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel für verschiedene Abstände Δ benachbarter Antennenelemente aufgetragen. Im allgemeinen wird das Verhältnis λ_{K_a}/λ_1 dann größer, wenn die Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel oder der Abstand Δ benachbarter Antennenelemente vergrößert wird. Für festgehaltene Abstände Δ benachbarter Antennenelemente und für kleine Spreizungen Ω der Abstrahlungswinkel wächst das Verhältnis λ_{K_a}/λ_1 näherungsweise linear mit Ω . Für große Spreizungen der Abstrahlungswinkel $\Omega \rightarrow 360^\circ$ konvergiert das Verhältnis λ_{K_a}/λ_1 nach einer oberen Schranke, wobei diese Schranke vom Abstand Δ benachbarter Antennenelemente abhängt. Je kleiner der Abstand Δ benachbarter Antennenelemente ist, desto größer ist die Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel, für die das Verhältnis λ_{K_a}/λ_1 konvergiert, und desto kleiner ist die obere Schranke.

Nun wird eine Gesamtzahl von $2B$ gleich 16 Bit verwendet, um entweder die Komponenten des Vektors $\underline{x}(t)$ nach (9.9), oder die Komponenten des Vektors $\underline{h}_s(t)$ nach (9.2) zu quantisieren. Die Aufteilung der $2B$ Bit auf die Komponenten \underline{x}_{k_a} , $k_a = 1 \dots 4$, erfolgt hierbei gemäß (9.19). In Bild 9.5 sind die Bitzuteilungen b_{k_a} zum Quantisieren der Komponenten \underline{x}_{k_a} , $k_a = 1 \dots 4$, über der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel aufgetragen. Hierbei wurden verschiedene Abstände Δ benachbarter Antennenelemente berücksichtigt.

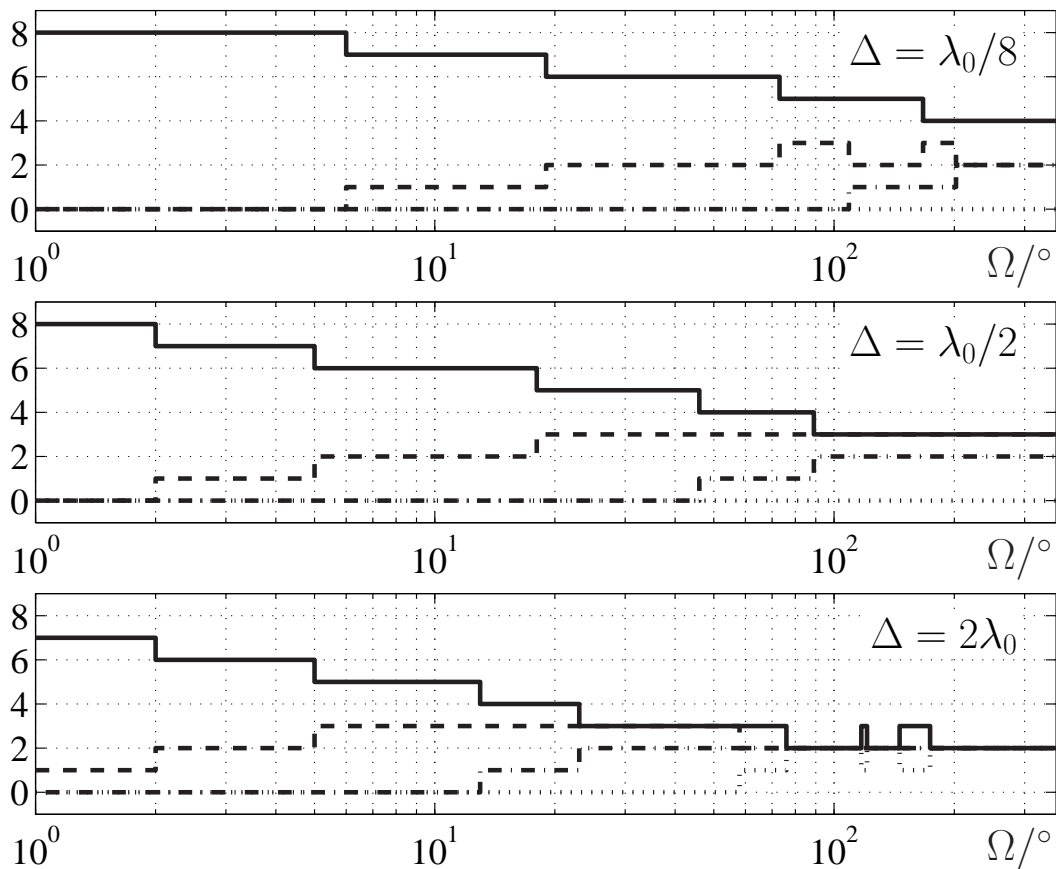


Bild 9.5. Bitzuteilungen b_{k_a} , $k_a = 1 \dots 4$, aufgetragen über der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel bei den Abständen $\Delta = \lambda_0/8, \lambda_0/2, 2\lambda_0$ benachbarter Antennenelemente bei $K_a = 4$ Antennenelementen am BS-Sender; b_1 : —, b_2 : ---, b_3 : -·-, b_4 : ····.

In Tabelle 9.1 sind die Bitzuteilungen b_{k_a} , $k_a = 1 \dots 4$, solcher Spreizungen Ω der Abstrahlungswinkel aufgeführt, bei denen sich die Bitzuteilung ändert. In Bild 9.7 ist der relative mittlere Quantisierungsfehler $\varepsilon_{x,\min}$ nach (9.19) über der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel am BS-Sender für verschiedene Abstände Δ benachbarter Antennenelemente aufgetragen, vergleiche (2.84). Weiterhin ist in Bild 9.7 zum Vergleich der mittlere relative Quantisierungsfehler $\varepsilon_{h,\min}$ nach (9.21) dargestellt. Weil die Varianzen σ_{h,k_a}^2 , $k_a = 1 \dots K_a$, gemäß (9.25) weder von der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel, noch vom Abstand Δ benachbarter Antennenelemente abhängen, ist $\varepsilon_{h,\min}$ für alle $\Omega/^\circ \in [1; 360]$ und alle betrachteten Abstände Δ gleich. Im betrachteten Beispiel ist $\varepsilon_{h,\min}$ gleich $-9, 3\text{dB}$. Für alle berücksichtigten Abstände Δ benachbarter Antennenelemente nimmt der Fehler $\varepsilon_{x,\min}$ mit wachsender Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel am BS-Sender zu. Wie erwartet, ist in allen Fällen $\varepsilon_{x,\min}$ kleiner oder gleich $\varepsilon_{h,\min}$.

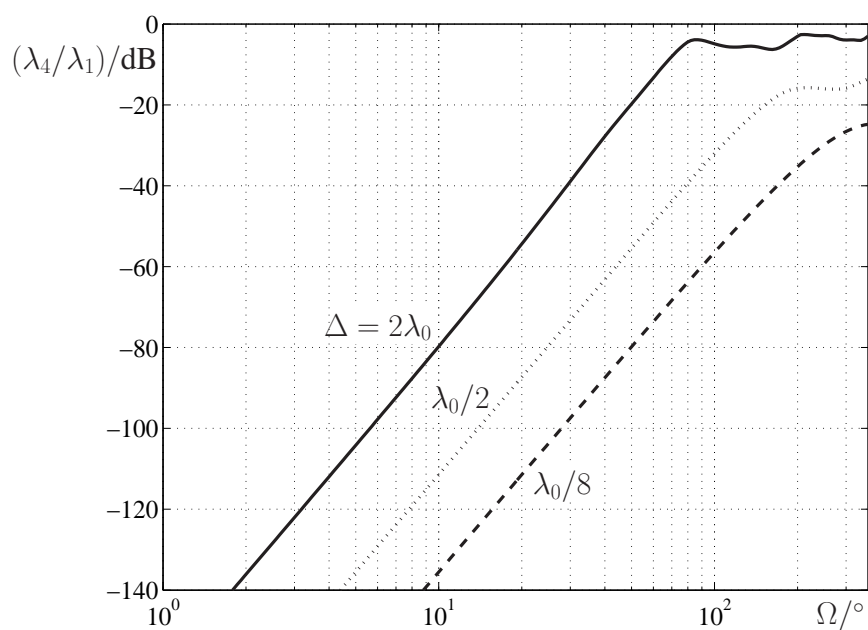


Bild 9.6. Inverse Eigenwertspreizung λ_4/λ_1 aufgetragen über der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel bei den Abständen $\Delta = \lambda_0/8, \lambda_0/2, 2\lambda_0$ benachbarter Antennenelemente bei $K_a = 4$ Antennenelementen am BS-Sender

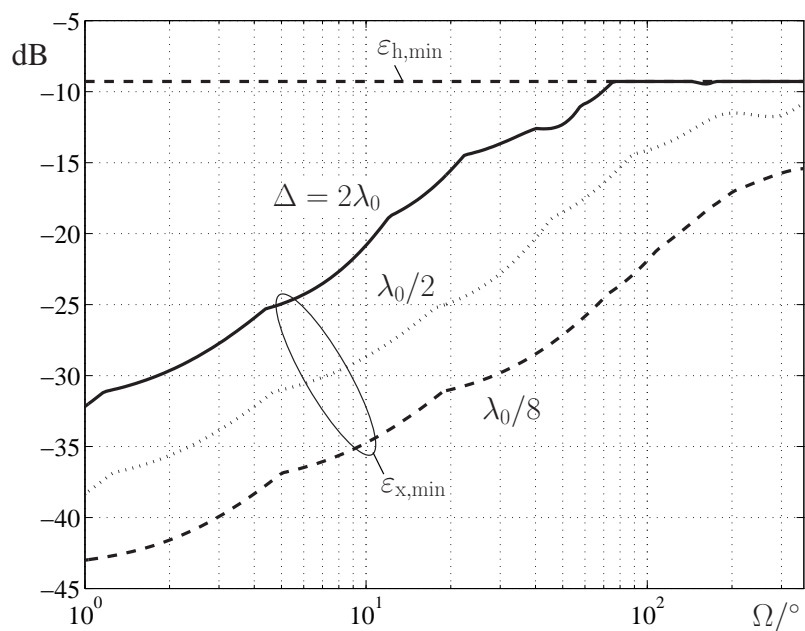


Bild 9.7. Relativer mittlerer Quantisierungsfehler ε_{\min} über der Spreizung Ω der Abstrahlungswinkel für die Abstände $\Delta = \lambda_0/8, \lambda_0/2, 2\lambda_0$ benachbarter Antennenelemente bei $K_a = 4$ Antennenelementen am BS-Sender

Tabelle 9.1. Bitzuteilungen b_{k_a} , $k_a = 1 \dots 4$, bei verschiedenen (signifikanten) Spreizungen Ω der Abstrahlungswinkel am BS-Sender und verschiedenen Abständen Δ benachbarter Antennenelemente, $K_a = 4$ Antennenelemente am BS-Sender

$\Delta = \lambda_0/8$					$\Delta = \lambda_0/2$					$\Delta = 2\lambda_0$				
$\Omega/^\circ$	b_1	b_2	b_3	b_4	$\Omega/^\circ$	b_1	b_2	b_3	b_4	$\Omega/^\circ$	b_1	b_2	b_3	b_4
1	8	0	0	0	1	8	0	0	0	1	7	1	0	0
6	7	1	0	0	2	7	1	0	0	2	6	2	0	0
19	6	2	0	0	5	6	2	0	0	5	5	3	0	0
73	5	3	0	0	18	5	3	0	0	13	4	3	1	0
109	5	2	1	0	46	4	3	1	0	23	3	3	2	0
167	4	3	1	0	89	3	3	2	0	58	3	2	2	1
202	4	2	2	0						76	2	2	2	2
										117	3	2	2	1
										121	2	2	2	2
										146	3	2	2	1
										174	2	2	2	2

Ein Vergleich der mittleren relativen Quantisierungsfehler $\varepsilon_{x,\min}$ in Bild 9.7 mit den entsprechenden Verhältnissen λ_1/λ_4 in Bild 9.6 zeigt, daß der Fehler $\varepsilon_{x,\min}$ solange, und zwar näherungsweise linear, mit zunehmendem Ω anwächst, solange auch das Verhältnis λ_1/λ_4 mit zunehmendem Ω anwächst. Nur wenn $\Delta = 2\lambda_0$ und $\Omega > 75^\circ$ gelten, wird der Fehler $\varepsilon_{x,\min}$ ebenso groß wie der Fehler $\varepsilon_{h,\min}$. Beispielsweise werden bei einer Spreizung der Abstrahlungswinkel von $\Omega = 10^\circ$ und bei den Abständen benachbarter Antennenelemente Δ gleich $\lambda_0/8$, $\lambda_0/2$ und $2\lambda_0$ die mittleren relativen Quantisierungsfehler $\varepsilon_{x,\min}$ um 25dB, 19dB bzw. 13dB kleiner als der mittlere relative Quantisierungsfehler $\varepsilon_{h,\min}$.

9.5 Aufwandsgünstiges Rücksignalisieren in korrelierten MIMO-Systemen

Im vorliegenden Abschnitt 9.5 wird eine MIMO-Antennenanordnung mit K_B Sendeantennenelementen und K_M Empfangsantennenelementen betrachtet, siehe Bild 9.1b. Sind die Mobilfunkkanäle nicht frequenzselektiv, so wird der MIMO-Mobilfunkkanal im zeitdiskreten äquivalenten Tiefpaßbereich [Pro95] durch $K_B K_M$ zeitvariante Kanalkoeffizienten

$$\underline{h}^{(k_M, k_B)}(t), \quad k_M = 1 \dots K_M, \quad k_B = 1 \dots K_B, \quad (9.27)$$

beschrieben, die zwischen den K_B Eingängen der Sendeantennenelemente k_B , $k_B = 1 \dots K_B$, und den K_M Ausgängen der Empfangsantennenelemente k_M , $k_M = 1 \dots K_M$, gelten. Die

$K_B K_M$ Kanalkoeffizienten $\underline{h}^{(k_M, k_B)}(t)$, $k_M = 1 \dots K_M$, $k_B = 1 \dots K_B$, nach (9.27) werden gemäß

$$[\underline{\mathbf{h}}_s(t)]_{(k_B-1)K_M+k_M} = \underline{h}^{(k_M, k_B)}(t), \quad k_M = 1 \dots K_M, \quad k_B = 1 \dots K_B, \quad (9.28)$$

zum räumlichen Kanalimpulsantwortvektor $\underline{\mathbf{h}}_s(t) \in \mathbb{C}^{K_M K_B}$ zusammengefaßt.

Mit $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.28) wird, ähnlich wie in (9.3), die totale räumliche Korrelationsmatrix

$$\tilde{\mathbf{R}} = \text{E} \{ \underline{\mathbf{h}}_s^*(t) \underline{\mathbf{h}}_s^T(t) \} \in \mathbb{C}^{K_M K_B \times K_M K_B}. \quad (9.29)$$

definiert. Die Elemente der totalen räumlichen Korrelationsmatrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.29) sind durch

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{R}}]_{(k_B-1)K_M+k_M, (n-1)K_M+m} &= \text{E} \left\{ \underline{h}^{(k_M, k_B)*}(t) \underline{h}^{(m, n)*}(t) \right\}, \\ & \quad m, k_M = 1 \dots K_M, \\ & \quad n, k_B = 1 \dots K_B, \end{aligned} \quad (9.30)$$

gegeben. Die Eigenwertzerlegung der Matrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.29) führt auf die nichtnegative Eigenwertmatrix

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1 \dots \lambda_{K_M K_B}) \in \mathbb{R}^{K_M K_B \times K_M K_B} \quad (9.31)$$

und die Eigenvektoren $\underline{\mathbf{u}}^{(\ell)} \in \mathbb{C}^{K_M K_B}$, $\ell = 1 \dots K_M K_B$, die zur Eigenvektormatrix

$$\mathbf{U} = (\underline{\mathbf{u}}^{(1)} \dots \underline{\mathbf{u}}^{(K_M K_B)}) \in \mathbb{C}^{K_M K_B \times K_M K_B} \quad (9.32)$$

zusammengestellt werden. Wie in (9.6), werden die Eigenwerte auf der Diagonalen der Matrix $\mathbf{\Lambda}$ nach (9.31) in absteigender Reihenfolge sortiert, d. h. es gilt

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{K_M K_B}. \quad (9.33)$$

Mit (9.31) und (9.32) kann die räumliche Korrelationsmatrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.29) dargestellt werden als

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \in \mathbb{C}^{K_M K_B \times K_M K_B}. \quad (9.34)$$

Nun kann, ähnlich wie beim MISO-Kanal in (9.10), mit einem Vektor

$$\underline{\mathbf{x}}(t) = (\underline{x}_1(t) \dots \underline{x}_{K_M K_B}(t))^T \in \mathbb{C}^{K_M K_B} \quad (9.35)$$

jede Realisierung von $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.28) als Linearkombination der konjugierten Spalten von \mathbf{U} nach (9.32) durch

$$\underline{\mathbf{h}}_s(t) = \mathbf{U}^* \underline{\mathbf{x}}(t) \quad (9.36)$$

beschrieben werden.

Nun werden, den Überlegungen von Abschnitt 9.4 folgend, eine Anzahl von insgesamt $2B$ Bit zur Verfügung gestellt, um alle $K_M K_B$ Elemente $\underline{x}_\ell(t)$, $\ell = 1 \dots K_M K_B$, des komplexen

Vektors $\mathbf{x}(t)$ nach (9.36) zu quantisieren. Es werden also jeweils B Bit zum Quantisieren des Realteils $\text{Re}\{\mathbf{x}(t)\}$ und des Imaginärteils $\text{Im}\{\mathbf{x}(t)\}$ verwendet. Zum Quantisieren des Real- und Imaginärteils jeder der Komponenten x_ℓ , $\ell = 1 \dots K_M K_B$, wird eine spezifische Anzahl b_ℓ Bit zugewiesen. Die Bitzuteilung b_ℓ , $\ell = 1 \dots K_M K_B$, wird so vorgenommen, daß der mittlere relative Quantisierungsfehler ε_x , vergleiche (9.18), minimiert wird, d. h.

$$\varepsilon_{x,\min} = \frac{1}{\sum_{\ell=1}^{K_M K_B} \lambda_\ell} \min_{b_\ell, \ell \in \{1 \dots K_M K_B\}} \left[\sum_{\ell=1}^{K_M K_B} \lambda_\ell D(b_\ell) \right], \quad (9.37)$$

mit der Nebenbedingung $\sum_{\ell=1}^{K_M K_B} b_\ell = B.$

9.6 Beispiele zum aufwandsgünstigen Rücksignalisieren in korrelierten MIMO-Systemen

Um das in Abschnitt 9.5 zum Anwenden in korrelierten MIMO-Systemen erweiterte Verfahren zum Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation zu untermauern, werden im vorliegenden Abschnitt 9.6 zwei quantitative Beispiele untersucht. Dazu wird ein Kanalmodell verwendet, das ähnlich dem in Unterabschnitt 2.7.3 beschriebenen Kanalmodell ist. Hierbei wird angenommen, daß der Mobilfunkkanal durch Aufspreizung der Abstrahlungsrichtungen am BS-Sender über einen Winkelbereich Ω_B und durch Aufspreizung der Einfallswinkel am MS-Empfänger über einen Winkelbereich Ω_M gekennzeichnet ist, siehe Bild 9.8. Die sender- und empfängerseitigen Korrelationen werden durch die räumlichen

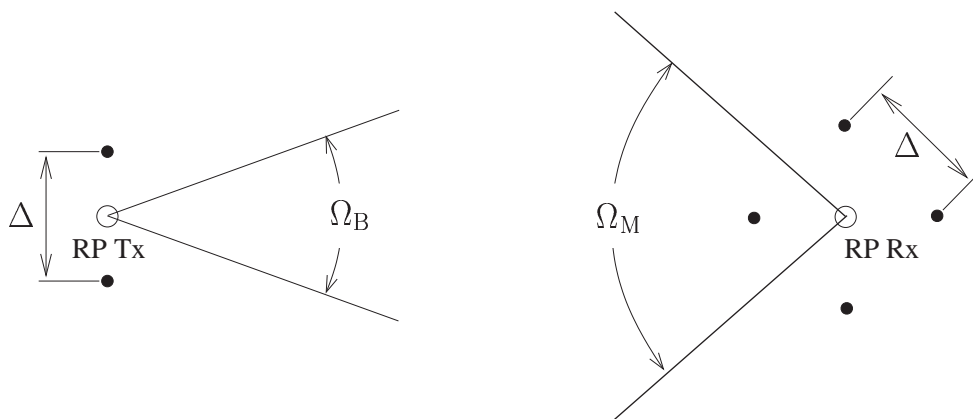


Bild 9.8. Szenario mit $K_B = 2$ Antennenelementen am BS-Sender, $K_M = 4$ Antennenelementen am MS-Empfänger, Spreizung Ω_B der Abstrahlungswinkel am BS-Sender, Spreizung Ω_M der Einfallswinkel am MS-Empfänger; benachbarte Antennenelemente haben den Abstand Δ

Korrelationsmatrizen $\tilde{\mathbf{R}}_B$ bzw. $\tilde{\mathbf{R}}_M$ beschrieben. Mit diesen beiden Matrizen ergibt sich die totale räumliche Korrelationsmatrix $\tilde{\mathbf{R}}$ nach (9.29) zu

$$\tilde{\mathbf{R}} = \tilde{\mathbf{R}}_B \otimes \tilde{\mathbf{R}}_M, \in \mathbb{C}^{K_M K_B \times K_M K_B}, \quad (9.38)$$

wobei \otimes in (9.38) das Kronecker-Produkt [Bla98] ist. In den Beispielen ist die Spreizung Ω_B der Abstrahlungswinkel am BS-Sender gleich 15° , die Spreizung der Einfallswinkel Ω_M am MS-Empfänger nimmt Werte im Bereich $\Omega_M/^\circ \in [1; 360]$ an. Der BS-Sender und der MS-Empfänger sind mit ringförmigen Gruppenantennen, wie sie in Abschnitt 2.8 beschrieben sind, mit K_B bzw. K_M Antennenelementen ausgestattet, siehe Bild 9.8. Der Abstand benachbarter Antennenelemente ist Δ . In den Beispielen hat der MS-Empfänger $K_M = 4$ Antennenelemente. Bei der ringförmigen Gruppenantenne am BS-Sender werden zwei Fälle betrachtet: $K_B = 2$ und $K_B = 4$ Antennenelemente.

Nun wird, wie bei dem Beispiel in Abschnitt 9.4, eine Gesamtzahl von $2B = 16$ Bit zum Quantisieren der $K_M K_B$ Komponenten des Vektors $\underline{\mathbf{x}}(t)$ in (9.36) und der $K_M K_B$ Komponenten des Vektors $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ nach (9.28) verwendet. Hier ist zu erwähnen, daß $\underline{\mathbf{x}}$ nun die Dimension $K_M K_B$ hat, d. h. $\underline{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{K_M K_B}$. Im folgenden sei die Spreizung Ω_B der Abstrahlungswinkel am BS-Sender gleich 15° . Es werden die Abstände Δ gleich $\lambda_0/8$, $\lambda_0/2$ und $2\lambda_0$ benachbarter Antennenelemente betrachtet. In den Tabellen 9.2 und 9.3 sind für $K_B = 2$ bzw. $K_B = 4$ Sendeantennenelemente am BS-Sender die Bitzuteilungen b_ℓ , $\ell = 1 \dots K_M K_B$, aufgeführt, die sich bei solchen Spreizungen Ω_M der Einfallswinkel am MS-Empfänger ergeben, bei denen sich diese Bitzuteilung ändert. In den Bildern 9.9 und 9.10 sind für $K_B = 2$ bzw. $K_B = 4$ Sendeantennenelemente am BS-Sender die mittleren Quantisierungsfehler $\varepsilon_{x,\min}$ nach (9.37) über der Spreizung Ω_M der Einfallswinkel am MS-Empfänger aufgetragen. Zum Vergleich ist für die beiden Fälle $K_B = 2$ und $K_B = 4$ der mittlere relative Quantisierungsfehler $\varepsilon_{h,\min}$, vergleiche (9.21), dargestellt. In allen betrachteten Situationen ist $\varepsilon_{x,\min}$ kleiner als $\varepsilon_{h,\min}$. Bei K_B gleich zwei und vier wird $\varepsilon_{h,\min}$ unabhängig vom Abstand Δ benachbarter Antennenelemente und der Spreizung Ω_M etwa gleich 0,45 bzw. 0,9. Bei derart großen mittleren relativen Quantisierungsfehlern, ist es nicht möglich, aufgrund direkt zurücksignalisierter Vektoren $\underline{\mathbf{h}}_s$ Signalverarbeitung zu betreiben. Wie aus den Tabellen 9.2 und 9.3 hervorgeht, werden beim Signalisieren des Vektors $\underline{\mathbf{x}}$ die $2B$ Bits im wesentlichen den ersten drei Elementen \underline{x}_ℓ , $\ell = 1 \dots 3$, dieses Vektors zugeteilt. Dadurch wird dann ein erheblich kleinerer Signalisierungsfehler erzielt als beim direkten Signalisieren von $\underline{\mathbf{h}}_s$. Nur bei $\Delta = 2\lambda_0$ und $\Omega > 15^\circ$ wird der mittlere relative Quantisierungsfehler $\varepsilon_{x,\min}$ größer als 0,1. Diese Ergebnisse belegen die Leistungsfähigkeit des im vorliegenden Kapitel 9 erarbeiteten Konzepts zum Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation.

Tabelle 9.2. Bitzuteilungen b_ℓ , $\ell = 1 \dots 4$, bei verschiedenen Spreizungen Ω_M der Einfalls-
winkel am MS-Empfänger und verschiedenen Abständen Δ benachbarter Ant-
ennenelemente, $K_B = 2$ Antennenelemente am BS-Sender, $K_M = 4$ Antennen-
elemente am MS-Empfänger, Spreizung $\Omega_B = 15^\circ$ der Abstrahlungsrichtungen
am BS-Sender; $b_\ell = 0 \forall \ell \in \{5 \dots 8\}$

$\Delta = \lambda_0/8$					$\Delta = \lambda_0/2$					$\Delta = 2\lambda_0$				
$\Omega_M/^\circ$	b_1	b_2	b_3	b_4	$\Omega_M/^\circ$	b_1	b_2	b_3	b_4	$\Omega_M/^\circ$	b_1	b_2	b_3	b_4
1	7	1	0	0	1	6	2	0	0	1	4	3	1	0
67	6	1	1	0	46	5	2	1	0	58	4	2	2	0
118	6	2	0	0	128	4	3	1	0	66	3	2	2	1
196	5	3	0	0	261	4	4	0	0	294	3	3	1	1
					293	4	3	1	0	345	3	2	2	1

Tabelle 9.3. Bitzuteilungen b_ℓ , $\ell = 1 \dots 6$, bei verschiedenen Spreizungen Ω_M der Einfalls-
winkel am MS-Empfänger und verschiedenen Abständen Δ benachbarter Ant-
ennenelemente, $K_B = 4$ Antennenelemente am BS-Sender, $K_M = 4$ Antennen-
elemente am MS-Empfänger, Spreizung $\Omega_B = 15^\circ$ der Abstrahlungsrichtungen
am BS-Sender; $b_\ell = 0 \forall \ell \in \{7 \dots 16\}$

$\Delta = \lambda_0/8$							$\Delta = 2\lambda_0$						
$\Omega_M/^\circ$	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	$\Omega_M/^\circ$	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6
1	7	1	0	0	0	0	1	4	3	1	0	0	0
10	6	1	1	0	0	0	8	4	2	2	0	0	0
30	6	2	0	0	0	0	10	3	2	2	1	0	0
73	5	3	0	0	0	0	22	3	2	1	1	1	0
109	5	2	1	0	0	0	32	2	2	2	1	1	0
167	4	3	1	0	0	0	70	2	2	1	1	1	1
202	4	2	2	0	0	0	86	2	2	2	1	1	0
							118	2	2	1	1	1	1
							131	2	2	2	1	1	0
							138	2	2	1	1	1	1
							177	2	2	2	1	1	0
							240	2	2	1	1	1	1
							247	2	2	2	1	1	0

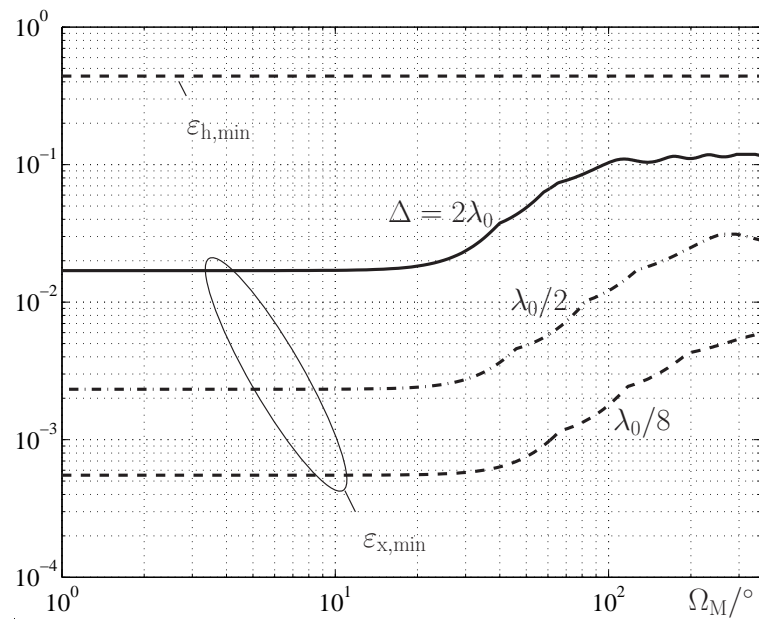


Bild 9.9. Mittlerer relativer Quantisierungsfehler ε_{\min} über der Spreizung Ω_M der Einfallswinkel am MS-Empfänger für die Abstände $\Delta = \lambda_0/8, \lambda_0/2, 2\lambda_0$ benachbarter Antennenelemente. $K_M = 4$ Antennenelemente am MS-Empfänger, $K_B = 2$ Antennenelemente und Spreizung $\Omega_B = 15^\circ$ der Abstrahlungswinkel am BS-Sender

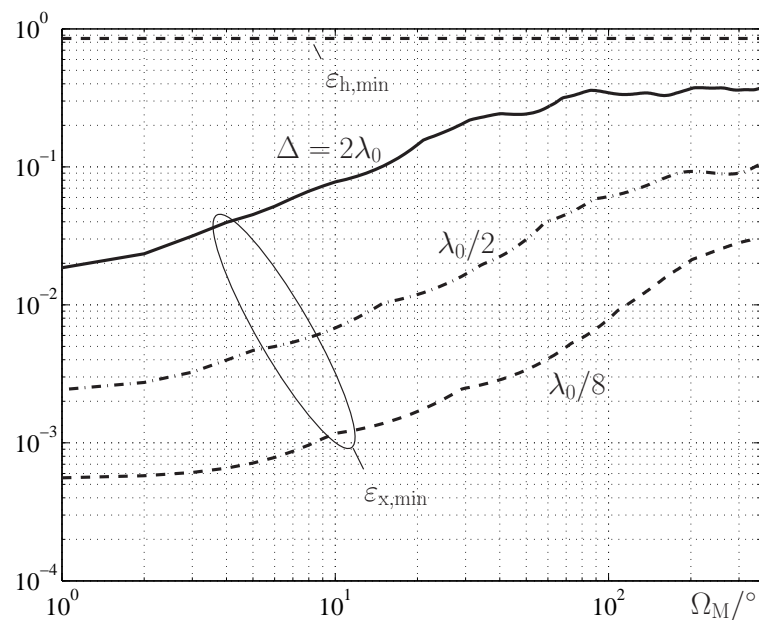


Bild 9.10. Mittlerer relativer Quantisierungsfehler ε_{\min} über der Spreizung Ω_M der Einfallswinkel am MS-Empfänger für die Abstände $\Delta = \lambda_0/8, \lambda_0/2, 2\lambda_0$ benachbarter Antennenelemente. $K_M = 4$ Antennenelemente am MS-Empfänger, $K_B = 4$ Antennenelemente und Spreizung $\Omega_B = 15^\circ$ der Abstrahlungswinkel am BS-Sender

9.7 Effizientes Bestimmen optimaler Bitzuteilungen

Sollen B Bits unter M zu quantisierenden Größen aufgeteilt werden, so gibt es grundsätzlich

$$N = \binom{B + M - 1}{B} = \frac{(B + M - 1)!}{B!(M - 1)!} \quad (9.39)$$

verschiedene Aufteilungen [BS91]. Sind wie bei dem zweiten Beispiel in Abschnitt 9.6 $B = 8$ Bit auf $M = 16$ Komponenten aufzuteilen, so ist die Anzahl an möglichen Kombinationen $N = 490314$. In diesem Fall ist das Ermitteln der optimale Kombination durch erschöpfendes Suchen, d. h. Ausprobieren aller N möglichen Kombinationen, mit einem erheblichen Rechenaufwand verbunden. Daher wird im vorliegenden Abschnitt 9.7 ein vom Autor entwickelter Algorithmus vorgestellt, der es ermöglicht optimale Bitzuteilungen aufwandsgünstig zu ermitteln.

Nun sei L die Anzahl der Eigenwerte λ_ℓ in (9.33), die größer als null sind:

$$L = \max \{ \ell = 1 \dots M \mid \lambda_\ell > 0 \}. \quad (9.40)$$

Es gilt nun die B Bit im Sinne von (9.37) optimal auf diese L Größen aufzuteilen. Die Optimierungsaufgabe dazu lautet

$$\min \left[\sum_{\ell=1}^L \lambda_\ell D(b_\ell) \right] \quad \text{mit den Nebenbedingungen} \quad \sum_{\ell=1}^L b_\ell = B \quad \text{und} \\ b_\ell \in \mathbb{N}_{0+}, \ell = 1 \dots L. \quad (9.41)$$

Läßt man zunächst die zweite Nebenbedingung, nämlich $b_\ell \in \mathbb{N}_{0+}$ außer acht, so ergibt sich für das Optimierungsproblem (9.41) nach Substituieren der nicht-negativen, ganzzahligen Bits $b_\ell \in \mathbb{N}_{0+}$, $\ell = 1 \dots L$, durch die reellwertigen Größen $\beta_\ell \in \mathbb{R}$, $\ell = 1 \dots L$, die Lagrange-Gleichung [Hay96]

$$\mathcal{L} = \sum_{\ell=1}^L \lambda_\ell D(\beta_\ell) + \xi \left(B - \sum_{\ell=1}^L \beta_\ell \right), \quad (9.42)$$

wobei $\xi \in \mathbb{R}$ als Lagrange-Multiplizierer bezeichnet wird. Die notwendige Bedingung für ein Minimum von (9.41) unter Vernachlässigen der zweiten Nebenbedingung ist mit (9.42)

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \beta_\ell} = \lambda_\ell \frac{dD(\beta_\ell)}{d\beta_\ell} - \mu \stackrel{!}{=} 0 \quad \forall \ell \in \{1 \dots L\}. \quad (9.43)$$

Um die Ableitung in (9.43) vornehmen zu können, wird die Verzerrung $D(b)$ im Bereich $b \in \{1 \dots 8\}$ durch die Exponentialfunktion

$$\hat{D}(b) = \exp[\zeta_1 b + \zeta_2] \quad \text{mit} \quad \zeta_1 = -1,2433 \\ \text{und} \quad \zeta_2 = 0,2796 \quad (9.44)$$

approximiert. Die tatsächliche und die approximierte logarithmierte Verzerrung $\ln[D(b)]$ bzw. $\ln[\widehat{D}(b)]$ sind für $b = 1 \dots 8$ Bit in Tabelle 9.4 angegeben und in Bild (9.11) graphisch dargestellt. Nach Substituieren von $D(b)$ in (9.43) durch $\widehat{D}(b)$ nach (9.44) ergibt sich

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \beta_\ell} = \lambda_\ell \zeta_1 \exp[\zeta_1 \beta_\ell + \zeta_2] - \xi \stackrel{!}{=} 0 \quad \forall \ell \in \{1 \dots L\}. \quad (9.45)$$

Umformen von (9.45) führt auf die Werte

$$\beta_\ell = -\zeta_1^{-1} (\ln[\lambda_\ell \zeta_1 / \xi] + \zeta_2), \quad \ell \in \{1 \dots L\}. \quad (9.46)$$

Die Summe aller β_ℓ wird mit (9.46)

$$\sum_{\ell=1}^L \beta_\ell = -\zeta_1^{-1} \ln \left[(\zeta_1 / \xi)^L \prod_{\ell=1}^L \lambda_\ell \right] - L \zeta_2 / \zeta_1 \stackrel{!}{=} B. \quad (9.47)$$

Aus (9.47) folgt für den Lagrange-Multiplizierer ξ der Wert

$$\xi = \exp [B \zeta_1 / L + \zeta_2] \zeta_1 \prod_{\ell=1}^L \sqrt[L]{\lambda_\ell} \quad (9.48)$$

Durch Einsetzen von ξ nach (9.48) in (9.46) ergeben sich die Werte

$$\beta_\ell = +BL^{-1} + (\zeta_1 L)^{-1} \sum_{\nu=1}^L \ln [\lambda_\nu] - \zeta_1^{-1} \ln [\lambda_\ell], \quad \ell \in \{1 \dots L\}. \quad (9.49)$$

Die β_ℓ , $\ell = 1 \dots L$, nach (9.49) nehmen allgemein reelle Werte an, was nicht weiter verwunderlich ist, da die zweite Nebenbedingung aus (9.41) vernachlässigt wird. Weil die Eigenwerte λ_ℓ , $\ell = 1 \dots L$, gemäß (9.33) der Größe nach in absteigender Reihenfolge sortiert sind, gilt allerdings

$$\beta_1 \geq \beta_2 \geq \dots \geq \beta_L. \quad (9.50)$$

Es erscheint plausibel, solchen Komponenten ℓ keine Bits zuzuweisen, für die $\beta_\ell \leq 0$ ist. Mit den Werten β_ℓ , $\ell = 1 \dots L$, nach (9.49) ergibt sich die reduzierte Anzahl L' der beim Quantisieren zu Berücksichtigenden Komponenten zu

$$L' = \max \{ \ell = 1 \dots L \mid \beta_\ell > 0 \}. \quad (9.51)$$

Tabelle 9.4. Tatsächliche und approximierte logarithmierte Verzerrung $\ln[D(b)]$ bzw. $\ln[\widehat{D}(b)]$ für die Bitzahlen $b = 1 \dots 8$ Bit

b	$\ln[D(b)]$	$\ln[\widehat{D}(b)]$	b	$\ln[D(b)]$	$\ln[\widehat{D}(b)]$
1	-1.0123	-0.9636	5	-5.9896	-5.9367
2	-9.3001	-2.2069	6	-7.3340	-7.1800
3	-3.3654	-3.4502	7	-8.5806	-8.4232
4	-4.6563	-4.6934	8	-9.4408	-9.6665

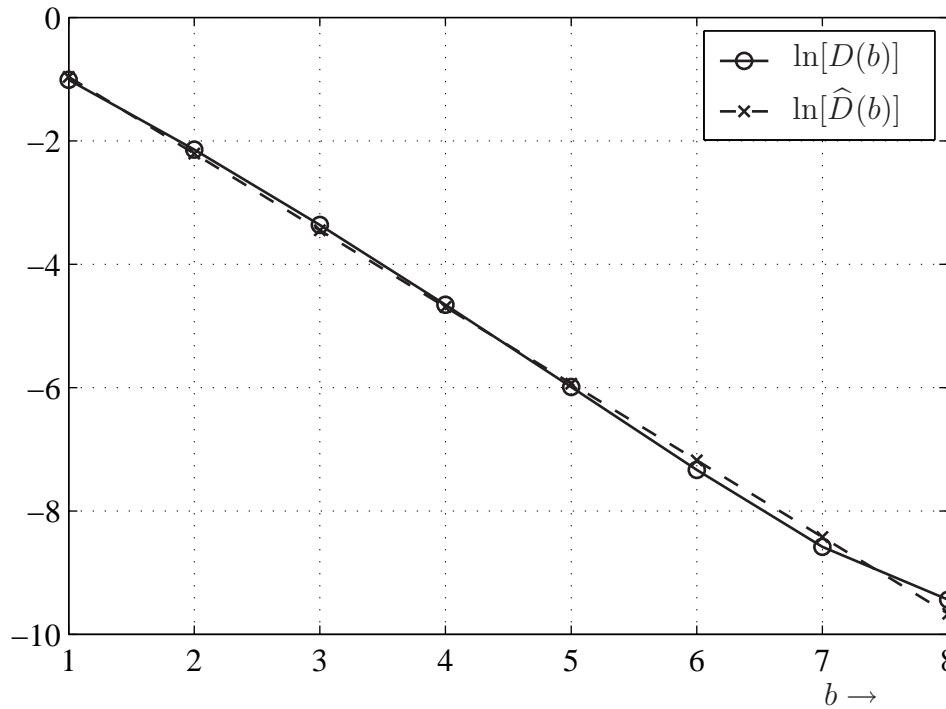


Bild 9.11. Natürlicher Logarithmus der tatsächlichen Verzerrung $D(b)$ und der approxiierten Verzerrung $\hat{D}(b)$ aufgetragen über der Anzahl b Bit

Nun wird L in (9.49) durch L' nach (9.51) substituiert. Die Schritte (9.49) und (9.51) werden solange wiederholt, bis β_L größer als null ist. Durch Abrunden der Werte β_ℓ gemäß

$$y_\ell = \lfloor \beta_\ell \rfloor, \quad \ell = 1 \dots L. \quad (9.52)$$

werden gültige Bitzahlen gewonnen. Nach dem Ermitteln der Bitzahlen y_ℓ nach (9.52) bleiben

$$b_{\text{rest}} = \sum_{\ell=1}^L (\beta_\ell - y_\ell) \quad (9.53)$$

Bit übrig, wobei stets $b_{\text{rest}} < L$ gilt. Die b_{rest} Bits sind nun so auf die L Komponenten zu verteilen, daß (9.41) minimiert wird. Hierbei ist zu bemerken, daß einer Komponente ℓ , $\ell = 1 \dots L$, maximal eines der b_{rest} verbleibenden Bits zugesprochen wird, d. h. einer Komponente können die Bitanzahlen

$$b_\ell = y_\ell + \delta_{b,\ell} \quad \text{mit} \quad \delta_{b,\ell} \in \{0; 1\} \quad (9.54)$$

zugewiesen werden. Die möglichen Bitzuweisungen werden durch die Menge

$$\mathbb{B} = \left\{ (y_1 + \delta_{b,1}, \dots, y_L + \delta_{b,L}) \mid \delta_{b,\ell} \in \{0; 1\}, \ell = 1 \dots L \wedge \sum_{\ell=1}^L \delta_{b,\ell} = b_{\text{rest}} \right\} \quad (9.55)$$

erfaßt. Die Kardinalität der Menge \mathbb{B} ist

$$\|\mathbb{B}\| = \binom{L}{b_{\text{rest}}} = \frac{L!}{b_{\text{rest}}!(L - b_{\text{rest}})!}. \quad (9.56)$$

Tabelle 9.5.

Algorithmus V — „Bitzuteilungsalgorithmus“: Finden einer optimalen Bitzuteilung zum Minimierungsproblem (9.41). Gegeben sind die Eigenwerte $\lambda_\ell \in \mathbb{R}_{0+}$, $\ell = 1 \dots M$, und eine Anzahl $B \in \mathbb{N}_{0+}$ zu verteilender Bits

$L \leftarrow M$
$\beta_\ell = BL^{-1} + (\zeta_1 L)^{-1} \sum_{\nu=1}^L \ln [\lambda_\nu] - \zeta_1^{-1} \ln [\lambda_\ell], \ell = 1 \dots L$
wiederhole solange $\beta_L \leq 0$
$L \leftarrow \left\ \left\{ \ell \in \{1 \dots L\} \mid \beta_\ell > 0 \right\} \right\ $
$\beta_\ell = BL^{-1} + (\zeta_1 L)^{-1} \sum_{\nu=1}^L \ln [\lambda_\nu] - \zeta_1^{-1} \ln [\lambda_\ell], \ell = 1 \dots L$
$y_\ell := \lfloor \beta_\ell \rfloor, \ell = 1 \dots L$
$b_{\text{rest}} = \sum_{\ell=1}^L (\beta_\ell - y_\ell)$
$\mathbb{B} = \left\{ (y_1 + \delta_{b,1}, \dots, y_L + \delta_{b,L}) \mid \delta_{b,\ell} \in \{0; 1\}, \ell = 1 \dots L \wedge \sum_{\ell=1}^L \delta_{b,\ell} = b_{\text{rest}} \right\}$
$(b_{\min,1} \dots b_{\min,L}) = \arg \min_{(b_1 \dots b_L) \in \mathbb{B}} \left[\sum_{\ell=1}^L \lambda_\ell \widehat{D}(b_\ell) \right]$
$b_{\min,\ell} = 0, \quad \ell = L + 1 \dots M$

Blieben beispielsweise $b_{\text{rest}} = 4$ Bit übrig, die auf $L = 8$ Komponenten zu verteilen sind, so bleiben $\|\mathbb{B}\|$ gleich 70 Kombinationen auszuprobieren, was mit einem erträglichen Rechenaufwand verbunden ist. Durch Ausprobieren wird die Bitzuteilung

$$(b_{\min,1} \dots b_{\min,L}) = \arg \min_{(b_1 \dots b_L) \in \mathbb{B}} \left[\sum_{\ell=1}^L \lambda_\ell \widehat{D}(b_\ell) \right] \quad (9.57)$$

ermittelt. Den restlichen $M - L$ Komponenten werden keine Bits zugewiesen, d. h. $b_{\min,\ell} = 0$, $\ell = L + 1 \dots M$. Der Algorithmus zum Ermitteln der optimalen Bitzuteilung gemäß (9.41) ist in Tabelle 9.5 in Form eines Struktogramms [NS73] angegeben.

Kapitel 10

Zusammenfassung

10.1 Deutsch

In Anbetracht der ständig steigenden Nachfrage nach Mobilkommunikation einerseits und der nur begrenzt zur Verfügung stehenden Ressource Frequenzspektrum andererseits müssen Mobilfunksysteme der dritten Generation (3G) eine hohe Frequenzökonomie haben. Dies trifft insbesondere auf die Abwärtsstrecken dieser Systeme zu, in denen auch paketerorientierte Dienste mit hohen Datenraten angeboten werden sollen. Seitens der Basisstationen kann die spektrale Effizienz der Abwärtsstrecke durch das Verwenden mehrelementiger adaptiver Sendeantennen erhöht werden. Hierzu sind leistungsfähige Signalverarbeitungskonzepte erforderlich, die die effektive Kombination der adaptiven Antennen mit der eingesetzten Sendeleistungsregelung ermöglichen. Die wichtigsten Aspekte beim Entwerfen von Signalverarbeitungskonzepten für adaptive Sendeantennen sind das Gewährleisten mobilstationspezifischer Mindestdatenraten sowie das Reduzieren der aufzuwendenden Sendeleistungen. Die vorliegende Arbeit trägt dazu bei, den Einsatz mehrantennenelementiger adaptiver Sendeantennen in Mobilfunksystemen der dritten Generation voranzutreiben. Existierende Konzepte werden dargestellt, vereinheitlicht, analysiert und durch eigene Ansätze des Autors erweitert. Signalverarbeitungskonzepte für adaptive Antennen benötigen als Wissensbasis zumindest einen gewissen Grad an Kenntnis über die Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke. Beim für den FDD-Modus angedachten 3G-Teilstandard WCDMA ergibt sich das Problem, daß wegen des Frequenzversatzes zwischen der Auf- und der Abwärtsstrecke die Ergebnisse der Kanalschätzung in der Aufwärtsstrecke nicht direkt zum Einstellen der adaptiven Sendeantennen verwendet werden können. Eine Möglichkeit, in FDD-Systemen an den BSen ein gewisses Maß an Kenntnis über die räumlichen Eigenschaften der Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke verfügbar zu machen, besteht im Ausnutzen der an den BSen ermittelbaren räumlichen Korrelationsmatrizen der Mobilfunkkanäle der Aufwärtsstrecke. Diese Vorgehensweise ist nur dann sinnvoll, wenn die relevanten Einfallrichtungen der Aufwärtsstrecke mit den relevanten Abstrahlungsrichtungen der Abwärtsstrecke übereinstimmen. Für diesen Fall wird in der vorliegenden Arbeit ein aufwandsgünstiges Verfahren zum Anpassen der adaptiven Sendeantennen erarbeitet, das nicht auf komplexen Richtungsschätzalgorithmen beruht. Eine verlässlichere Methode, an den BSen ein gewisses Maß an Kenntnis über die räumlichen Eigenschaften der Mobilfunkkanäle der Abwärtsstrecke verfügbar zu machen, ist das Signalisieren von Kanalzustandsinformation, die an den MSen gewonnen wird, über einen Rückkanal an die versorgende BS. Da dieses Rücksignalisieren zeitkritisch ist und die

Übertragungskapazität des Rückkanals begrenzt ist, wird in der vorliegenden Arbeit ein aufwandsgünstiges Verfahren zum Vorverarbeiten und Rücksignalisieren von Kanalzustandsinformation erarbeitet.

10.2 English

Concerning the increasing demand on mobile communications on the one hand and the limitation of the radio frequency spectrum on the other hand, third generation (3G) mobile radio systems must have a high spectral capacity. This is especially true for the downlinks of these systems, where packet oriented high data rate services shall be provided. On the part of the transmitting base stations, the spectral efficiency of the downlink may be increased by the use of adaptive multi-element transmit antennas. Therefore, powerful signal processing concepts are required, which enable the effective combination of the adaptive multi-element antennas with the applied transmit power control. The main aspects when designing signal processing concepts for adaptive multi-element transmit antennas are the provision of user specific data rates and the reduction of the necessary transmit powers. The present thesis contributes to press ahead with the application of adaptive multi-element transmit antennas in third generation mobile radio systems. Existing concepts are described, standardized, analyzed, and enhanced by original contributions of the author. As knowledge base for the operation of signal processing concepts for adaptive transmit antennas at least a certain level of downlink channel knowledge is necessary. The 3G partial standard WCDMA designated for the Frequency Division Duplexing (FDD) radio frequency bands suffers from the inherent disadvantage that, due to the frequency gap between up- and downlink, the results of the uplink channel estimation cannot be directly used as the channel information required for adjusting the multi-element transmit antennas. In the FDD case, an approach to obtain knowledge about the spatial properties of the DL channels at the BS consists in exploiting the spatial properties of the UL channels. This approach is based on the assumption that the directional properties of the uplink channels and the corresponding downlink channels are equal. For the case that this assumption holds, in the present thesis a low-cost technique to adjust the adaptive transmit antennas based on UL channel estimates is developed, which does not rely on expensive direction of arrival (DOA) estimation techniques. A more reliable way to obtain information about the spatial downlink channels at the base station is via feedback from the mobile stations. Due to the fact that this signaling is time critical and the transmission capacity of the feedback channel is limited, an efficient scheme to preprocess and feeding back channel state information is being developed and tested in the present thesis.

Anhang A

Häufig verwendete Abkürzungen, Formelzeichen und mathematische Schreibweisen

A.1 Abkürzungen

AE	<u>A</u> ntennenelement
ARIB	<u>A</u> ssociation of <u>R</u> adio <u>I</u> ndustries and <u>B</u> usinesses
BS	<u>B</u> asisstation
CDMA	<u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
ETSI	<u>E</u> uropean <u>T</u> elecommunications <u>S</u> tandardization <u>I</u> nstitute
FDD	<u>F</u> requency <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
LR	<u>L</u> eistungsregelung
ITU	<u>I</u> nternational <u>T</u> elecommunications <u>U</u> nion
MS	<u>M</u> obilstation
OHG	<u>O</u> perator <u>H</u> armonization <u>G</u> roup
RL	<u>R</u> eferenzlinie
RP	<u>R</u> eferenzpunkt
SF	<u>S</u> trahlformung
SMG	<u>S</u> pecial <u>M</u> obile <u>G</u> roup
SP	<u>S</u> treupunkt
TD-CDMA	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision - <u>C</u> DMA
TDD	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision <u>D</u> uplex
TD-SCDMA	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision - <u>S</u> ynchronized <u>C</u> DMA
UMTS	<u>U</u> niversal <u>M</u> obile <u>T</u> elephone <u>S</u> ystem
UTRA	<u>U</u> MTS <u>T</u> errestrial <u>R</u> adio <u>A</u> ccess
WCDMA	<u>W</u> ideband <u>C</u> DMA
3GPP	<u>3</u> rd <u>G</u> eneration <u>P</u> artnership <u>P</u> roject

A.2 Formelzeichen

$a_{k_a}(\phi)$	Steuerfaktor für Antennenelement k_a und den Azimutwinkel ϕ , siehe (2.16)
$\mathbf{a}(\phi)$	Steuervektor für den Azimutwinkel ϕ , siehe (2.17)
$\mathbf{A}^{(k)}$	MS-spezifische Abwärtsstrecken-Steuermatrix, siehe (2.37)

\mathbf{A}	Omnidirektionale Steuermatrix der Abwärtsstrecke, siehe (5.14)
$\underline{a}_{U,k_a}(\phi)$	Aufwärtsstrecken-Steuerfaktor für Antennenelement k_a und den Einfallswinkel ϕ , siehe (2.60)
$\underline{\mathbf{a}}_U(\phi)$	Aufwärtsstrecken-Steuervektor für den Einfallswinkel ϕ , siehe (2.61)
$\underline{\mathbf{A}}_U^{(k)}$	MS-spezifische Aufwärtsstrecken-Steuermatrix, siehe (2.62)
$\underline{\mathbf{A}}_U$	Omnidirektionale Steuermatrix der Aufwärtsstrecke, siehe (5.15)
$A(\mathbf{r})$	Amplitudenbetrag einer von RP ausgesandten Welle am Punkt mit dem Ortsvektor \mathbf{r} , siehe (2.18)
$A_{k_a}(\mathbf{r})$	Amplitudenbetrag einer vom Antennenelement k_a abgestrahlten Welle am Punkt mit dem Ortsvektor \mathbf{r} , siehe (2.19)
\underline{b}_{RP}	komplexe Amplitude an der Empfangsantenne einer MS, die auf eine von der omnidirektionale Sendeantenne am RP ausgesandte Welle zurückgeht, siehe (2.21)
\underline{b}_{k_a}	komplexe Amplitude an der Empfangsantenne der MS, die auf eine von Antennenelement k_a ausgesandte Welle zurückgeht, siehe (2.22)
B	Anzahl der Bits, die insgesamt zum Quantisieren verwendet werden
$C^{(k)}$	MS-spezifische Nutzleistung
\mathbf{c}	Nutzleistungsvektor, siehe (3.44)
$C_{\text{rel}}^{(k)}$	relative MS-spezifische Nutzleistung, siehe (6.8)
\mathbf{c}_{rel}	relativer Nutzleistungsvektor, siehe (6.10)
$\overline{C}^{(k)}$	über die Symboldauer gemittelte MS-spezifische Nutzleistung, siehe (3.32)
$C_U^{(k)}$	MS-spezifische Aufwärtsstrecken-Nutzleistung
\mathbf{c}_U	Aufwärtsstrecken-Nutzleistungsvektor, siehe (3.127)
$\tilde{C}^{(k)}$	über den schnellen Schwund gemittelte MS-spezifische Nutzleistung, siehe (4.1)
$\tilde{\mathbf{c}}$	über den schnellen Schwund gemittelter Nutzleistungsvektor, siehe (4.8)
$\underline{d}^{(k)}$	MS-spezifisches Datensymbol, siehe (3.25)
d_R	Rangdefizit einer Matrix
$\underline{\mathbf{e}}^{(k,k')}$	Signalvektor, der sich aufgrund des für die MS k' gesendeten Signals am Eingang der MS k ergibt, siehe (3.7)
$\underline{\mathbf{e}}^{(k)}$	der am Eingang des MS-Empfängers k insgesamt eintreffende Signalvektor, siehe (3.8)
$\underline{\mathbf{e}}_C^{(k)}$	Nutzsignal am Eingang des MS-Empfängers k .
$\underline{\mathbf{e}}_I^{(k)}$	Interferenzsignal am Eingang des MS-Empfängers k , siehe (3.10)
$\tilde{g}^{(k)}$	mittlerer MS-spezifischer Funkfeldgewinn, siehe (2.47)
$g^{(k,k')}$	momentaner modifizierter Funkfeldgewinn, siehe (3.21)
\mathbf{G}	momentane Koppelgewinnmatrix, siehe (3.38)
$\tilde{g}^{(k,k')}$	über den schnellen Schwund gemittelter modifizierter Funkfeldgewinn, siehe (4.4)

$\tilde{\mathbf{G}}$	über den schnellen Schwund gemittelte Koppelgewinnmatrix, siehe (4.6)
$\tilde{g}_{\text{U}}^{(k,k')}$	über den schnellen Schwund gemittelter modifizierter Funkfeldgewinn der Aufwärtsstrecke, siehe (5.3)
$\tilde{\mathbf{G}}_{\text{U}}$	Koppelgewinnmatrix der Aufwärtsstrecke, siehe (5.4)
\mathbf{G}_{du}	duale Koppelgewinnmatrix, siehe (8.17)
$g_{\text{U}}(\phi)$	Richtcharakteristik bei der Aufwärtsstrecken-Trägerwellenlänge $\lambda_{\text{U},0}$, siehe (5.10)
$g(\phi)$	Richtcharakteristik bei der Abwärtsstrecken-Trägerwellenlänge λ_0
$\underline{h}_{\text{d},w}^{(k,k_{\text{d}})}$	Koeffizient der MS- und richtungsspezifischen direktionalen Kanalimpulsantwort, siehe (2.25)
$\underline{\mathbf{h}}_{\text{d}}^{(k,k_{\text{d}})}$	MS- und richtungsspezifischer direktionaler Kanalimpulsantwortvektor nach (2.26)
$\underline{\mathbf{H}}_{\text{d}}^{(k)}$	MS-spezifische direktionale Kanalmatrix nach (2.27)
$\underline{h}_{w}^{(k,k_{\text{a}})}$	verzögerungs-, MS- und antennenelementspezifischer Kanalkoeffizient nach (2.29)
$\underline{\mathbf{h}}^{(k,k_{\text{a}})}$	MS- und antennenelementspezifischer Kanalimpulsantwortvektor nach (2.30)
$\underline{\mathbf{h}}_{\text{s}}^{(k,w)}$	verzögerungs- und MS-spezifischer räumlicher Kanalimpulsantwortvektor nach (2.33)
$\underline{\mathbf{H}}_{\text{s}}^{(k)}$	MS-spezifische räumliche Kanalmatrix nach (2.34)
$\underline{h}_{\text{d},\text{U},w}^{(k,k_{\text{d}})}$	MS- und richtungsspezifische Kanalimpulsantwortkoeffizient der Aufwärtsstrecke
$\underline{\mathbf{H}}_{\text{d},\text{U}}^{(k)}$	MS-spezifische direktionale Kanalmatrix der Aufwärtsstrecke, siehe (2.59)
$\underline{\mathbf{h}}_{\text{d},\text{U}}^{(k,k_{\text{d}})}$	MS- und richtungsspezifische direktionale Kanalimpulsantwort der Aufwärtsstrecke, siehe (2.58)
$\underline{\mathbf{h}}_{\text{s}}(t)$	räumliche Kanalimpulsantwort, siehe (9.2)
$\underline{\mathbf{H}}_{\text{s},\text{U}}^{(k)}$	MS-spezifische räumliche Aufwärtsstrecken-Kanalmatrix, siehe (2.63)
$\underline{\mathbf{h}}_{\text{du}}^{(k,k_{\text{a}})}$	MS- und antennenelementspezifische Kanalimpulsantwort der dualen Aufwärtsstrecke, siehe (8.21)
$I^{(k)}$	MS-spezifische Interferenzleistung
$I^{(k,k')}$	Anteil an Interferenzleistung bei MS k , der auf die für eine MS k' , $k' \neq k$, gesendeten Signale zurückgeht, siehe (3.18)
$\bar{I}^{(k)}$	über die Symboldauer gemittelte MS-spezifische Interferenzleistung nach (3.33)
$\bar{I}^{(k)}$	Erwartungswert der über die Symboldauer gemittelten MS-spezifischen Interferenzleistung, siehe (3.35)
\mathbf{i}	Interferenzleistungsvektor nach (3.46)
$I_{\text{T}}^{(k)}$	gesamte auf die für eine MS k gesendeten Signale zurückgehende mittlere Interferenzleistung, siehe (3.58)

I_{omni}	über den gesamten Azimut abgestrahlte Leistung, siehe (3.96)
$I_{\text{U}}^{(k)}$	MS-spezifische Aufwärtsstrecken-Interferenzleistung, siehe (3.129)
\mathbf{i}_{U}	Aufwärtsstrecken-Interferenzleistungsvektor, siehe (3.130)
$\tilde{I}^{(k)}$	über den schnellen Schwund gemittelte MS-spezifische Interferenzleistung, siehe (4.2)
$\tilde{\mathbf{i}}$	über den schnellen Schwund gemittelter Interferenzleistungsvektor, siehe (4.10)
$\tilde{I}_{\text{T}}^{(k)}$	gesamte auf die für eine MS k gesendeten Signale zurückgehende, über den schnellen Schwund gemittelte Interferenzleistung, siehe (4.17)
$I_{\text{rel}}^{(k)}$	relative Interferenzleistung, siehe (6.9)
\mathbf{i}_{rel}	relativer Interferenzleistungsvektor siehe (6.11)
$I_{\text{T,mod}}^{(k)}$	modifizierte MS-spezifische Pseudo-Interferenz, siehe (7.39)
\mathcal{I}	totale Kanalzustandsinformation, siehe (9.1)
\mathcal{I}_{L}	langsam zeitveränderliche Kanalzustandsinformation, siehe (9.1)
\mathcal{I}_{S}	schnell zeitveränderliche Kanalzustandsinformation, siehe (9.1)
K	Anzahl der von einer BS in einem Teilnehmerfrequenzband unter Verwendung von CDMA zeitgleich versorgten MSen
K_{a}	Anzahl der Antennenelemente einer adaptiven Gruppenantenne
K_{d}	Anzahl relevanter Abstrahlungsrichtungen
$l_{k_{\text{a}}}$	Abstand zwischen RP und Antennenelement k_{a}
$\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$	Musterwert eines komplexen Gaußprozesses der Erwartung μ und der Varianz σ^2 ,
\mathbf{n}	Rauschleistungsvektor, siehe (6.3)
\mathbf{N}	Rauschleistungsmatrix, siehe (6.4)
P_{out}	Ausfallrate
\mathbf{p}	erweiterter Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor, siehe (8.28)
\mathbf{q}	erweiterter Abwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor, siehe (7.28)
\mathbf{R}_{omni}	omnidirektionale Korrelationsmatrix nach (3.98)
$\mathbf{R}^{(k)}$	momentane MS-spezifische räumliche Gramsche Matrix, siehe (2.48)
$\tilde{\mathbf{R}}^{(k)}$	MS-spezifische räumliche Korrelationsmatrix, siehe (2.51)
$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{d}}^{(k)}$	MS-spezifische direktionale Korrelationsmatrix, siehe (2.53)
$\mathbf{R}_{\text{U}}^{(k)}$	MS-spezifische räumliche Gramsche Matrix der Aufwärtsstrecke, siehe (2.64)
$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{U}}^{(k)}$	MS-spezifische räumliche Korrelationsmatrix der Aufwärtsstrecke, siehe (2.65)
$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{d,U}}^{(k)}$	MS-spezifische direktionale Korrelationsmatrix der Aufwärtsstrecke, siehe (2.67)
\mathbf{r}	Ortsvektor, siehe (2.9)

$\mathbf{r}^{(k_a)}$	Ortsvektor des Antennenelements k_a , siehe (2.8)
$\underline{s}^{(k)}$	MS-spezifisches CDMA-Chip, siehe (3.6)
$\underline{s}_q^{(k)}$	q -tes Element eines MS-spezifischen CDMA-Codes $\underline{s}^{(k)}$, siehe (3.27)
$\underline{\mathbf{s}}^{(k)}$	MS-spezifischer CDMA-Code, siehe (3.27)
$\underline{\mathbf{S}}^{(k)}$	MS-spezifische CDMA-Codematrix, siehe (3.29)
$T^{(k)}$	MS-spezifische Sendeleistung, siehe (1.1)
T_Σ	Summensendeleistung, siehe (1.5)
$T_{\text{rel}}^{(k)}$	relative MS-spezifische Sendeleistung, siehe (1.6)
\mathbf{t}	Sendeleistungsvektor, siehe (3.40)
\mathbf{t}_{rel}	relativer Sendeleistungsvektor, siehe (3.41)
$T_U^{(k)}$	MS-spezifische Sendeleistung der Aufwärtsstrecke
\mathbf{t}_U	Aufwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor, siehe (3.125)
$T_{U,\text{opt}}^{(k)}$	optimale MS-spezifische Aufwärtsstrecken-Sendeleistung
\mathbf{t}_{opt}	optimaler Abwärtsstrecken-Sendeleistungsvektor, siehe (8.46)
$T_{\Sigma,U}$	Summensendeleistung der Aufwärtsstrecke, siehe (8.11)
$T_{\Sigma,\text{fix}}$	fest vorgegebene Summensendeleistung, siehe (8.38)
\mathbf{V}	momentane Nutzgewinnmatrix, siehe (3.39)
$\tilde{\mathbf{V}}$	über den schnellen Schwund gemittelte Nutzgewinnmatrix, siehe (4.7)
$\tilde{\mathbf{V}}_U$	über den schnellen Schwund gemittelte Nutzgewinnmatrix der Aufwärtsstrecke, siehe (5.5)
\mathbf{V}_{du}	duale Nutzgewinnmatrix, siehe (8.18)
$w_{k_a}^{(k)}$	MS- und antennenelementspezifisches Antennengewicht
$\underline{\mathbf{w}}^{(k)}$	MS-spezifischer Gewichtsvektor, siehe (1.2)
$\underline{\mathbf{w}}_{\text{opt}}^{(k)}$	optimaler MS-spezifischer Gewichtsvektor, siehe (8.45)
w	diskrete Verzögerung
W	diskrete Kanallänge
$\underline{\mathbf{x}}(t)$	Vektor, mit dem die räumliche Kanalimpulsantwort $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ durch die diskrete Karhunen-Loève Transformation dargestellt wird, siehe (9.9)
α_{k_a}	von RL und der Verbindungslinie zwischen RP und der Position des Antennenelements k_a eingeschlossener Winkel
$\gamma_{\text{CIR}}^{(k)}$	MS-spezifisches Träger-zu-Interferenz-Verhältnis, siehe (1.4)
$\bar{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)}$	MS-spezifisches symbolbezogenes Träger-zu-Interferenz-Verhältnis, siehe (3.36)
$\gamma_{\text{CINR}}^{(k)}$	MS-spezifisches Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis, siehe (1.7)
$\mathbf{\Gamma}_{\text{CIR}}$	Diagonalmatrix der MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse, siehe (3.48)
γ_{min}	Mindest-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis
γ_{CIR}	an allen K MS-Empfängern gleiches Träger-zu-Interferenz-Verhältnis, siehe (3.113)

$\gamma_{\text{CIR,max}}$	globales Maximum des für alle K MSen gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses, siehe (3.121).
$\gamma_{\text{CIR,U}}^{(k)}$	MS-spezifisches Träger-zu-Interferenz-Verhältnis der Aufwärtsstrecke, siehe (3.123)
$\Gamma_{\text{CIR,U}}$	Diagonalmatrix der MS-spezifischen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse, siehe (3.132)
$\gamma_{\text{CIR,U,max}}$	globales Maximum des für alle K MSen gleichen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses, siehe (3.141).
$\tilde{\gamma}_{\text{CIR}}^{(k)}$	über den schnellen Schwund gemittelt MS-spezifisches Träger-zu-Interferenz-Verhältnis, siehe (4.3)
$\tilde{\Gamma}_{\text{CIR}}$	Diagonalmatrix der über den schnellen Schwund gemittelten MS-spezifischen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse, siehe (4.12)
$\tilde{\gamma}_{\text{CIR,max}}$	globales Maximum des über den schnellen Schwund gemittelten und für alle K MSen gleichen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses, siehe (4.27)
Γ_{CINR}	Diagonalmatrix der MS-spezifischen Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse, siehe (6.12)
$\gamma_{\text{CIR,rel}}^{(k)}$	MS-spezifische relative Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse, siehe (7.5)
$\Gamma_{\text{CIR,rel}}$	Diagonalmatrix der MS-spezifischen relativen Träger-zu-Interferenz-Verhältnisse, siehe (7.6)
Γ_{min}	Diagonalmatrix der MS-spezifischen Minimal-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse, siehe (7.7)
$\gamma_{\text{CIR,rel}}$	bei allen MSen gleiches relatives Träger-zu-Interferenz-Verhältnis, siehe (7.12)
$\gamma_{\text{rel}}^{(k)}$	MS-spezifisches relatives Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis, siehe (7.19)
γ_{rel}	für alle K MSen gleiches relatives Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis, siehe (7.20)
$\gamma_{\text{CINR,U}}^{(k)}$	MS-spezifisches Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnis, siehe (8.1)
$\Gamma_{\text{CINR,U}}$	Diagonalmatrix der MS-spezifischen Aufwärtsstrecken-Träger-zu-Interferenz-plus-Rausch-Verhältnisse, siehe (8.2)
Γ_{out}	Signal-Stör-Verhältnis, das mit der Ausfallwahrscheinlichkeit P_{out} nicht überschritten wird
Δ	Abstand benachbarter Antennenelemente einer ringförmigen Gruppenantenne
$\Delta \xi_{k_a}(\mathbf{r})$	Phasenvoreilung der vom Antennenelement k_a abgestrahlten Welle gegenüber der vom RP abgestrahlten Welle im Punkt \mathbf{r} , siehe (2.12)
ε_x	mittlerer relativer Quantisierungsfehler des räumlichen Kanalimpulsantwortvektors $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ beim Signalisieren von $\underline{\mathbf{x}}(t)$

ϵ	positiv reelle Schranke für das Abbruchkriterium betrachteter Algorithmen, siehe (3.158).
$\epsilon_{x,\min}$	minimaler mittlerer relativer Quantisierungsfehler des räumlichen Kanalimpulsantwortvektors $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$ beim Signalisieren von $\underline{\mathbf{x}}$, siehe (9.19)
$\epsilon_{h,\min}$	minimaler mittlerer Quantisierungsfehler des Kanalimpulsantwortvektors $\underline{\mathbf{h}}_s(t)$, siehe (9.21)
λ_0	Trägerwellenlänge der Abwärtsstrecke
$\lambda_{U,0}$	Trägerwellenlänge der Aufwärtsstrecke
μ_g	Erwartungswert μ_g des mittleren Funkfeldgewinns, siehe (2.75)
$\xi(\mathbf{r})$	Argument der komplexen Amplitude einer von RP ausgehenden Welle im Punkt mit dem Ortsvektor \mathbf{r} , siehe (2.10)
$\xi_{k_a}(\mathbf{r})$	Argument der komplexen Amplitude einer von Antennenelement k_a ausgehenden Welle im Punkt mit dem Ortsvektor \mathbf{r} , siehe (2.11)
$\rho_w^{(k)}$	w -tes Element des MS-spezifischen diskreten Verzögerungs-Leistungs-Profils, siehe (2.45)
$\rho^{(k)}$	MS-spezifisches diskretes Verzögerungs-Leistungs-Profil, siehe (2.46)
$\sigma_n^{(k)2}$	Leistung des MS-spezifischen additiven Rauschens, siehe (6.1)
$\sigma_d^{(k,k_d)2}$	Summe der Varianzen der Koeffizienten einer MS- und richtungsspezifischen direktionalen Kanalimpulsantwort, siehe (2.43)
$\sigma_{d,w}^{(k,k_d)2}$	Varianz des Koeffizienten $\underline{h}_{d,w}^{(k,k_d)}(t)$, siehe (2.42)
σ_{x,k_a}^2	Varianz des Real- und Imaginärteils der Komponente $\underline{x}_{k_a}(t)$, siehe (9.13)
σ_{h,k_a}^2	Varianz des Real- und Imaginärteils der Komponente $\underline{h}^{(k_a)}$, siehe (9.16)
$\phi^{(k,k_d)}$	MS- und richtungsspezifischer Abstrahlungswinkel von der BS in der Abwärtsstrecke, siehe (2.24)
$\phi_U^{(k,k_d)}$	MS- und richtungsspezifischer Einfallswinkel an der BS in der Aufwärtsstrecke, siehe (2.57)
Ψ	Erweiterte Koppelmatrix der Abwärtsstrecke, siehe (7.32)
Ψ_U	Erweiterte Koppelmatrix der Aufwärtsstrecke, siehe (8.29)
Ω	Aufspreizung relevanter Abstrahlungs- oder Einfallswinkel

A.3 Mathematische Schreibweisen

a	reellwertige skalare Größe
\underline{a}	komplexwertige skalare Größe
\mathbf{a}	Vektor mit reellwertigen Komponenten
$\underline{\mathbf{a}}$	Vektor mit komplexwertigen Komponenten
\mathbf{A}	Matrix mit reellwertigen Komponenten
$\underline{\mathbf{A}}$	Matrix mit komplexwertigen Komponenten
$\widehat{(\cdot)}$	geschätzte oder approximierte Größe
$\overline{(\cdot)}$	über den schnellen Schwund gemittelte Größe
$(\cdot)_U$	eine die Aufwärtsstrecke betreffende Größe
(a_1, a_2, \dots, a_N)	geordnetes N -Tupel der Elemente $a_n, n = 1 \dots N$
\otimes	Kronecker-Produkt
$\lfloor a \rfloor$	größte ganze Zahl, die nicht größer als a ist, Gaußklammer
$\operatorname{Re}(\underline{a})$	Realteil der komplexwertigen Größe \underline{a}
$\operatorname{Im}(\underline{a})$	Imaginärteil der komplexwertigen Größe \underline{a}
j	imaginäre Einheit ($j = \sqrt{-1}$)
$(\underline{a})^*$	komplexe Konjugation der skalaren Größe \underline{a}
$\{a_1, \dots, a_M\}$	Aufzählungsmenge mit den Elementen x_1 bis x_M
\mathbb{A}	Menge
\mathbb{C}	Menge der komplexen Zahlen
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen, $\{1, 2, \dots\}$
\mathbb{N}_{0+}	Menge der nicht negativen ganzen Zahlen, $\{0, 1, 2, \dots\}$
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen
\mathbb{R}_{0+}	Menge der nicht negativen reellen Zahlen
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen
$\ \mathbb{A}\ $	Kardinalität der Menge \mathbb{A}
\forall	für alle
\in	Element von
\wedge	logisches UND
\vee	logisches ODER
$ $	unter der Bedingung, daß
$\stackrel{!}{=}$	zwingend gleich
$a \rightarrow b$	a strebt gegen b
$(a_1 \dots a_M)^T$	Spaltenvektor der Komponenten $a_1 \dots a_M$
$[\underline{\mathbf{a}}]_p$	Element in der p -ten Zeile des Vektors $\underline{\mathbf{a}}$
$[\underline{\mathbf{A}}]_{p,q}$	Element in der p -ten Zeile und q -ten Spalte der Matrix $\underline{\mathbf{A}}$

$[\underline{\mathbf{a}}]_{p:q}$	Spaltenvektor, der aus dem Vektor $\underline{\mathbf{a}}$ durch Ausschneiden der p -ten bis zur q -ten Zeile hervorgeht
$(\cdot)^T$	Transposition
$(\cdot)^H$	Hermitescher Operator
$ \underline{a} $	Betrag der skalaren Größe \underline{a}
$\ \underline{\mathbf{a}}\ _n$	n -Norm des Vektors $\underline{\mathbf{a}}$
$\text{diag}(\underline{\mathbf{a}})$	Diagonalmatrix mit Elementen des Vektors $\underline{\mathbf{a}}$ auf der Hauptdiagonalen
$\text{diag}(\underline{\mathbf{A}})$	Diagonalmatrix, deren Diagonalelemente gleich den Diagonalelementen der Matrix $\underline{\mathbf{A}}$ sind
$\text{vdiag}(\underline{\mathbf{A}})$	Spaltenvektor, dessen Elemente gleich den Diagonalelementen der quadratischen Matrix $\underline{\mathbf{A}}$ sind
$\text{rang}(\underline{\mathbf{A}})$	Rang der Matrix $\underline{\mathbf{A}}$
$\mathbf{I}^{(N)}$	Einheitsmatrix der Dimension $N \times N$
$\mathbf{0}^{(N)}$	Spaltenvektor der Dimension $N \times 1$, dessen Komponenten null sind
$\mathbf{1}^{(N)}$	Spaltenvektor der Dimension $N \times 1$, dessen Komponenten eins sind
$\mathbf{e}_n^{(N)}$	Einheitsvektor der Dimension $N \times 1$, dessen n -tes Element eins ist, alle anderen Elemente sind null
$\lim_{a \rightarrow b}(c)$	Grenzübergang, Grenzwertbildung
$\log_{10}(a)$	Logarithmus zur Basis 10 mit dem positiv reellen Argument a
$\ln(a)$	Natürlicher Logarithmus mit dem positiv reellen Argument a
$\exp(a)$	Exponentialfunktion mit dem reellen Argument a
$\max a$	Maximum der reellen Größe a
$\min a$	Minimum der reellen Größe a
\arg	Argument
$\text{Prob}\{E\}$	Wahrscheinlichkeit des Ereignisses E
$E\{a\}$	Erwartungswert der Zufallsvariablen a
$\text{Var}\{a\}$	Varianz der Zufallsvariablen a

Literaturverzeichnis

- [3GP99a] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group (TSG) RAN WG4, Spreading and Modulation (FDD)*. Technical Specification TS 25.213 Version 3.1.0, 3GPP, 1999.
- [3GP99b] *3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group (TSG) RAN WG4, UE Radio Transmission and Reception (FDD)*. Technical Specification TS 25.101 Version 3.0.0, 3GPP, 1999.
- [Ada66] Adams, R.: An adaptive antenna system for maximizing signal-to-noise ratio. *Proc. WESCON Conference*, Session 24, 1966, S. 1–4.
- [AFFM98] Aste, T.; Forster, P.; Féty, L.; Mayrargue, S.: Downlink beamforming avoiding DOA estimation for cellular mobile communications. *Proc. International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Seattle, 1998, S. 3313–3316.
- [App76] Applebaum, S.: Adaptive arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. AP–24, 1976, S. 585–598.
- [BBS97] Baier, P. W.; Blanz, J. J.; Schmalenberger, R. M.: Fundamentals of smart antennas for mobile radio applications. Glisic, S.; Leppänen, P. (Hrsg.): *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97)*, Helsinki, 1997, S. 345–376.
- [Bel63] Bello, P.: Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communication Systems*, Bd. CS–11, 1963, S. 360–393.
- [Ben00] Bengtsson, M.: Optimal transmission using smart antennas. *Proc. IST Mobile Communications Summit*, Galway, 2000, S. 359–364.
- [BHN00] Brunner, C.; Hammerschmidt, J. S.; Nossek, J. A.: Downlink Eigenbeamforming in WCDMA. *Proc. European Wireless Conference 2000*, Dresden, 2000, S. 195–200.
- [BHP⁺97] Blanz, J.; Haardt, M.; Papathanassiou, A.; Furió, I.; Jung, P.: Combined direction of arrival and channel estimation for time-slotted CDMA. *Proc. IEEE International Conference on Telecommunications (ICT'97)*, Melbourne, 1997, S. 395–400.
- [BJM⁺04] Baier, P. W.; Jötten, C. A.; Meurer, M.; Weber, T.; Weckerle, M.; Tröger, H.; Lu, Y.; Oster, J.: Recent progress in time slotted CDMA. Ma, J.-G. (Hrsg.): *Third Generation Communication Systems – Future Developments and Advanced Topics*. Kap. 5, S. 121–164. Berlin: Springer-Verlag, 2004.
- [Bla98] Blanz, J. J.: *Empfangsantennendiversität in CDMA-Mobilfunksystemen mit gemeinsamer Detektion der Teilnehmersignale*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 535. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1998.

- [Bru00] Brunner, C.: *Efficient space-time processing schemes for WCDMA*. Berichte aus dem Lehrstuhl für Netzwerktheorie und Signalverarbeitung der TU München. Aachen: Shaker Verlag, 2000.
- [BS91] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.: *Taschenbuch der Mathematik*. Leipzig: B. G. Teubner, 1991.
- [BS02a] Boche, H.; Schubert, M.: SIR balancing for multiuser downlink beamforming – a convergence analysis. *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC'02)*, New York, 2002.
- [BS02b] Boche, H.; Schubert, M.: Multi-antenna downlink transmission with individual SINR receiver constraints for cellular wireless systems. *Proc. 4th International ITG Conference on Source and Channel Coding*, Berlin, 2002, S. 159–166.
- [BS02c] Boche, H.; Schubert, M.: Solution of the SINR downlink beamforming problem. *Proc. 36th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS'02)*, Princeton University, 2002.
- [FG98] Foschini, G. J.; Gans, M. J.: On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, Bd. 6, 1998, S. 311–335.
- [FN98] Farsakh, C.; Nossek, J. A.: Spatial covariance based downlink beamforming in an SDMA mobile radio system. *IEEE Transactions on Communications*, Bd. 46, 1998, S. 1497–1506.
- [Fro12] Frobenius, G.: Über Matrizen aus nicht negativen Elementen. *Akad. Wiss. Berlin*, 1912, S. 456–477.
- [Gab76] Gabriel, W.: Adaptive arrays – An introduction. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 64, 1976, S. 239–272.
- [GN98] Gray, R. M.; Neuhoff, D. L.: Quantization. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 44, 1998, S. 2325–2383.
- [God97] Godara, L. C.: Applications of antenna arrays to mobile communications, part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 85, 1997, S. 1195–1245.
- [GTM98] Grant, P. M.; Thompson, J. S.; Mulgrew, B.: Antenna arrays for cellular CDMA systems. *Proc. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'98)*, Sun City, 1998, S. 404–410.
- [GVGZ93] Grandhi, S.; Vijayan, R.; Goodman, D.; Zander, J.: Centralized power control in cellular radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. VT-42, 1993, S. 466–468.
- [Haa97] Haardt, M.: *Efficient One-, Two- and Multidimensional High Resolution Array Signal Processing*. Berichte aus dem Lehrstuhl für Netzwerktheorie und Signalverarbeitung der TU München. Aachen: Shaker Verlag, 1997.

- [Hay96] Haykin, S.: *Adaptive Filter Theory*. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 1996.
- [HFVS01] Haardt, M.; F., M. C.; Vollmer, M.; Slania, P.: Smart antennas for UTRA TDD. *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, Bd. 12, 2001, S. 393–406.
- [Hou75] Housholder, A. S.: *The Theory of Matrices in Numerical Analysis*. New York: Dover Publications, 1975.
- [IK96] Ishi, N.; Kohno, R.: Spatially and temporally joint transmitter–receiver using an adaptive array antenna. *IEICE Transactions on Communications*, Bd. E79–B, 1996, S. 361–367.
- [JBM01a] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.: Comparison of transmit array algorithms for code division multiple access downlinks operating in the frequency division duplexing mode. *Proc. IEEE 12th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'01)*, San Diego, 2001, S. E16–E21.
- [JBM01b] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.: Transmit array processing in CDMA downlinks utilizing the duplexing scheme FDD. *Proc. 8th International Conference on Telecommunications (ICT'01)*, Bukarest, 2001, S. 419–424.
- [JBM⁺02] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.; Haardt, M.: Efficient representation and feedback signaling of channel state information in frequency division duplexing MIMO systems. *Proc. 5th International Symposium on Personal Wireless Multimedia Communications (WPMC'02)*, Honolulu, 2002, S. 444–448.
- [JBMT02] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.; Tröger, H. H. R.: Transmit array processing for CDMA downlinks operating in mixed service environments. *Proc. IEEE 7th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'02)*, Prag, 2002, S. 555–560.
- [JBMW02a] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.: Cost efficient representation and signaling of channel information in MIMO systems. *Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC'02 Fall)*, Vancouver, 2002, S. 175–179.
- [JBMW02b] Jötten, C. A.; Baier, P. W.; Meurer, M.; Weber, T.: Subspace related signalling of feedback information for low rank MIMO channels. *Frequenz*, Bd. 56, 2002, S. 146–149.
- [JG01] Jafar, S. A.; Goldsmith, A.: On optimality of beamforming for multiple antenna systems with imperfect feedback. *Proc. International Symposium on Information Theory*, Washington D.C., 2001.
- [JKG⁺02] Joham, M.; Kusume, K.; Gzara, M. H.; Utschick, W.; Nossek, J. A.: Transmit Wiener Filter for the Downlink of TDD DS-CDMA Systems. *Proc. IEEE 7th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'02)*, Bd. 1, Prag, 2002, S. 9–13.

- [JKUN02] Joham, M.; Kusume, K.; Utschick, W.; Nossek, J. A.: Transmit Matched Filter and Transmit Wiener Filter for the Downlink of FDD DS-CDMA Systems. *Proc. IEEE 13th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'02)*, Bd. 5, Lissabon, 2002, S. 2312–2316.
- [JU01] Joham, M.; Utschick, W.: Symbol Rate Processing for the Downlink of DS-CDMA Systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 19, 2001, S. 61–68.
- [JVG02] Jindal, N.; Vishwanath, S.; Goldsmith, A.: On the duality of gaussian multiple-access and broadcast channels. *Proc. International Symposium on Information Theory (ISIT'02)*, Lausanne, 2002, S. 500.
- [JZ70] Jötten, R.; Zürneck, H.: *Einführung in die Elektrotechnik I*. Braunschweig: Vieweg, 1970.
- [Kle96] Klein, A.: *Multi-user detection of CDMA-signals — algorithms and their application to cellular mobile radio*. Bd. 10 der Reihe *Fortschrittberichte VDI*. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1996.
- [Koh94] Kohno, R.: Spatial and temporal filtering for co-channel interference in CDMA. *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications (ISSSTA'94)*, Oulu, 1994, S. 51–60.
- [LB00] Lu, Y.; Baier, P. W.: Performance of adaptive antennas for the TD-CDMA downlink under special consideration of multi-directional channels and CDMA code pooling. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, Bd. 54, 2000, S. 249–258.
- [Lee82] Lee, W. C.: *Mobile Communications Engineering*. New York: McGraw-Hill, 1982.
- [Llo82] Lloyd, S. P.: Least squares quantization in PCM. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 28, 1982, S. 129–137.
- [LR99] Liberti, J. C. J.; Rappaport, T.: *Smart Antennas for Wireless Communications*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1999.
- [Lu01] Lu, Y.: *Contributions to the application of adaptive antennas and CDMA code pooling in the TD-CDMA downlink*. Forschungsberichte Mobilkommunikation, Nr. 10. Kaiserslautern: Universität Kaiserslautern, 2001.
- [Lue69] Luenberger, D. G.: *Optimization by Vector Space Methods*. New York: John Wiley & Sons, 1969.
- [MJ87] Marple Jr., S. L.: *Digital Spectral Analysis with Applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.
- [MM80] Monzingo, R. A.; Miller, T. W.: *Introduction to Adaptive Arrays*. New York: John Wiley and Sons, 1980.

- [Moo35] Moore, E.: *General Analysis, Part I*. Memoirs. American Philosophical Soc., 1935.
- [Moo65] Moore, G. E.: Cramming more components onto integrated circuits. *Electronics*, Bd. 38, 1965.
- [MS98] Montalbano, G.; Slock, D.: Matched filter bound optimization for multiuser downlink transmit beamforming. *Proc. IEEE International Conference for Universal Personal Communications (ICUPC'98)*, Torino, 1998.
- [MTJ02] Meurer, M.; Tröger, H.; Jötten, C. A.: A novel generalized optimization criterion for transmit signal design in joint transmission (JT) multiuser downlinks. *Proc. 9th International Conference on Telecommunications (ICT'02)*, Beijing, 2002, S. 26–31.
- [NS73] Nassi, I.; Shneiderman, B.: Flowchart techniques for structured programming. *ACM SIGPLAN Notices*, Bd. 8, 1973, S. 12–26.
- [Pen55] Penrose, R.: A generalized inverse for matrices. *Cambridge Philosophical Soc.*, Bd. 51, 1955, S. 406–413.
- [Pen99] Pensel, K.: *Signalverarbeitung für Mobilfunksysteme mit intelligenten Antennen*. Berichte aus dem Lehrstuhl für Netzwerktheorie und Signalverarbeitung der TU München. Aachen: Shaker Verlag, 1999.
- [Per08] Perron, O.: Zur Theorie der Matrizen. *Mathematische Annalen*, Bd. 64, 1908, S. 248–263.
- [Pro95] Proakis, J. G.: *Digital Communications*. 3. Auflage. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [RFTL98] Rashid-Farrokhi, F.; Tassiulas, L.; Liu, K.: Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 16, 1998, S. 1437–1449.
- [RRPR97] Rong, Z.; Rappaport, T.; Petrus, P.; Reed, J.: Simulation of multitarget adaptive algorithms for wireless CDMA systems. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Phoenix, 1997, S. 1–5.
- [RZ96] Ramos, J.; Zoltowski, M.: Reduced complexity 2D RAKE receiver for CDMA. *Proc. IEEE SP Workshop on Stat. Signal Array Processing*, Corfu, 1996, S. 502–505.
- [RZ97] Ramos, J.; Zoltowski, M.: Blind space–time processor for CDMA to maximize the SNIR. *Proc. IEEE SP for Advanced Wireless Communications (SPA-WC'97)*, Paris, 1997.
- [SB93] Steiner, B.; Baier, P. W.: Low cost channel estimation in the uplink receiver of CDMA mobile radio systems. *Frequenz*, Bd. 47, 1993, S. 292–298.

- [SB97a] Schmalenberger, R.; Blanz, J.: Influence of the distribution of mobile users on a C/I balanced multi antenna digital cellular radio system. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97)*, Helsinki, 1997, S. 898–902.
- [SB97b] Schmalenberger, R.; Blanz, J.: Multi antenna C/I balancing in the downlink of digital cellular mobile radio systems. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'97)*, Phoenix, 1997, S. 607–611.
- [Sch01] Schmalenberger, R.: *Modell und Simulation der Abwärtsstrecke eines CDMA-Mobilfunksystems mit gemeinsamer Detektion der Teilnehmersignale und adaptiven Sendeantennen*. Forschungsberichte Mobilkommunikation, Nr. 7. Kaiserslautern: Universität Kaiserslautern, 2001.
- [SIT64] Special Issue on active and adaptive antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. AP-12, March 1964.
- [SIT76] Special Issue on adaptive antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. AP-24, September 1976.
- [Ste96] Steil, A.: *Spektrale Effizienz digitaler zellularer CDMA-Mobilfunksysteme mit gemeinsamer Detektion*. Bd. 10 der Reihe *Fortschrittberichte VDI*. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1996.
- [Tec99] Technical specification of IMT-2000 CDMA TDD (TD-SCDMA): *China Wireless Telecommunications Standard (CWTS)*. URL: <http://www.cwts.org>, 1999.
- [Tel99] Telatar, E.: Capacity of multi antenna gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, Bd. 10, 1999, S. 585–595.
- [TGM96] Thompson, J.; Grant, P.; Mulgrew, B.: Smart antenna arrays for CDMA systems. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 3, 1996, S. 16–25.
- [UB01] Utschik, W.; Brunner, C.: Efficient tracking and feedback of DL-eigenbeams in WCDMA. *Proc. 4th European Personal Mobile Communications Conference*, Wien, 2001.
- [UN99] Utschick, W.; Nossek, J.: Downlink beamforming for FDD mobile radio systems based on spatial covariances. *Proc. European Wireless 99 and ITG Mobile Communications*, München, 1999, S. 65–67.
- [Uts02] Utschick, W.: Tracking of signal subspace projectors. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Bd. 50, 2002, S. 769–778.
- [VM99] Visotsky, E.; Madhow, U.: Optimum beamforming using transmit antenna arrays. *Proc. IEEE 49th Vehicular Technology Conference (VTC'99 Spring)*, Houston, 1999, S. 851–856.
- [VM01] Visotsky, E.; Madhow, U.: Space-time transmit precoding with imperfect feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, Bd. 47, 2001, S. 2632–2639.

- [VT02] Vishwanath, P.; Tse, D. N. C.: Sum capacity of the multiple antenna gaussian broadcast channel. *Proc. International Symposium on Information Theory (ISIT'02)*, Lausanne, 2002, S. 497.
- [VVP97] Veen, A. v. d.; Vanderveen, M.; Paulraj, A.: A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communication systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Bd. 45, 1997, S. 142–145.
- [WMGG67] Widrow, B.; Mantey, P.; Griffiths, L.; Goode, B.: Adaptive antenna systems. *Proc. IEEE*, Bd. 55, 1967, S. 2143–2159.
- [YLH02] Yang, G.; Li, C.; Hu, J.: TD-SCDMA: Way to the future. *IEEE Vehicular Technology Society News*, Bd. 49, 2002, S. 13–18.
- [YX98] Yang, W.; Xu, G.: Optimal downlink power assignment for smart antenna systems. *Proc. The 1998 IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'98)*, Seattle, Washington, 1998, S. 3337–3340.
- [ZS96] Zvonar, Z.; Stojanovic, M.: Performance of antenna diversity multiuser receivers in CDMA channels with imperfect fading estimation. *Wireless Personal Communications*, Bd. 3, 1996, S. 91–110.

Tabellarischer Lebenslauf

Name: Christoph Arnold Jötten
Adresse: Primsstraße 17
66687 Wadern

Geburtsdatum: 4. Januar 1971

Familienstand: ledig

Staatsangehörigkeit: deutsch

Schulbildung: 1977 – 1981 Grundschule in Birkenfeld
1981 – 1990 Gymnasium in Birkenfeld

Schulabschluß: Abitur

Grundwehrdienst: 1990 – 1991 3. / Fallschirmjägerbatallion 261 in Lebach

Studium: 1992 – 1999
Studium der allgemeinen Elektrotechnik
an der Universität Kaiserslautern

Studienabschluß: Diplom

Berufstätigkeit: seit September 1999
wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für
hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung
der Universität Kaiserslautern

