



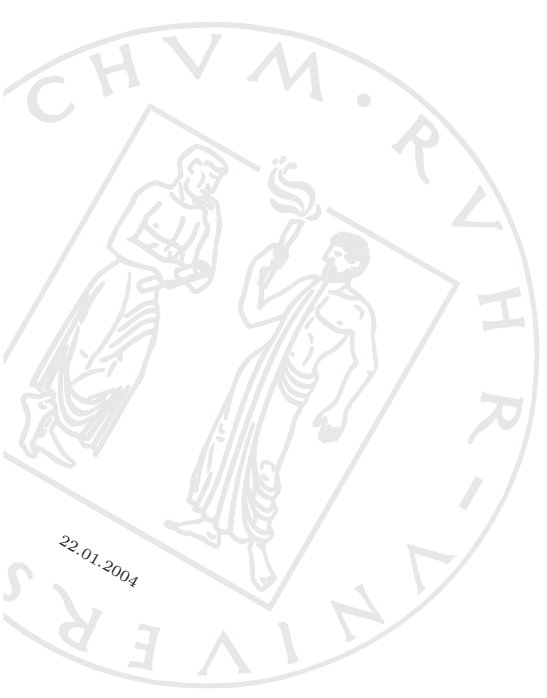
SEMINARARBEIT

Anpassung von Datenrate

und Leistung

WS 2003/2004

Referent: Jan Schwarz
Betreuer: Dr.-Ing. Karlheinz Ochs



Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	i
Bilderverzeichnis	ii
1 Einleitung	1
2 Anpassung der Datenrate	3
2.1 CDMA als Ausgangspunkt	3
2.2 Übergang von CDMA auf TD-SCDMA sowie Rahmenstruktur	5
2.3 Datenrate R_{fr} einer Zelle (Theorie vs. Praxis)	10
2.4 Redundanz durch FEC-Verfahren	11
2.5 Probleme und Lösungen, die im Zusammenhang mit TD-SCDMA auftreten .	12
2.5.1 Laufzeit	12
2.5.2 Interferenz	13
3 Anpassung der Leistung	17
3.1 Offene und geschlossene Regelkreise	17
3.2 Die adaptive Antennenstruktur	18
3.2.1 Beamforming	20
4 Ein Beispiel	25
A Anhang	27
A.1 Abkürzungen	27
A.2 Formelzeichen	28
Literaturverzeichnis	32

Bilderverzeichnis

2.1	CDMA-Kommunikationsmodell	4
2.2	Rahmenstruktur	6
2.3	Ressourcen	6
2.4	Anordnung der Umschaltzeitpunkte	7
2.5	Allgemeine Burststruktur	8
2.6	Spezielle Burstformate	9
2.7	Laufzeitproblem	13
2.8	Möglichkeiten der Interzellinterferenz	14
3.1	Schnelle Leistungsregelung	17
3.2	Vergleich der Antennenstrukturen	19
3.3	Richtstrahlcharakteristik	20
3.4	Geometrie eines Antennenfeldes	24

1. Einleitung

Mobilfunk ist in der heutigen Zeit nicht mehr wegzudenken. Seit etwa 1999 hat es einen großen Boom innerhalb Deutschlands gegeben, so dass der GSM-Standard (Global System of Mobile Telecommunication, Mobilfunk der 2. Generation) heute flächendeckend zum Einsatz kommt. Da die Entwicklungen im mobilen Bereich aber nicht still stehen und auch die Kundenwünsche immer größer werden, wird derzeit fieberhaft an der Realisierung des Mobilfunks der 3. Generation (in Deutschland auch unter dem Namen "UMTS" (Universal Mobile Telecommunications System) bekannt) gearbeitet. In Europa ist es allerdings bis zum heutigen Tage nicht gelungen, den Mobilfunk der 3. Generation zum kommerziellen Einsatz zu bringen.

Im Gegensatz dazu wurde in Asien, genauer gesagt in China, bereits ein erfolgreicher Feldversuch im Bereich des Mobilfunks der 3. Generation durchgeführt. Dort wird im Unterschied zu Europa, das auf eine auf Frequenzmodulation basierende Kodierung setzt, eine zeitliche Modulation mittels TD-SCDMA (Time Division Synchronous Code Division Multiple Access) vorgenommen. Da die Entwicklungen in China bereits kommerziell, d. h. also auch für den "normalen" Bürger, erhältlich sind, wird in dieser Ausarbeitung ausschließlich auf TD-SCDMA eingegangen. Es ist zu erwarten, dass auch in Europa die Entwicklungen in naher Zukunft so weit voranschreiten werden, dass Mobilfunk der 3. Generation für die Öffentlichkeit erhältlich sein wird.

Innerhalb dieser Ausarbeitung wird aufgrund seiner Aktualität nur auf TD-SCDMA eingegangen, wobei zwei Bereiche schwerpunktmäßig behandelt werden. Der erste Themenbereich umfasst allgemein die Datenrate innerhalb von TD-SCDMA und beschreibt dort den Aufbau sowie die Struktur der Datenrahmen (engl. frames). Ausgangspunkt wird hier das Codemultiplex-Verfahren CDMA (Code Division Multiple Access) sein, welches in Verbindung mit TDD (Time Division Duplex) sowie Zeitmultiplex (engl. Time Division Multiple Access, TDMA) das hybride Vielfach-/Mehrfachzugriffsverfahren TD-SCDMA bildet. Es wird grundsätzlich aber nur sehr knapp auf CDMA eingegangen, da TD-SCDMA und dessen Besonderheiten im Mittelpunkt stehen sollen.

Der zweite Themenbereich wird sich auf die Leistungsanpassung konzentrieren, wobei hier ein wesentlicher Aspekt, nämlich das Smart-Antenna-Konzept, näher erläutert wird. Im Mittelpunkt wird dabei die Vermeidung von Interferenzen stehen, wodurch ein deutlich besseres Träger-zu-Interferenz-Verhältnis (C/I) erzielbar ist und somit die benötigte Leistung reduziert werden kann. Zudem sind die aufgebauten Verbindungen bei der Verwendung von adaptiven Antennen in der Regel stabiler und störungsfreier.

Den Abschluss der Ausarbeitung bildet schließlich ein Beispiel, das die beide zuvor beschriebenen Themenkomplexe vereint. Es wird hier gezielt auf die Synchronisation der Aufwärtsstrecke (engl. Uplink Synchronisation) eingegangen und beispielhaft aufgezeigt, welche Kommunikation zwischen Basisstation (engl. Base Station, BS) und Mobilstation

(engl. Mobile Station, MS) nötig ist, um eine Verbindung zu erzielen. Dabei wird sowohl auf die benötigten Datenpakete sowie die benötigte Leistung in Verbindung mit adaptiven Antennen (Smart-Antennas) eingegangen.

2. Anpassung der Datenrate

Innerhalb dieses Kapitels wird auf den Aufbau der Datenrahmen (engl. frames) sowie weitere Aspekte eingegangen, die Einfluss auf die Datenpakete und deren Struktur haben.

2.1 CDMA als Ausgangspunkt

Üblicherweise ist die Anzahl K_c der sich in einer einzigen Mobilfunkzelle befindlichen Teilnehmer mit gleichzeitig auftretendem Kommunikationswunsch größer als eins. Ohne spezielle Maßnahmen kann die Basisstation (engl. Base Station, BS) jedoch nur eine einzige Verbindung zu einer bestimmten Mobilstation (engl. Mobile Station, MS) aufbauen. In diesem Fall wäre die Wahrscheinlichkeit für das Nichtzustandekommen einer Verbindung (Blockierwahrscheinlichkeit, P_{bl}) besonders hoch und nicht akzeptabel. Es ist daher ein Mehrfach- bzw. Vielfachzugriffsverfahren (engl. Multiple Access) erforderlich, wodurch die Blockierwahrscheinlichkeit deutlich verringert wird.

Zur Zeit existieren folgende Mehrfachzugriffsverfahren:

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

Grundsätzlich können alle hier genannten Verfahren entweder einzeln oder miteinander kombiniert verwendet werden, so dass bei einer Kombination sog. *hybride Vielfachzugriffsverfahren* [Bing01] entstehen. Es wird an dieser Stelle aber nicht näher auf die Kombinationsmöglichkeit eingegangen, dies ist auch gar nicht Ziel dieser Ausarbeitung, sondern lediglich das CDMA-Verfahren in seinen Grundzügen erläutert, da es wesentlicher Bestandteil von TD-SCDMA ist.

Als Charakteristika für CDMA gelten nach [Walk01]:

- ein Frequenzband B_u für alle Codekanäle
- viele gleichzeitige digitale Signale im selben Band B_u
- Verwendung (nahezu) orthogonaler Signalsequenzen
- jede Signalfolge eines Kanals kann im Empfänger, bei Kenntnis der benutzten Codesequenz detektiert und decodiert werden

- interferenzlimitiertes System: die Zahl gleichzeitiger Sender ist aufgrund ihrer gegenseitigen Störungen beim Empfänger begrenzt.

Ziel bei der Verwendung von CDMA ist es, möglichst viele Teilnehmer im selben Frequenzband senden und empfangen zu lassen, dabei aber die benötigte Sendeleistung möglichst gering zu halten. Je größer das Verhältnis der Bandbreite B_u zur Datenrate eines Transportkanals R_{tc} (B_u/R_{tc}) gewählt wird, desto größer ist die Zahl gleichzeitiger Codekanäle im selben Band B . Die Leistung pro Bandbreite-Einheit (W/Hz) lässt sich durch Spreizung verkleinern [Walk01].

Innerhalb von TD-SCDMA, das im wesentlichen auf CDMA basiert, sind daher zur "Leistungsoptimierung" die in Tabelle 2.1 genannten Spreizcodes realisiert.

Spreizfaktor Q	Anzahl der möglichen Datensymbole ξ innerhalb eines Datenblocks bzw. Bursts
1	352
2	176
4	88
8	44
16	22

Tabelle 2.1: Spreizcodes innerhalb von TD-SCDMA [3GPP00, CWTS00a]

Um die Funktionsweise der Spreizung besser zu verstehen, ist in Abbildung 2.1 ein vereinfachtes Kommunikationssystem dargestellt. Auf das Einfügen eines Modulators bzw. eines Demodulators wurde aus Gründen der Übersicht verzichtet.

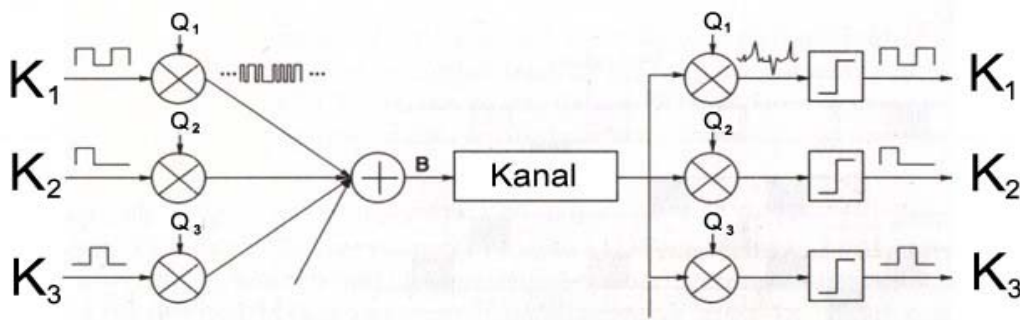


Bild 2.1: Vereinfachtes CDMA-Kommunikationssystem [Walk01]

Die Benutzersignalfolgen K_c , $c \in \{1,2,3\}$ werden mit individuellen Spreizsequenzen Q_i , $i \in \{1,2,3\}$, multipliziert und über dasselbe Band übertragen. Nach der Übertragung des Signals über den Kanal (engl. Channel) werden die gestörten Signale mit einer kanalspezifischen Sequenz im (Korrelations-) Empfänger multipliziert, entspreizt und durch einen Entscheider wiederhergestellt. Dass durch viele Teilnehmer überlagerte Signal ähnelt Gauß'schem Rauschen.

2.2 Übergang von CDMA auf TD-SCDMA sowie Rahmenstruktur

Wie bereits in Abschnitt 2.1 erwähnt, ist die Kombination von einzelnen Mehrfachzugriffsverfahren möglich, so dass daraus sog. *hybride Vielfachzugriffsverfahren* entstehen. Im Normalfall bietet die Kombination der Systeme enorme Vorteile, so dass neuartigen Mobilfunksysteme als hybride Systeme realisiert werden. Genau dies trifft auch auf den TD-SCDMA-Standard zu, der aus folgenden Modulationsverfahren zusammengesetzt ist:

- Time Division Duplex (TDD)
- Time Division Multiple Access (TDMA)
- Code Division Multiple Access (CDMA)

Dabei bilden CDMA, welches in Abschnitt 2.1 eingeführt wurde, und TDMA die Hauptkomponenten, was anhand der Rahmenstruktur ersichtlich ist. Besagte Struktur ist in Abbildung 2.2 zur Verdeutlichung abgedruckt und gliedert sich dabei in mehrere Ebenen.

Der Superframe mit einer Länge von 720ms bildet die Obereinheit und fasst insgesamt 72 Datenrahmen (engl. Frames bzw. Radio Frames) mit einer Länge von $T_{fr} = 10\text{ms}$ zusammen. Jeder einzelne Radio Frame, der im folgenden auch als Rahmen oder Datenrahmen bezeichnet wird, unterteilen sich in weitere zwei Subframes der Länge 5ms. Diese wiederum sind in $K_t = 7$ Zeitschlitze (engl. Timesslots, TS) der jeweiligen Dauer $T_{bu} = 675\mu\text{s}$ sowie drei besondere Zeitschlitze (Downlink Pilot Timeslot (DwPTS), Schutzzeit (engl. guard period, GP) und Uplink Pilot Timeslot (UpPTS)), die in Abbildung 2.2 farblich markiert sind, aufgespalten. In jedem Zeitschlitz stehen K_s CDMA-Codes

$$\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)} = \left(\underline{\mathbf{c}}_1^{(k_s)}, \underline{\mathbf{c}}_2^{(k_s)}, \dots, \underline{\mathbf{c}}_Q^{(k_s)} \right)^T, \quad k_s = 1, \dots, K_s, \quad \underline{\mathbf{c}}_q^{(k_s)} \in \{1, 0\}, \quad q = 1, \dots, Q \quad (2.1)$$

der Dimension $Q = 16$ zur Verfügung. Die Dimension Q der CDMA-Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}$, $k_s \in \{1, \dots, K_s\}$, nach Gleichung (2.1) ist gleich der Anzahl existierender orthogonaler CDMA-Codes. Damit ist die maximale Anzahl K_s in einem Zeitschlitz verwendeter CDMA-Codes auf $Q = 16$ begrenzt, was bereits aus Tabelle 2.1 in Abschnitt 2.1 hervorging.

Das in der betrachteten Zelle verwendete Frequenzband hat bei TD-SCDMA eine Bandbreite $B_u = 1,6$ MHz [Siem02]. Die Bandbreite B_u wird durch das eingesetzte hybride Mehrfachzugriffsverfahren in $K_t \cdot K_s$ separierbare Kommunikationskanäle eingeteilt, die als Ressourcen [Bing01] bezeichnet werden. Die Ressourcen sind in Abbildung 2.3 durch die Kombinationen (k_t, k_s) , $k_t \in \{1, \dots, K_t\}$, $k_s \in \{1, \dots, K_s\}$, markiert. Die verschiedenen CDMA-Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}$, $k_s \in \{1, \dots, K_s\}$, verwenden Ressourcen eines jeden der K_t Zeitschlitze und sind zeitlich synchronisiert. Diese Synchronität bietet folgende Vorteile:

- Das Mehrteilnehmerdetektionsverfahren (engl. Joint Detection, JD) kann eingesetzt werden. [für nähere Informationen: siehe [Siem02], [Bing01], [TD-S03], [Kamm02]]
- Der Einsatz adaptiver Antennen, sog. Smart-Antennas, siehe Abschnitt 3.2, wird begünstigt.

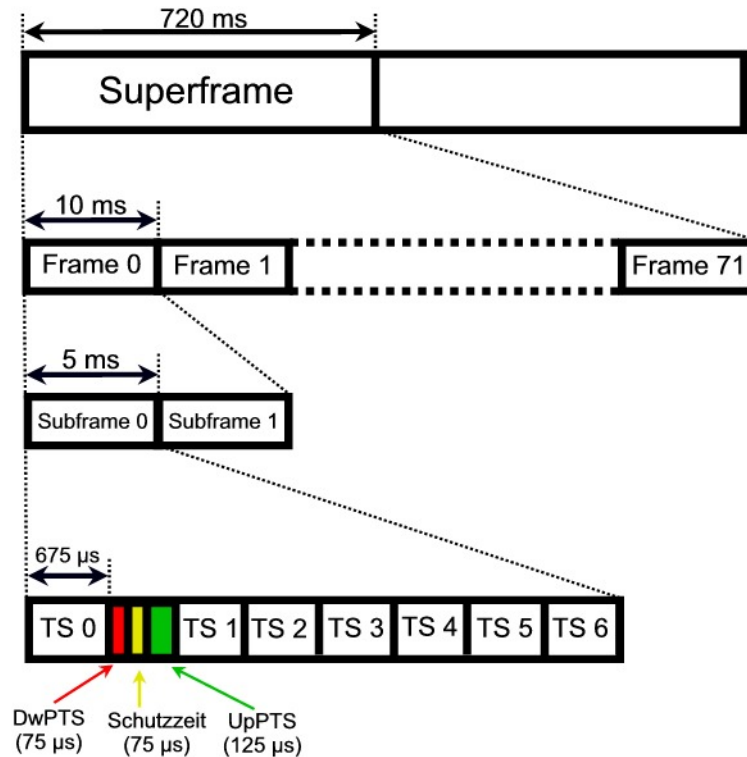


Bild 2.2: Rahmenstruktur von TD-SCDMA [3GPP00]

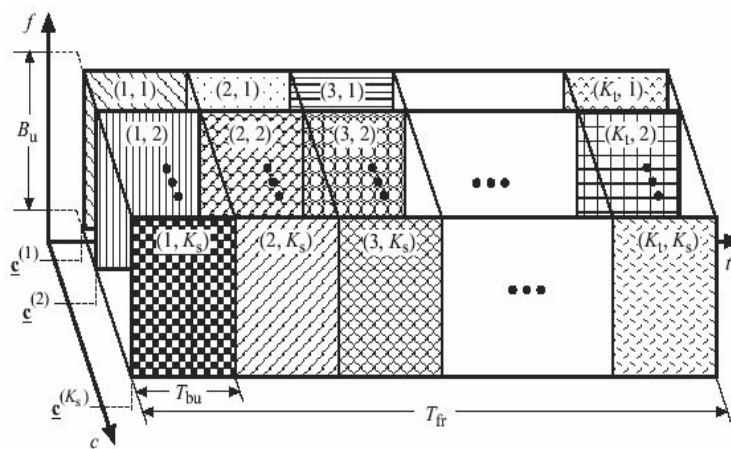


Bild 2.3: Ressourcen innerhalb von TD-SCDMA [Bing01]

Das einer Zelle zur Verfügung stehende Frequenzband B_u wird mittels TDD für das Übertragen in der Aufwärts- (engl. Uplink, UL) und in der Abwärtsstrecke (engl. Downlink, DL) verwendet. Dabei kann jeder Zeitschlitz k_t , $k_t \in \{1, \dots, K_t\}$, eines Rahmens sowohl dem Uplink als auch dem Downlink zugewiesen werden. Ein Umschalten zwischen Aufwärts- und Abwärtsstrecke bzw. umgekehrt ist grundsätzlich nur **zwei** Mal innerhalb eines Subframes und dann auch nur nach einem Zeitschlitz möglich [CWTS00a]. Man bezeichnet dies als Umschaltzeitpunkt-Konfiguration, wobei zwischen symmetrisch und asymmetrisch unterschieden wird. Eine Umschaltzeitpunkt-Konfiguration heißt symmetrisch, wenn die Anzahl der Zeitschlitze in der Aufwärtsstrecke gleich der Anzahl der Zeitschlitze in der

Abwärtsstrecke ist. Ist dies nicht der Fall, so liegt Asymmetrie vor. Zur Verdeutlichung der Umschaltzeitpunkte (engl. switching points) dient die Abbildung 2.4.

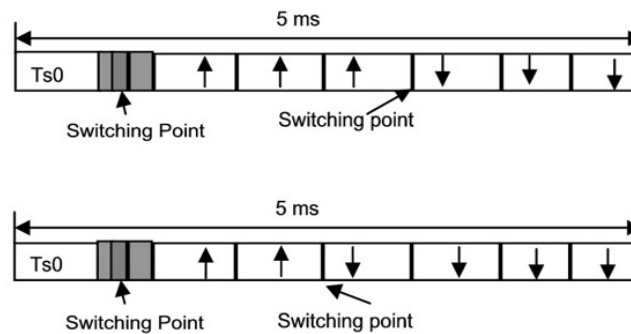


Bild 2.4: Verdeutlichung der Umschaltzeitpunkte (*oben*: symmetrische Anordnung, *unten*: asymmetrische Anordnung); [CWTS00a]

Es ist weiterhin zu beachten, dass der erste Zeitschlitz (T_{S0}) (vgl. Abb. 2.2) eines Rahmens stets der Abwärtsstrecke (Downlink) zugeordnet sein muss, um der Mobilstation ggf. die Detektion des Rahmenbeginns anhand der von der Basisstation gesendeten Signale zu ermöglichen. Des Weiteren muss die Kommunikation in der Aufwärtsstrecke (Uplink) ebenfalls durch mindestens einen Zeitschlitz pro Rahmen gewährleistet werden, so dass der zweite Zeitschlitz (T_{S1}) (vgl. Abb. 2.2) immer für den Uplink reserviert ist [CWTS00a, 3GPP03]. Somit ist bereits ein Umschaltzeitpunkt eindeutig definiert, nämlich genau zwischen dem ersten und zweiten Zeitschlitz (T_{S0} bzw. T_{S1}).

Zwischen jenen Zeitschlitzen befinden sich auch die drei speziellen Zeitschlitze, was seinen Grund hat. Der Downlink Pilot Timeslot (DwPTS) ist zur Leistungsanpassung der Basis- und Mobilstation (vgl. auch Abschnitt 3.1) gedacht. Innerhalb dieses Zeitschlitzes sendet die Basisstation ein von ihr generiertes Rauschsignal (engl. Pseudo Noise, PN) mit voller Sendeleistung aus, selektiert bzw. ortet somit alle innerhalb ihrer Zelle befindlichen und registrierten Mobilstationen und schätzt durch die einzelnen Laufzeiten des Rauschsignals die Entfernung zur Mobilstation ab. Es ist der Basisstation somit möglich, ihre Sendeleistung nahezu optimal anzupassen und Interferenzen zwischen einzelnen Mobilstationen möglichst gering zu halten. Das Abschätzen der Laufzeiten ist aber nur dann möglich, wenn die Mobilstationen eine entsprechende Antwort an die aussendende Basisstation zurücksenden und auch dort registriert sind. Genau für diese Aufgabe ist der Uplink Pilot Timeslot (UpPTS) implementiert worden. Seine Aufgabe besteht darin, neuen mobilen Teilnehmern das Anmelden bzw. Registrieren an einer Basisstation zu ermöglichen und, das ist seine wesentliche Aufgabe, bei Erhalt eines generierten Rauschsignals eine Antwort an die Basisstation zu senden [CWTS00a].

Des Weiteren dienen sowohl der Uplink Pilot Timeslot (UpPTS) als auch der Downlink Pilot Timeslot (DwPTS) der Synchronisation zwischen Sender und Empfänger. Der Grund für die Notwendigkeit einer Synchronisation wird in Abschnitt 2.5 geliefert.

Die Schutzzeit, häufig auch als guard periode oder GP bezeichnet, dient zwischen DwPTS und UpPTS als Pufferzone, um mögliche Datenverluste durch Überschneidungen mit anderen Rahmensegmente zu vermeiden. Auf dieses Thema wird an anderer Stelle (siehe Abschnitt 2.5) noch genauer eingegangen.

Die Übertragung von Daten innerhalb von TD-SCDMA erfolgt in Bursts, deren generelle Struktur in Abbildung 2.5 zu sehen ist. Zum Übertragen eines Bursts ist eine einzige

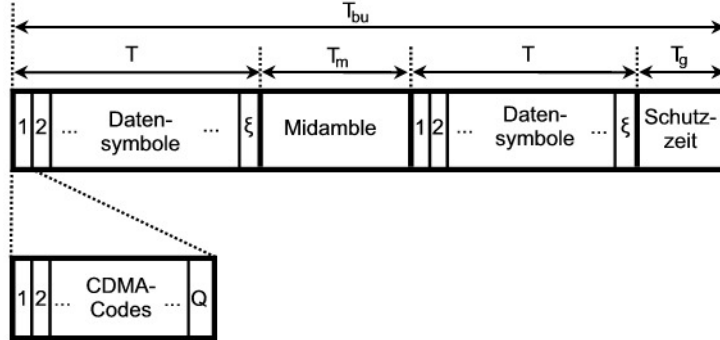


Bild 2.5: Allgemeine Burststruktur in TD-SCDMA [Bing01]

Ressource notwendig. Ein Burst besteht aus zwei Datenblöcken, die durch eine Midamble

$$\underline{\mathbf{m}}^{(k)} = \left(\underline{m}_1^{(k)}, \underline{m}_2^{(k)}, \dots, \underline{m}_L^{(k)} \right)^T, m_l^{(k)} \in \mathbf{C}, l = 1, \dots, L, k \in \{1, \dots, K\}, \quad (2.2)$$

der Länge L (innerhalb von TD-SCDMA gilt: $L = 9$ Datensymbole [CWTS00a]) voneinander getrennt sind, sowie einer Schutzzeit T_g . Die Midamble $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$, $k \in \{1, \dots, K\}$, nach Gleichung (2.2) ist einer bestimmten Mobilstation k , $k \in \{1, \dots, K\}$, zugeordnet und dient der Zuordnung des verwendeten Spreizcodes sowie der Leistungsregulierung. Des weiteren ist in ihr die empfängerseitigen Kanalschätzung implementiert. Unter Kanalschätzung, auf das in dieser Ausarbeitung nicht näher eingegangen wird, versteht man das Abschätzen der aktuellen Kanalbelegung. Innerhalb der Midamble wird eine Testsequenz ausgesendet, die es anschließend erlaubt, eine Aussage über den "Verkehr" (engl. Traffic) auf dem Kanal zu machen. Mit Hilfe dieser Abschätzung lässt sich daraufhin die Sendeleistung für jeden einzelnen Teilnehmer separat mit Hilfe des Transmit Power Control-Bits (TPC-Bit), welches sich innerhalb einer jeden Midamble befindet, einstellen (nähere Informationen unter [Riem03] erhältlich).

Wie bereits erwähnt, werden Bursts zum Übertragen von Datenblöcken verwendet, die ihrerseits in ξ Datensymbole eines M -wertigen Modulationsalphabets übertragen werden. Innerhalb des TD-SCDMA-Standards wird die quarternäre Phasentastung (Quarternary Phase Shift Keying, QPSK bzw. 4-PSK) mit einer Wertigkeit von $M = 4$ verwendet (optional kann – sofern erforderlich – auch die 8-PSK eingesetzt werden). Jedes Datensymbol eines Bursts (vgl. Abbildung 2.5) wird mit dem CDMA-Code $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}$, $k_s \in \{1, \dots, K_s\}$, der zugehörigen Ressource gefaltet. Ein Element $\underline{c}_q^{(k_s)}$, $q \in \{1, \dots, Q\}$, $k_s \in \{1, \dots, K_s\}$, des CDMA-Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}$, $k_s \in \{1, \dots, K_s\}$, hat die Dauer $T_c = 0,78125\mu\text{s}$ und heißt Chip. Somit ergibt sich die Dauer T eines Datenblocks zu $T = \xi Q T_c = 275\mu\text{s}$ (entsprechend 352 Chips) und die Dauer der Midamble T_m zu $112,5\mu\text{s}$ (entsprechend 144 Chips). Hinzu kommt noch eine Schutzzeit T_g der Dauer $T_g = 12,5\mu\text{s}$ (entsprechend 16 Chips), so dass sich die Dauer

T_{bu} eines Bursts folgendermaßen zusammensetzt [CWTS00a]:

$$\begin{aligned}
 T_{bu} &= T + T_m + T + T_g \\
 &= 2 \cdot T + T_m + T_g \\
 &= 2 \cdot 275\mu s + 112,5\mu s + 12,5\mu s \\
 &= 675\mu s \\
 &= 2 \cdot 352 \text{ Chips} + 144 \text{ Chips} + 16 \text{ Chips} \\
 &= 864 \text{ Chips}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Es sei an dieser Stelle daraufhingewiesen, dass die in Gleichung (2.3) dargestellte Rechnung grundsätzlich nur für einen Burst innerhalb der Zeitschlitz TS_i , $i \in \{0, \dots, 6\}$, gilt. Ferner ist darauf zu achten, dass die maximale Anzahl der möglichen Datensymbole ξ innerhalb eines Datenblocks abhängig vom verwendeten Spreizfaktor Q ist. Nur im Falle $Q = 1$ ist die Anzahl der Chips gleich der Anzahl der möglichen Datensymbole, nämlich 352 Chips (entsprechend $275\mu s$). Bei anderen Belegungen müssen die in Tabelle 2.1 genannten Werte beachtet werden, da andernfalls die Dauer T des Datenblocks überschritten wird. Dies bedeutet also, dass je höher die Anzahl der Teilnehmer ist, umso höher muss der Spreizfaktor Q gewählt werden, um jedem Teilnehmer das Senden bzw. Empfangen zu ermöglichen. Als Konsequenz der Erhöhung des Spreizfaktors wird aber zwangsläufig die Anzahl ξ der Datensymbolen pro Datenblock reduziert.

Des Weiteren sind für die drei speziellen Zeitschlitz andere Burstformate definiert worden, die in der nachfolgenden Abbildung 2.6 dargestellt sind. Wie man leicht erkennt, be-

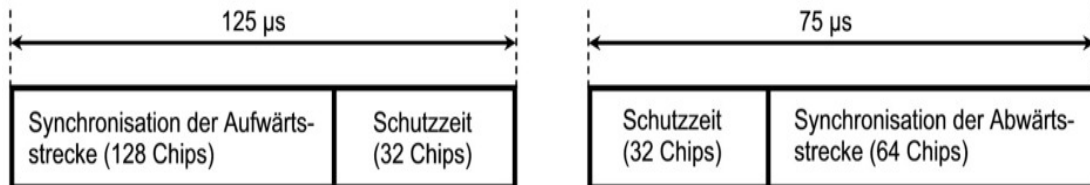


Bild 2.6: Spezielle Burstformate (*links:* UpPTS, *rechts:* DwPTS)

sitzen sie eine im Vergleich zu den Zeitschlitz TS_i , $i \in \{0, \dots, 6\}$, eine deutlich kürzere Dauer. Der UpPTS besitzt eine Länge von $125\mu s$ (entsprechend 160 Chips) und der DwPTS eine Länge von $75\mu s$ (entsprechend 96 Chips). Beide Zeitschlitz verfügen weiterhin über eine Schutzzeit der Dauer $25\mu s$ und über einen Datenblock, der für die Synchronisation in der Aufwärts- bzw. Abwärtsstrecke reserviert ist. Eine Besonderheit dieser Zeitschlitz, dies gilt grundsätzlich auch für die Midamble und die Schutzzeit, besteht darin, dass sie keine Spreizcodes enthalten und daher immer dieselbe eindeutige Struktur bezogen auf ihre Anzahl ξ der Datensymbole besitzen [CWTS00a].

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass es innerhalb von TD-SCDMA insgesamt drei unterschiedliche Bursttypen bzw. -formate gibt. Zur Veranschaulichung sind diese in der nachfolgenden Tabelle 2.2 mit ihren individuellen Besonderheiten aufgeführt.

Typ	Aufbau	Datenblock	Midamble	Schutzzeit
Standard	Datenblock - Midamble - Datenblock - Schutzzeit	$T = 275\mu s$ = 352 Chips $\xi =$ Tabelle 2.1 (abhängig von Q)	$T_m = 112,5\mu s$ = 144 Chips $L = 9$	$T_g = 12,5\mu s$ = 16 Chips
UpPTS	Synchronisation - Schutzzeit	$T = 100\mu s$ = 128 Chips	nicht vorhanden	$T_g = 25\mu s$ = 32 Chips
DwPTS	Schutzzeit - Synchronis.	$T = 50\mu s$ = 64 Chips	nicht vorhanden	$T_g = 25\mu s$ = 32 Chips

Tabelle 2.2: Bursttypen innerhalb von TD-SCDMA [CWTS00a]

2.3 Datenrate R_{fr} einer Zelle (Theorie vs. Praxis)

Allgemein stellt die Ressource, welche in Abschnitt 2.2 eingeführt wurde, eine Schlüsselgröße bei der Übertragung eines Bursts dar. Sie ist neben Verzögerungszeit und Bitfehlerrate maßgeblich an der Datenrate R_{fr} beteiligt. Im folgenden wird nur das Standard-Burstformat (vgl. Tabelle 2.2) betrachtet, welches, bei einem maximalen Spreizfaktor ($Q = 16$) vorausgesetzt, $\xi = 22$ Datensymbole pro Datenblock zulässt (vgl. Tabelle 2.1). Jedes dieser $\xi = 22$ Datensymbole eines Datenblocks wird bei Verwendung einer QPSK (Wertigkeit $M = 4$) mit zwei Bits, die als Rohdaten bezeichnet werden [Bing01], moduliert. Die Anzahl N_r der in einem Burst enthaltenen Rohdaten ist demnach $N_r = M \cdot \xi = 4 \cdot 22 = 88$ bit. Die zu übertragenen Bits werden als Nutzdaten bezeichnet, wobei die Anzahl der Nutzdaten pro Burst N_i ist. In der Regel ergeben sich die Rohdaten aus den Nutzdaten durch Kanalcodierung mittels Forward Error Correction- Verfahren, kurz FEC-Verfahren, die redundante Informationen einfügen, die im Empfänger zum Korrigieren von Fehlern verwendet werden. Die Coderate R_c des verwendeten FEC-Verfahrens ist das Verhältnis aus Nutz- zu Rohdaten (N_i/N_r).

Im folgenden wird zunächst angenommen, dass ideale Verhältnisse vorherrschen., d. h. bei der Übertragung treten keine Fehler auf, so dass kein FEC-Verfahren eingesetzt werden muss. Folglich ist das Verhältnis der Nutzdaten zu Rohdaten eins, was auf $N_r = N_i$ führt. Somit stellt jede einzelne Ressource eines Rahmens die Datenrate

$$R_r = \frac{N_i}{T_{fr}} = \frac{88 \text{ bit}}{5 \text{ ms}} = 17600 \text{ bit/s} = 17,6 \text{ kbit/s} \quad (2.4)$$

zur Verfügung. Unter der Annahme, dass alle orthogonalen CDMA-Codes eingesetzt werden, d.h. $K_s = Q = 16$, ergibt sich die maximale Anzahl verwendeter Ressourcen eines Rahmens zu

$$N_{fr,max} = Q \cdot K_t = 16 \cdot 7 = 112. \quad (2.5)$$

Mit der Datenrate R_r einer Ressource nach Gleichung (2.4) und der maximalen Anzahl $N_{fr,max}$ der Ressourcen eines Rahmens gemäß Gleichung (2.5) ergibt sich die (theoretisch mögliche) maximale Datenrate einer Zelle zu

$$R_{fr,max} = N_{fr,max} \cdot R_r = 112 \cdot 17,6 \text{ kbit/s} = 1971,2 \text{ kbit/s} \approx 2 \text{ Mbit/s}. \quad (2.6)$$

Die maximale Datenrate $R_{fr,max}$ einer Zelle nach Gleichung (2.6) ist die theoretisch ermittelte obere Grenze für die Datenübertragung in TD-SCDMA.

Bei dieser theoretisch ermittelten Obergrenze ist allerdings zu beachten, dass die maximale Datenrate $R_{fr,max}$ nur dann möglich ist, wenn lediglich ein einziger mobiler Teilnehmer die kompletten Ressourcen, in diesem Fall also den vollständigen Datenrahmen, für sich in Anspruch nimmt. Für den Fall, dass die maximale Anzahl K_{max} gleichzeitig aktiver Mobilstationen erzielt werden soll, wird jeder der k Mobilstationen, $k \in \{1, \dots, K\}$, eine einzige Ressource zugewiesen. Demzufolge ist die maximale Anzahl K_{max} gleichzeitig aktiver mobiler Teilnehmer gleich der maximalen Anzahl $N_{fr,max} = 112$ der Ressourcen, wobei jede der k Mobilstationen, $k \in \{1, \dots, K\}$, die Datenrate $R^{(k)} = 17,6$ kbit/s, $k \in \{1, \dots, K\}$, besitzt.

Die soeben durchgeführte Analyse basierte auf der Annahme, dass keine Fehler bei der Übertragung auftreten und die Bitfehlerrate des Transportkanals gleich Null ist. In der Theorie mag diese Betrachtungsweise sicherlich sehr interessant sein, doch widerspricht sie den in realen Mobilfunksystemen vorherrschenden Übertragungsbedingungen, da in der Regel Fehler beim Übertragen der Rohdaten auftreten. Die Bitfehlerrate der Rohdaten ist zudem im allgemeinen viel größer als die maximal zulässige Bitfehlerrate des Transportkanals [Bing01], so dass der Einsatz eines FEC-Verfahrens, das im nachfolgenden Abschnitt 2.4 näher betrachtet wird, erforderlich wird. Das Einfügen von Redundanz durch ein FEC-Verfahren mit der Coderate R_c reduziert aber die Datenrate $R^{(k)}$, $k \in \{1, \dots, K\}$, der Nutzdaten um den Faktor der Coderate R_c . Zudem wird bei FEC-Verfahren häufig Interleaving eingesetzt [Bing01]. Unter Interleaving, auf das in dieser Ausarbeitung nicht weiter eingegangen wird, versteht man das Verteilen bzw. Verwürfeln der FEC-codierten Daten auf verschiedene Bursts. Liegen diese Bursts in verschiedenen Zeitschlitzten, was üblich ist, so erhöht sich zusätzlich die Verzögerungszeit des zugehörigen Transportkanals. Somit nimmt auch die Verzögerungszeit Einfluss auf die maximal erreichbare Datenrate und reduziert jene weiterhin.

Anmerkung: Für den Leser mag an dieser Stelle der Eindruck entstehen, dass die durch die Industrie propagierte maximale Datenrate von 2 Mbit/s innerhalb von TD-SCDMA in der Realität nicht erzielbar ist. Dem soll hier widersprochen werden, da es durchaus weitere Verfahren gibt, mit deren Hilfe eine Datenrate von 2 Mbit/s erreicht werden kann. Zu diesen Verfahren gehören sog. Pooling-Verfahren, auf die allerdings hier nicht weiter eingegangen wird.

Viel mehr war und ist es Ziel, dem Leser zu verdeutlichen, dass eine in der Theorie erzielbare Datenrate in der Praxis niemals erreichbar ist, sondern grundsätzlich weitere Faktoren enormen Einfluss nehmen. Diese Beeinflussung wurde innerhalb dieses Unterkapitels (Kapitel 2.3) ausführlich aufgezeigt.

2.4 Redundanz durch FEC-Verfahren

In Mobilfunksystemen treten in der Regel Fehler beim Übertragen der Rohdaten auf, wobei die Bitfehlerrate der Rohdaten im allgemeinen größer als die maximal zulässige Bitfehlerrate eines Transportkanals ist. Daher ist der Einsatz von Forward Error Correction—Verfahren (FEC-Verfahren) erforderlich. Beim Anwenden eines FEC-Verfahrens auf die zu übertragene Nutzdaten der Anzahl N_i erhält man die codierten Daten der Anzahl N_c , wobei $N_c \geq N_i$ gilt. Die codierten Daten sind die zu übertragene Rohdaten. Aus ihnen ergibt sich die Coderate R_c als Quotient der Anzahl der Nutzdaten N_i und der Anzahl N_c der codierten Daten.

Mit $N_c \geq N_i$ ergibt sich der Wertebereich der Coderate R_c zu $0 < R_c \leq 1$. Nach [Bing01] nimmt die Fehlerkorrekturfähigkeit eines FEC-Verfahrens zu, wenn die Coderate R_c erniedrigt wird. Aufgrund dessen kann die Erniedrigung der Bitfehlerrate bezüglich der Nutzdaten N_i durch die Reduzierung bzw. Verminderung der Coderate R_c erzielt werden. Allerdings gilt zu beachten, dass die Anzahl N_c der zu übertragenden Rohdaten antiproportional zur Coderate R_c ist, was bedeutet, dass je kleiner die Coderate R_c und damit die Bitfehlerrate der Nutzdaten gewählt wird, desto größer die Anzahl N_c der zu übertragenden Rohdaten ist.

Zusammenfassend lassen sich FEC-Verfahren als Verfahren bezeichnen, die aus Nutzdaten der Anzahl N_i codierte Daten der Anzahl N_c erzeugen. Sie dienen zur Korrektur von Übertragungsfehlern und damit zur Reduktion der Bitfehlerrate der Nutzdaten. Es sei an dieser Stelle weiterhin erwähnt, dass es verschiedene FEC-Verfahren gibt, die aufgrund ihrer Codierungs- und Decodierungsalgorithmen in verschiedene Klassen eingeteilt sind. Zu diesen Klassen gehören unter anderem folgende Codes:

- Reed-Solomon Codes (RS-Codes),
- Faltungscodes und
- Turbo-Codes.

Jede Codeklasse besitzt charakteristische Eigenschaften, auf die an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden kann, da allein die Codes eine komplette Ausarbeitung füllen würden. Es wird deshalb auf einschlägige Literatur verwiesen, wie zum Beispiel [Boss98] oder [Ochs03].

2.5 Probleme und Lösungen, die im Zusammenhang mit TD-SCDMA auftreten

Innerhalb dieses Abschnitts wird auf wesentliche Gesichtspunkte eingegangen, die im Zusammenhang mit TD-SCDMA bzw. auf TDD-basierten Systemen stehen. Es soll dabei zunächst das Laufzeitproblem erläutert und im Anschluss auf das Auftreten von Interferenzen eingegangen werden. In beiden Fällen wird des Weiteren die Lösung des Problems geschildert.

2.5.1 Laufzeit

Innerhalb von TD-SCDMA wird sowohl für das Senden als auch für das Empfangen derselbe Kanal verwendet. Es ist daher unmöglich, dass eine Mobilstation oder eine Basisstation gleichzeitig senden und empfangen kann. Die nachfolgende Abbildung 2.7 illustriert diese Problematik, in dem sie die Kommunikation zwischen Mobilstation (MS) und Basisstation (BS) aufzeigt.

Zum Zeitpunkt t_1 beginnt die Basisstation mit dem Aussenden des Signals der Abwärtsstrecke mit der Dauer T_{DL} , das zum Zeitpunkt $t_1 + \Delta t$ als Empfangssignal an der Mobilstation eintrifft. Es wird angenommen, dass ein einziger Signalpfad (Ausbreitungsweg des Signals zwischen MS und BS) zwischen beiden Teilnehmern besteht, dessen Länge mit Δs bezeichnet wird. Mit der Weglänge Δs und der Lichtgeschwindigkeit c_0 ergibt sich die Laufzeit des Signals zu

$$\Delta t = \frac{\Delta s}{c_0}. \quad (2.7)$$

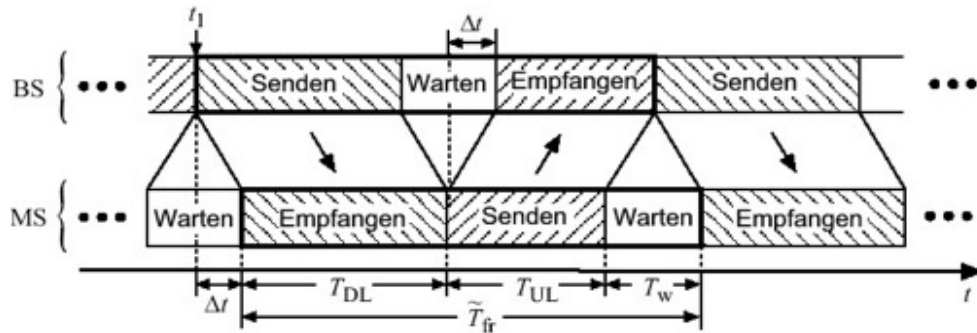


Bild 2.7: Kommunikation zwischen MS und BS (Laufzeitproblem) [Bing01]

Nach dem Empfang des vollständigen Signals der Abwärtsstrecke beginnt die Mobilstation unverzüglich mit dem Senden des Signals der Aufwärtsstrecke der Dauer T_{UL} , das wiederum um die Laufzeit Δt verzögert an der Basisstation eintrifft. Folglich ergibt sich nach jedem Sendeintervall einer Mobilstation für die Mobilstation (bzw. analog für die Basisstation) ein ungenutztes Zeitintervall der Dauer T_W , dessen Länge $T_W = 2 \cdot \Delta t$ ist. Bei der Kommunikation einer Basisstation und einer einzigen Mobilstation folgt auf ein Sendeintervall immer ein Warteintervall, d. h. es ist nicht möglich unmittelbar nach dem Senden mit dem Empfangen zu beginnen. Setzt man voraus, dass die Übertragung mit der Abwärtsstrecke (Downlink) beginnt, so wiederholen sich die Folgen Sende-, Warte- und Empfangsintervall an der Basisstation bzw. Empfangs-, Sende- und Warteintervall an der Mobilstation periodisch.

Da das Senden und Empfangen bei TD-SCDMA nicht gleichzeitig möglich ist, muss eine Schutzzeit innerhalb der Rahmen berücksichtigt werden, um damit das Laufzeitproblem zu berücksichtigen. Diese Schutzzeit (engl. Guard periode, GP) berechnet sich aus dem Doppelten der Laufzeit Δt (also zu $2 \cdot \Delta t$) und beträgt bei TD-SCDMA $12,5\mu s$. Sie muss in jedem Rahmen enthalten sein, da mehr als ein Umschaltzeitpunkt zwischen Up- und Downlink bzw. umgekehrt möglich ist und daher nicht explizit vorhergesagt werden kann, wann und ob ein Warteintervall gesendet werden muss. Weiterhin sei angemerkt, dass die Schutzzeit mindestens das Zweifache der Laufzeit betragen muss, um Interferenzen, welche im Unterabschnitt 2.5.2 behandelt werden, zwischen einzelnen Datenrahmen wirkungsvoll zu vermeiden.

Aus Gleichung (2.7) in Verbindung mit dem Wissen über die verwendete Schutzzeit $T_g = 2 \cdot \Delta t = 12,5\mu s$ (innerhalb einer Ressource bzw. eines Bursts) ist weiterhin ablesbar, dass eine Mobilstation nicht weiter als $\Delta s_{max} = 1,875 km$ von der Basisstation entfernt sein darf, um eine Kommunikation zwischen ihnen zu ermöglichen. Dieses Maß ist allerdings als Idealisierung anzusehen, da die oben genannte Gleichung nur direkte Verbindungen zwischen mobilem Teilnehmer und Basisstation berücksichtigt. In der Realität sollte der Abstand daher entsprechend kleiner gewählt werden, um mögliche Beugungs- und Streuphänomene des Signalgangs zu berücksichtigen.

2.5.2 Interferenz

Bei der Übertragung von Daten (Rohdaten) über einen Kanal treten in der Regel Fehler auf, die das Einbringen von redundanzbringenden Verfahren (FEC-Verfahren, vgl. Abschnitt

2.4) nötig machen, um eine Fehlerkorrektur im Empfänger zu ermöglichen. Wie aber bereits in Abschnitt 2.3 erwähnt, verringert das Einfügen von Redundanz die Datenrate $R^{(k)}$. Es ist daher offensichtlich, eine möglichst niedrige Bitfehlerrate der Rohdaten zu realisieren, um die Redundanz innerhalb der Rohdaten möglichst gering halten zu können.

Die Bitfehlerrate der Rohdaten hängt unter anderem von der Qualität des Empfangssignals ab. Das Verhältnis der Leistung C des erwünschten Empfangssignals und der Leistung I des unerwünschten Empfangsanteils – der Interferenz – heißt Träger-zu-Interferenz-Verhältnis C/I und ist ein Maß für die Qualität des Empfangssignals.

Man unterscheidet grundsätzlich zwischen zwei Interferenzarten, nämlich der Intrazellinterferenz, die durch Mehrfachzugriffe entsteht, und der Interzellinterferenz [Bing01]. Innerhalb von TD-SCDMA treten ausschließlich Interzellinterferenzen auf, auf die nachfolgend eingegangen wird. Beim Entstehen der Interzellinterferenz ist zwischen vier Situationen zu unterscheiden, die anhand eines aus einer Referenzzelle und einer interferierenden Zelle – der Interferenzzelle – bestehenden Szenarios erläutert wird (siehe Abbildung 2.8).

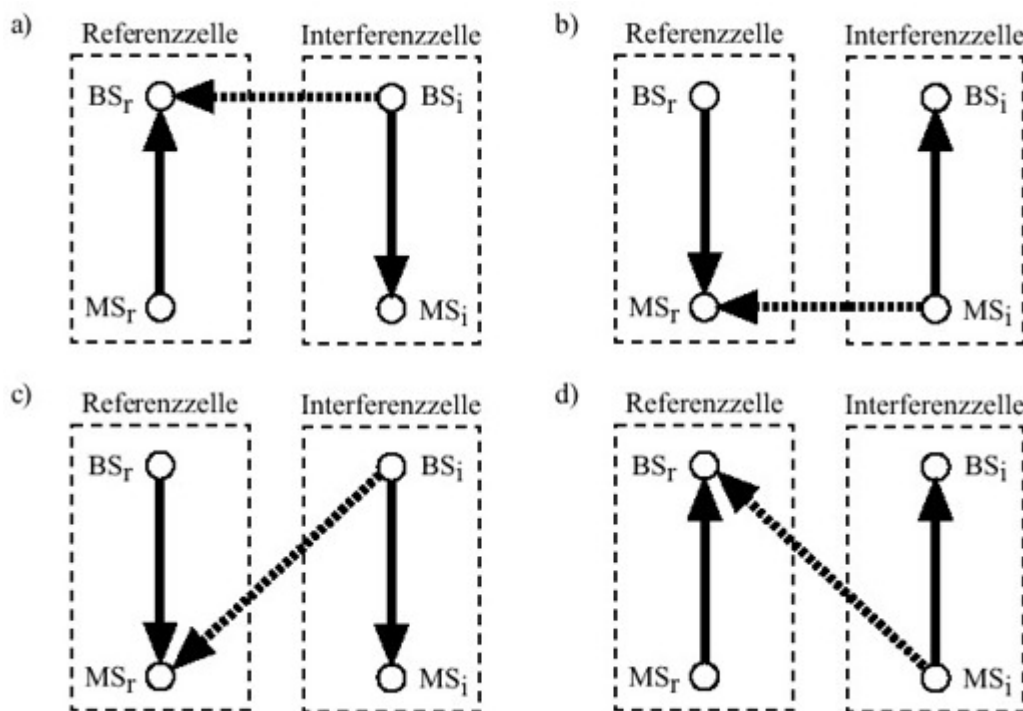


Bild 2.8: Vier unterschiedliche Situationen beim Entstehen der Interzellinterferenz [a) BS-zu-BS-Interferenz, b) MS-zu-MS-Interferenz, c) BS-zu-MS-Interferenz, d) MS-zu-BS-Interferenz] [Bing01]

In der Referenzzelle kommunizieren die BS_r und MS_r , in der Interferenzzelle die BS_i und MS_i miteinander. Die Interferenzzelle erzeugt in der Referenzzelle Interzellinterferenz, wenn die Sendesignale der Interferenzzelle in die Referenzzelle gelangen und dort als unerwünschte Empfangssignale der BS_r bzw. MS_r vorliegen.

Jede der vier Situationen ist durch die Richtung der Kommunikation in der Referenz- und in der Interferenzzelle gekennzeichnet, wobei erwünschte Signale durch durchgezogene Pfeile und unerwünschte Signale durch gestrichelte Pfeile in Abbildung 2.8 dargestellt sind. Bei der Situation nach a) ist in der Referenzzelle die Aufwärtsstrecke und in der In-

terferenzzelle die Abwärtsstrecke aktiv, so dass das Empfangssignal an BS_r durch die von BS_i erzeugte Interferenz gestört wird. Folglich bezeichnet man diese Art der Interferenz als Basisstation-zu-Basisstation-Interferenz. Ist in der Referenzzelle die Abwärtsstrecke und in der Interferenzzelle die Aufwärtsstrecke aktiv, so entsteht Mobilstation-zu-Mobilstation-Interferenz (Fall b). Die Fälle c und d zeigen Störungen, die an einer Mobilstation durch eine Basisstation (Fall c) bzw. an einer Basisstation durch eine Mobilstation (Fall d) verursacht werden. Innerhalb von TD-SCDMA kann jede der hier aufgezeigten vier Interferenzmöglichkeiten (theoretisch) auftreten, wobei es in einigen Fällen wirkungsvolle Möglichkeiten zur Vermeidung bzw. Unterdrückung von Interferenzen gibt.

MS-zu-MS-Interferenz entsteht immer dann, wenn sich das Zeitintervall einer Mobilstation, die Daten empfängt, mit dem Zeitintervall einer Mobilstation, die Daten versendet, überschneidet. Analog kommt es zur BS-zu-BS-Interferenz, wenn sich das Zeitintervall einer empfangenden Basisstation mit dem Zeitintervall einer sendenden Basisstation überdeckt. Da das Versorgungsgebiet flächendeckend in Zellen eingeteilt ist, kann man davon ausgehen, dass eine Referenzzelle durch mehrere Interferenzzellen beeinträchtigt wird. Demzufolge treten i. a. mehrere Interferenzintervalle unterschiedlicher Dauer gleichzeitig und nicht deterministisch auf [Bing01], was zu starken Schwankungen des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses C/I führt und unter Umständen zum plötzlichen Verbindungsabbruch führen kann. Da ein Verbindungsabbruch grundsätzlich als kritisch und nicht erstrebenswert angesehen wird, hat man innerhalb von TD-SCDMA die BS-zu-BS-Interferenz bzw. die MS-zu-MS-Interferenz eliminiert.

Wie bereits erwähnt, tritt MS-zu-MS- bzw. BS-zu-BS-Interferenz nur dann auf, wenn in der Referenzzelle die Abwärtsstrecke und in der Interferenzzelle die Aufwärtsstrecke bzw. in der Referenzzelle die Aufwärtsstrecke und in der Interferenzzelle die Abwärtsstrecke aktiv ist (vgl. Abbildung 2.8). Daher können MS-zu-MS- bzw. BS-zu-BS-Interferenz vollständig durch Synchronisation der Zeitpunkte des Rahmenbeginns vermieden werden.

Weitere Verfahren zur Reduzierung und Eliminierung der MS-zu-MS- und BS-zu-BS-Interferenz sind Leistungsregelkreise, dynamische Kanalvergabe (engl. Dynamic Channel Allocation, DCA), adaptive Antennen sowie Joint Detection mit Berücksichtigung der Interferenz. Auf Leistungsregelkreise sowie adaptive Antennen wird im nachfolgenden Kapitel 3 weiter eingegangen.

3. Anpassung der Leistung

Innerhalb dieses Kapitels wird auf die Anpassung der Leistung bei TD-SCDMA-Systemen eingegangen. Zunächst werden offene und geschlossene Regelkreise sowie deren Vor- und Nachteile vorgestellt sowie deren Einsatzgebiet erörtert. Den Schwerpunkt dieses Kapitels bildet das Unterkapitel 3.2, indem der Aufbau sowie die Funktionsweise von adaptiven Antennenstrukturen aufgezeigt wird.

3.1 Offene und geschlossene Regelkreise

Das Ziel einer (schnellen) Leistungsregelung besteht in der Vermeidung von Interferenzen, die aufgrund von Leistungsschwankungen, verursacht durch die zeitvariante Energie des Kanals, entstehen. Man unterscheidet dabei zwei Arten von Regelkreisen, nämlich einen mit offener Regelschleife und einen mit geschlossener Regelschleife. Beide Prinzipien werden nachfolgend erklärt.

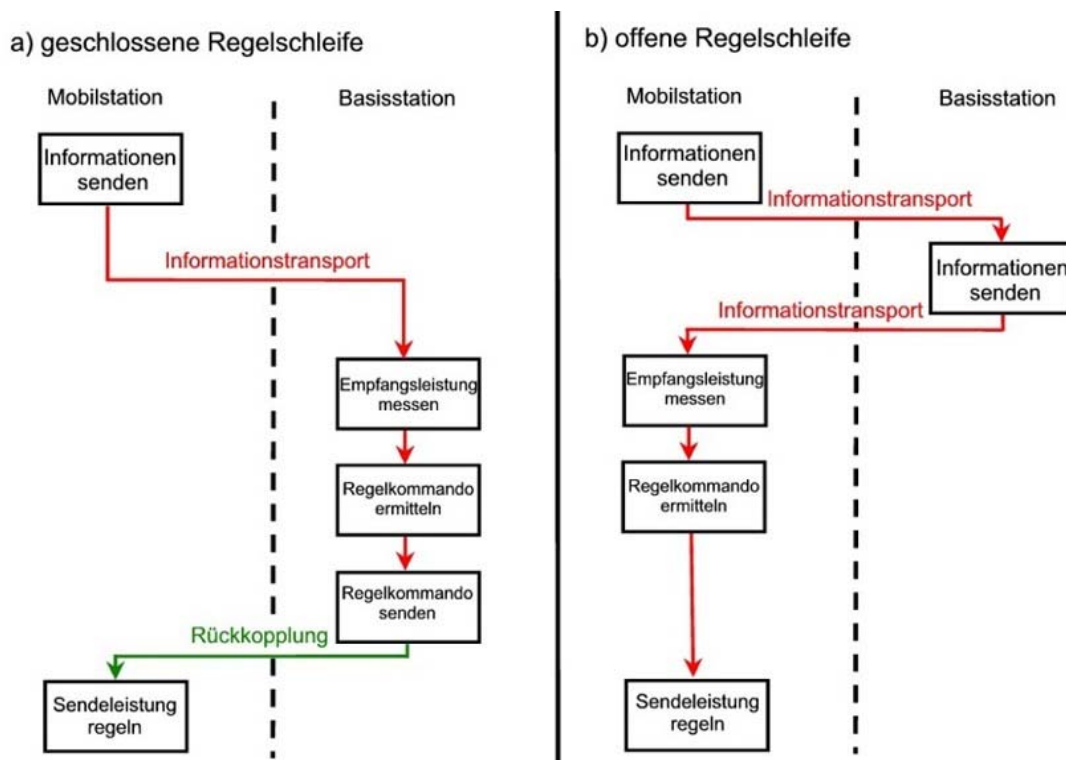


Bild 3.1: Schnelle Leistungsregelung [a) geschlossene Regelschleife, b) offene Regelschleife]

Im Fall der *geschlossenen* Regelschleife (siehe Abbildung 3.1) erfolgt das Messen der

Empfangsleistung, das Ermitteln des Regelkommandos aus der gemessenen Empfangsleistung sowie das anschließende Senden des Regelkommandos zur Mobilstation vollständig innerhalb der Basisstation. Da die wesentlichen Informationen in der Aufwärtsstrecke an die Basisstation weitergegeben und dort verarbeitet werden, ist das Senden des Regelkommandos in der Abwärtsstrecke als Informationsrückkopplung anzusehen. Man spricht in diesem Fall von einem geschlossenen Regelkreis.

Bei der Leistungsregelung mit *offener* Regelschleife (siehe Abbildung 3.1) führt die Mobilstation das Messen der Leistung eines in der Abwärtsstrecke empfangenen, von der Basisstation gesendeten, Empfangssignal durch. Das von der Basisstation gesendete Signal dient nicht dem Übertragen eines Regelkommandos, sondern kann zum Transport von Nutzdaten verwendet werden. Im Zusammenhang mit der Leistungsregelung in der offenen Regelschleife sind auch die in Abschnitt 2.2 genannten Pilotsignale (UpPTS bzw. DwPTS) von wesentlicher Bedeutung. Wie bereits erwähnt, ermitteln sowohl die Basisstation als auch die Mobilstation aus der gemessenen Empfangsleistung des Pilotsignals das entsprechende Regelkommando und passen ihre Sendeleistung für die gewünschte Kommunikation an.

Die Dauer des Zeitintervalls zwischen dem Messen der Empfangsleistung und dem darauf basierenden Regeln der Sendeleistung wird als Regelungsverzögerung bezeichnet. Im Gegensatz zur Leistungsregelung mit geschlossener Schleife ist im Fall des offenen Regelkreises kein Rückkoppeln eines Regelkommandos notwendig. Die Regelungsverzögerung ist im Fall der offenen Schleife daher in der Regel kürzer als im Fall der geschlossenen Reglerstruktur. Die offene Struktur wird in TD-SCDMA aufgrund dessen bevorzugt eingesetzt.

Allerdings besitzt die schnelle Leistungsregelung nicht nur Vorteile, da sie nach [Bing01] nur bis zu einer Geschwindigkeit von $v_{max} = 30$ km/h einsetzbar ist. Liegt die Geschwindigkeit mit der sich eine Mobilstation bewegt oberhalb der maximalen Geschwindigkeit, was beim Telefonieren innerhalb von Fahrzeugen ohne weiteres der Fall ist, so kann es zu einer Degradation der Leistungsfähigkeit kommen. Dieser Effekt ist unter dem Namen "Cocktail-Party"-Effekt in der Literatur beschrieben und tritt immer dann auf, wenn die Leistung zu langsam geregelt wird. Er äußert sich wie folgt:

Wenn mehrere Mobilstationen einer Zelle bei niedrigen Leistungen Verbindungen betreiben und eine Mobilstation ihre Sendeleistung erhöht, um die eigene Verbindung zu verbessern, werden dadurch auch die anderen Mobilstationen anfangen, ihre Leistung proportional zu erhöhen, um dadurch "ihre" Verbindungsqualität zu erhalten. Als Folge dieser Leistungserhöhung einer Mobilstation kommt es schließlich zum gegenseitigen "Hochschaukeln" der Sendeleistungen, bis ein Maximum erreicht wird. Die gegenseitige Beeinflussung erhöht zudem die Interferenz der einzelnen Teilnehmer, so dass es schließlich zum Verbindungsabbruch kommt.

Der "Cocktail-Party"-Effekt kann aber mit Hilfe adaptiver Antennen, die im nachfolgenden Abschnitt 3.2 beschrieben werden, im weitesten Sinne vermieden werden. Smart-Antennas stellen daher in Verbindung mit der schnellen Leistungsregelung eine (optimale) Lösung zum Bekämpfen von Interferenzen dar.

3.2 Die adaptive Antennenstruktur

Innerhalb dieser Ausarbeitung wurde bereits mehrfach erwähnt, dass eines der Hauptziele die Vermeidung von Interferenzen sei. Es wurde ebenfalls erwähnt, dass Smart-Antennas diese Möglichkeit in geeigneter Weise bieten, doch wurde bisher niemals erklärt, was sich

hinter dem Namen überhaupt verbirgt. Jener bisher fehlende Sachverhalt soll nun nachgeholt werden.

Aus dem GSM-Standard sollte dem Leser bekannt sein, dass in der Regel eine Antenne die komplette Zelle flächendeckend "bestrahlt" (siehe Abbildung 3.2). Es besteht demzufolge ein radialer Zusammenhang zwischen Energie des Signals und Entfernung zur Antennenstruktur, wobei die Energie proportional zu $1/r$ zum Rand abnimmt.

Bei einer solchen Antennenanordnung sind daher folgende Probleme bekannt:

- Es muss eine relativ hohe Energie aufgebracht werden, um die vollständige Zelle flächendeckend zu bestrahlen. In der Regel sind dafür Hochleistungsverstärker erforderlich.
- Sind zu viele Mobilstationen innerhalb einer Zelle aktiv, so treten vermehrt Interferenzen auf (vgl. Kapitel 2.5.2).
- In der Regel tritt der sog. "Near-Far-Effekt" auf, d. h. Mobilstationen, die mit einer zu hohen Sendeleistung in der direkten Umgebung der Basisstation senden, "überdecken" das Signal einer weiter entfernten Mobilstation. Das Signal des entfernt sendenden Teilnehmers wird als stark verrauscht wahrgenommen und kann ggf. nicht mehr von tatsächlichem Rauschen unterschieden werden, wodurch es zum Verbindungsabbruch kommen kann.

Um diese Probleme möglichst vollständig zu beheben, wurden sog. Smart-Antennas entwickelt. Es handelt sich dabei um ein aus m Antennenelementen, ringförmig aufgebautes Antennenfeld (engl. Array antenna), das in der Lage ist, eine Art Richtstrahl zu erzeugen, um damit gezielt einen einzelnen Teilnehmer zu "bestrahlen". Auf diese Weise werden Interferenzen zwischen einzelnen Mobilstationen stark verringert, da jede Mobilstation über einen eigenen Richtstrahl verfügt (siehe Abbildung 3.2).

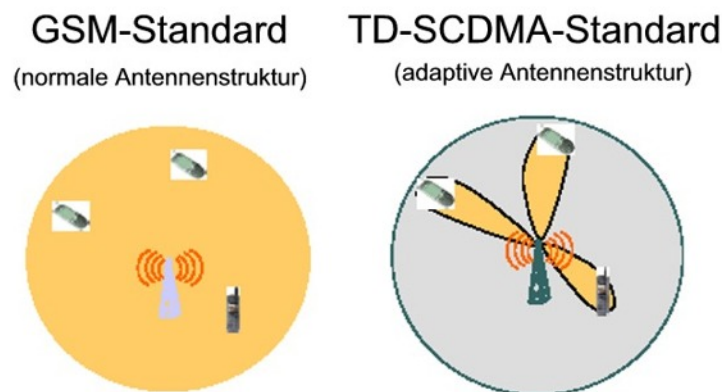


Bild 3.2: Vergleich der Antennenstrukturen (*links:* GSM, *rechts:* TD-SCDMA) [Siem02]

Zur Zeit werden Smart-Antennas aus $m = 8$ Elementen aufgebaut, wodurch sich eine offenbar optimale Richtstrahlcharakteristik, bestehend aus einer schmalen Hauptkeule und einer geringen Anzahl von Nebenkeulen, ergibt. Es sind allerdings auch Antennen mit $m = 4$ Elementen auf dem Markt erhältlich, besitzen aber im Vergleich zu einer höheren Anzahl von Elementen eine deutlich breitere Hauptkeule, was theoretisch zu einer größeren Zahl von

möglichen Interferenzen führen kann. In Abbildung 3.3 ist eine mögliche Ausbreitung der Richtstrahlcharakteristik zu erkennen. Zudem kann auf der Webseite der Universität Aachen unter http://www.ihf.rwth-aachen.de/English_Pages/Forschung/Sdma/Animation/animation.html eine animierte Keulenausbreitung sowie das Folgen eines bewegten Objektes (Fahrzeug) betrachtet werden.

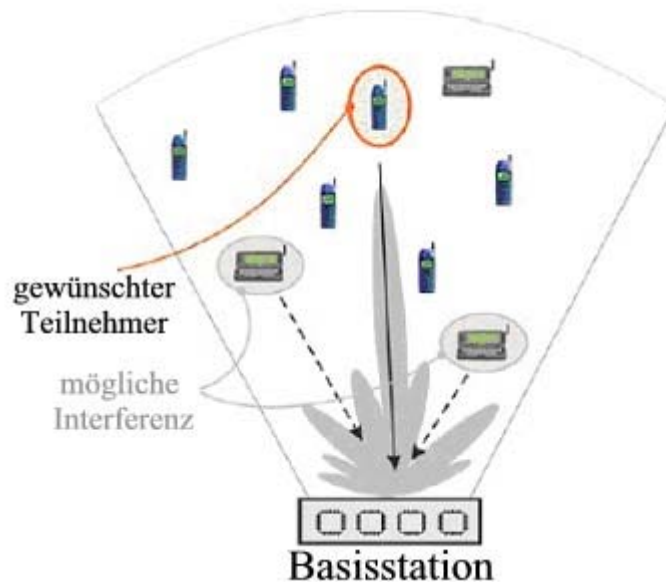


Bild 3.3: Ausbreitung des Richtstrahls [Hasi02]

Des Weiteren wird neben einer Minimierung der Interferenz auch die benötigte Sendeleistung der adaptiven Antennenstruktur stark verringert, da nun nicht mehr die vollständige Zelle "bestrahlt" werden muss. Das Auftreten des "Near-Far-Effektes" ist deshalb innerhalb von TD-SCDMA nahezu ausgeschlossen. Auf die Verwendung von Hochleistungsverstärkern kann ebenfalls verzichtet werden, da wie bereits erwähnt, nicht die vollständige Zelle abgedeckt werden muss, sondern stets nur ein Teilbereich.

Aber genau an dieser Stelle tritt eine Schwierigkeit auf, denn das Erzeugen eines Richtstrahls, der auch als "beam" oder "beamforming" bezeichnet wird, ist nur mit erhöhtem Aufwand möglich. Im nachfolgenden Unterabschnitt 3.2.1 wird daher gezielt auf beamforming eingegangen.

3.2.1 Beamforming

Innerhalb der vergangenen Jahre wurde verstärkt auf dem Gebiet der adaptiven Antennen, häufig auch unter dem Namen "Smart-Antennas" bekannt, geforscht. Ein Hauptproblem, das es zu lösen galt, bestand von jeher darin, einen möglichst optimalen Algorithmus zum Erzeugen eines Richtstrahls zu finden. Optimal sollte der Algorithmus in Bezug auf Schnelligkeit, aber auch im Hinblick auf Vermeidung von Interferenzen sowie einer möglichst niedrigen, benötigten Sendeleistung sein. In der Literatur sind hierzu zahlreiche Ansätze bekannt, wobei an dieser Stelle nur auf einen Ansatz [SDJ03] eingegangen wird. Weitere Lösungsalternativen können zum Beispiel [CWTS99b], [CWTS00b], [ZCA00] oder [MXH⁺00] entnommen werden.

Wie bereits mehrfach erwähnt, sollen durch adaptive Antennen Interferenzen sowie weitere Störungen (z. B. Rauschen) möglichst wirkungsvoll innerhalb einer Zelle unterdrückt werden. Als geeignetes Maß für die Bewertung von aufgebrachtener Leistung E_b zum vorhandenen Rauschen (engl. Noise) N_t hat sich dabei das Signal-zu-Geräusch-Verhältnis (engl. Signal to Noise Ratio, SNR) als besonders vorteilhaft erwiesen. Interferenz kann dabei als eine Form des Rauschens angesehen werden. Für einen beliebigen Signalpfad l eines Benutzers k innerhalb einer Zelle B ergibt sich der SNR-Wert zu:

$$\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{B,k,l} = \frac{Q \cdot P_{B,k} \cdot g_{B,k,l} \cdot |a_{B,k,l}|^2}{I_{Intra}(B, k, l) + I_{Inter}(B, k) + \sigma_{th}^2}, \quad (3.1)$$

wobei der konstante Parameter $|a_{B,k,l}|^2$ abhängig vom verwendeten Pfad l ist. In Gleichung (3.1) beschreibt der Parameter Q den Spreizfaktor des CDMA-Codes, $P_{B,k}$ die Sendeleistung des Benutzers k innerhalb von Zelle B , $g_{B,k,l}$ einen antennenspezifischen Gewichtungsfaktor, der abhängig vom Pfad l ist, sowie σ^2 das thermische Rauschen. Intrazellinterferenz (I_{Intra}) und Interzellinterferenz (I_{Inter}) sind dabei wie folgt definiert:

$$\begin{aligned} I_{Intra}(B, k, l) &= \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l}}^{L_{B,k}} |a_{B,k,i}|^2 \cdot \left(\sum_{j=1}^{K_B} g_{B,j,i} \cdot P_{B,j} + g_{B,i}^{BC} \cdot P_B^{BC} \right), \\ I_{Inter}(B, k) &= \sum_{\substack{b=1 \\ b \neq B}}^{N_{BS}} \sum_{i=1}^{L_{B,k}} |a_{B,k,i}|^2 \cdot \left(\sum_{j=1}^{K_B} g_{B,j,i} \cdot P_{B,j} + g_{B,i}^{BC} \cdot P_B^{BC} \right), \end{aligned} \quad (3.2)$$

wobei K_B die Anzahl der registrierten Mobilstationen der Zelle ist sowie P_B^{BC} bzw. $g_{B,i}^{BC}$ die Sendeleistung bzw. der Antennengewinn (konstanter Faktor) des Pilotsignals sind. Ferner ist N_{BS} die Anzahl der angrenzenden Zellen.

Für den Empfang von Signalen wird innerhalb von TD-SCDMA in der Regel ein RAKE-Receiver verwendet, zu dem nähere Informationen zum Beispiel aus [Hasi02] entnommen werden können. In dem hier betrachteten Fall reicht es allerdings aus, zu wissen, dass der RAKE-Empfänger eine Summation der eingehenden Signale vornimmt. Demzufolge ergibt sich das Signal-zu-Geräusch-Verhältnis nach dem Empfang zu:

$$\begin{aligned} \left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{B,k} &= \sum_{l=1}^{L_{B,k}} \left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{B,k,l} \\ &= \sum_{l=1}^{L_{B,k}} \frac{Q \cdot P_{B,k} \cdot g_{B,k,l} \cdot |a_{B,k,l}|^2}{I_{Intra}(B, k, l) + I_{Inter}(B, k) + \sigma_{th}^2}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Die Gleichung (3.3) beschreibt ein nicht-lineares Problem, da die Intrazellinterferenz $I_{Intra}(B, k, l)$ für jeden Signalpfad l unterschiedlich ist. Es muss daher eine Linearisierung vorgenommen werden, die wie folgt aussehen kann:

$$\begin{aligned} I_{Intra}(B, k, l) &\approx I_{Intra}(B, k) \\ &= \sum_{i=1}^{L_{B,k}} |a_{B,k,i}|^2 \cdot \left(\sum_{j=1}^{K_B} g_{B,j,i} \cdot P_{B,j} + g_{B,i}^{BC} \cdot P_B^{BC} \right). \end{aligned} \quad (3.4)$$

Der Referenzpfad l wird in dieser Darstellung also mit einbezogen. Nach Meinung von [SDJ03] ist das berechnete Signal-zu-Geräusch-Verhältnis $\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{B,k}$ im Vergleich zum SNR-Wert, der mit der Approximation gemäß Gleichung (3.4) berechnet wird, deutlich geringer. Die Approximation stellt daher eine konservative Abschätzung dar und wurde demzufolge korrekt als obere Schranke ermittelt. Sie berücksichtigt demzufolge noch weitere, nicht auszuschließende Interferenzen.

Führt man zur Vereinfachung die folgenden Terme ein

$$\begin{aligned}\hat{a}_{B,k} &= \sum_{l=1}^{L_{B,k}} |a_{B,k,l}|^2 \cdot g_{B,k,l}, \\ \hat{a}_{B,k}^{BC} &= \sum_{l=1}^{L_{B,k}} |a_{B,k,l}|^2 \cdot g_{B,l}^{BC},\end{aligned}\quad (3.5)$$

so erhält man durch Einsetzen von Gleichung (3.2) und (3.4) in Gleichung (3.3) das Signal-zu-Geräusch-Verhältnis im RAKE-Receiver zu:

$$\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{B,k} = \frac{P_{B,k} \cdot Q \cdot \hat{a}_{B,k}}{\sum_{b=1}^{N_{BS}} \hat{a}_{b,k} \sum_{j=1}^{K_b} P_{b,j} + \sum_{b=1}^{N_{BS}} \hat{a}_{b,k}^{BC} \cdot P_b^{BC} + \sigma^2}.\quad (3.6)$$

Mit Gleichung (3.6) hat man an dieser Stelle eine Formel zur Abschätzung des idealen Signal-zu-Geräusch-Verhältnisses gefunden. Dies ist an dieser Stelle zwar schon sehr gut, doch gibt die Gleichung noch keine Aufschlüsse über den "optimalen" Wert an. Um eine Aussage über die Servicequalität (engl. Quality of Service, QoS) in Bezug auf $\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_k$ pro Teilnehmer machen zu können, bei dem eine geringe Blockfehlerwahrscheinlichkeit bei der Übertragung der Daten auftritt, so dass eine entsprechende Servicequalität gewährleistet werden kann, wird der (Bewertungs-) Faktor γ_k eingeführt. Dieser Faktor gibt also die minimale Servicegüte an, die erforderlich ist, um die Anforderungen einer hohen Datenrate, die in direktem Zusammenhang mit der Bitfehlerwahrscheinlichkeit steht, sicherzustellen. Ferner gibt γ_k an, welche Sendeleistung erforderlich ist, um die Servicegüte einzuhalten, wobei der SNR-Wert möglichst groß wird.

Ziel ist es nun also, die Leistung P_j , die für die Benutzer j , $j \in \{1, \dots, K\}$ aufgebracht werden muss, so zu wählen, dass auf der einen Seite der SNR-Wert möglichst groß wird, während auf der anderen Seite die Interferenzen möglichst klein bleiben. Anders ausgedrückt bedeutet dies, dass man die minimale Leistung P_j sucht, bei der der SNR-Wert möglichst groß ist, man aber immer noch eine gewissen Dienstgüte, die in direktem Zusammenhang mit γ_k steht, beibehält. In Formeln lassen sich diese Bedingungen wie folgt definieren

$$\min_{\mathbf{p} > 0} \sum_j P_j \quad \text{und} \quad \left(\frac{E_b}{N_t}\right)_j \geq \gamma_j,\quad (3.7)$$

wobei $\mathbf{p} = (P_1, \dots, P_k)^T$ ein Vektor ist, in dem alle übertragenen Leistungen enthalten sind. Nach [SDJ03] kann die optimale, übertragene Leistung durch

$$\mathbf{p} = (\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{\Psi})^{-1} \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{n}\quad (3.8)$$

berechnet werden, wobei $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\gamma_1, \dots, \gamma_K)$ die Diagonalmatrix der γ -Werte ist, in denen die teilnehmerspezifischen SNR-Werte enthalten sind. In der Matrix $\mathbf{\Psi}$ sind die System

beschreibenden Parameter, wie Gewichtungsfaktoren der Antennen sowie weitere Kanaleigenschaften enthalten. Sie bildet sich gemäß

$$\mathbf{\Psi} = \begin{pmatrix} \frac{1}{Q} & \frac{\hat{a}_{2,1}}{Q\hat{a}_{1,1}} & \cdots & \frac{\hat{a}_{K,1}}{Q\hat{a}_{1,1}} \\ \frac{\hat{a}_{1,2}}{Q\hat{a}_{2,2}} & \frac{1}{Q} & \cdots & \frac{\hat{a}_{K,2}}{Q\hat{a}_{2,2}} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \frac{\hat{a}_{1,K}}{Q\hat{a}_{K,K}} & \frac{\hat{a}_{2,K}}{Q\hat{a}_{K,K}} & & \frac{1}{Q} \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

Schließlich fasst der Vektor $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_K)^T$ alle Rauschkomponenten der Form

$$n_k = \frac{\sum_{b=1}^{N_{BS}} \hat{a}_{b,K} \cdot P_b^{BC} + \sigma_{th}^2}{Q \cdot \hat{a}_{B,k}} \quad (3.10)$$

für $k \in \{1, \dots, K\}$ zusammen. Die Matrix \mathbf{I} ist eine Einheitsmatrix der Dimension $K \times K$.

Die Gleichung (3.8) beschreibt die optimale, übertragene Leistung, die sich aus den Bedingungen (vgl. Gleichung (3.7)) ergibt. Zu jenem Zeitpunkt wurde nur erwähnt, dass die Leistung größer Null sein muss, allerdings keine Beschränkung nach oben besitzt. Diese Annahme ist nicht ganz richtig, denn die Leistung ist aufgrund der geforderten Systemstabilität nach oben beschränkt. Es ist somit eine weitere Bedingung einzuhalten, damit die Stabilität des Systems sichergestellt werden kann.

In der Literatur ist diese Bedingung unter dem Namen Leistungsflusskontrolle bzw. "power control problem" bekannt, welches in direktem Zusammenhang mit Gleichung (3.8) steht. Es ist bekannt, dass ein System genau dann stabil ist, wenn dessen Polstellen innerhalb des Einheitskreises liegen. Dies ist auch dann noch der Fall, wenn die Inverse des Systems gebildet wird. Es ist daher zwingend notwendig, dass die Polstellen der Matrizenmultiplikation $\mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{\Psi}$ innerhalb des Einheitskreises liegen, also kleiner als 1 sind. Nur in diesem Fall ist das System stabil.

Bis zu dieser Stelle wurde noch nichts über das eigentliche Beamforming gesagt, so dass es jetzt nachgeholt werden soll. Im Abschnitt 3.2 wurde erwähnt, dass Antennenelement bei einer Smart-Antenna stets in einer ringförmigen Struktur angeordnet sind, und dass es sich um ein Antennenfeld, also eine Struktur mit mehreren Antennen, handelt. Es ist somit möglich, die prinzipielle Anordnung, welche in Abbildung 3.4 zu sehen ist, auch in vektorieller Schreibweise darzustellen. Es gilt

$$\mathbf{a}(\Theta) = (1, e^{-j\pi \sin(\Theta)}, \dots, e^{-j\pi(m-1) \sin(\Theta)})^T, \quad (3.11)$$

wobei Θ der Einfallswinkel der Welle ist und m die Anzahl der Antennenelemente beschreibt, wobei in der Regel $m = 8$ gilt.

Wie bereits mehrfach erwähnt, hat das Beamforming die Aufgabe, die bestmögliche Sende- bzw. Empfangsleistung zu ermitteln, dabei aber das Rauschen, unter welches auch Interferenzen fallen, zu minimieren. Im idealen Fall, wobei sich "ideal" hier auf eine fehlerfreie Berechnung der Leistungsparameter (auch in Matrizenform) bezieht, resultiert aus dieser Aufgabe ein Eigenwertproblem der folgenden Art

$$\mathbf{R}_{S,k} \mathbf{w}_k^{opt} = \lambda_{max} \mathbf{R}_{I,k} \mathbf{w}_k^{opt}, \quad (3.12)$$

welches für jeden Teilnehmer individuell berechnet werden muss. In Gleichung (3.12) liefert \mathbf{w}_k^{opt} die beste Richtstrahlcharakteristik für jede Mobilstation k , die beim größten Eigenwert λ_{max} angenommen wird. Die Matrizen $\mathbf{R}_{S,k}$ bzw. $\mathbf{R}_{I,k}$ stellen in der oben genannten

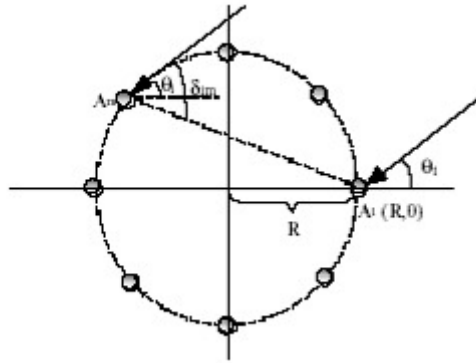


Bild 3.4: Geometrische Darstellung eines Antennenfeldes [MXH⁺00]

Gleichung die Covarianzmatrix der Signale bzw. die Covarianzmatrix der Interferenzen der k Teilnehmer dar.

Nach Angaben von [SDJ03] hat sich gezeigt, dass sehr gute Ergebnisse erzielbar sind, wenn die Antennenelemente nachfolgende Richtcharakteristik aufweisen

$$g_{B,k,l} = |(\mathbf{w}_k^{opt})^H \mathbf{a}(\Theta_{B,k,l})|^2 \cdot g^{ele}(\Theta_{B,k,l}), \quad (3.13)$$

wobei $\Theta_{B,k,l}$ den Gangunterschied (Verzögerungswinkel) des Signalpfades l zwischen Mobilstation k und Zelle B beschreibt. In Gleichung (3.13) wird dabei ein Wurzel-Kosinus-Impuls (engl. squared cosine shape)

$$g^{ele}(\Theta) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Theta}{\Theta_{3dB}}\right) & \text{für } |\Theta| \leq \Theta_0 \\ 10^{-\frac{\alpha_R}{10}} & \text{für } |\Theta| \geq \Theta_0 \end{cases} \quad (3.14)$$

mit $\Theta_0 = \Theta_{3dB} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \arccos(10^{-\frac{\alpha_R}{20}})$ verwendet, wobei der Winkel Θ_{3dB} ein bei 3dB verminderter Leistung auftretender Einfallswinkel (in der Regel der halbe Öffnungswinkel) und α_R die Dämpfung sind.

Mit diesen Gleichungen ist das Beamforming vollständig beschrieben und ein optimales Signal-zu-Interferenz-Verhältnis erzielbar. Die Implementierung der Gleichungen erfolgt auf digitalen Signalprozessoren (DSPs), die mit den einzelnen Antennenelementen verbunden sind, und so das Bilden eines Richtstrahls ermöglichen.

4. Ein Beispiel

In den vorangegangenen Kapiteln wurde oft sehr theoretisch versucht dem Leser zu verdeutlichen, was alles nötig ist, um eine Anpassung von Datenrate und Leistung vorzunehmen. Zudem wurden Probleme und Lösungen aufgezeigt, die grundsätzlich bei der Realisation realer Systeme auftreten und dann entsprechend Berücksichtigung finden müssen.

Um die Theorie auch in der Praxis kennenzulernen, soll nachfolgend ein Beispiel zur Uplink Synchronisation betrachtet werden, in dem viele der zuvor genannten Einzelheiten ihre Berücksichtigung finden. Unter Uplink Synchronisation wird allgemein die Synchronisation der Datenpakete zwischen Sender und Empfänger bezeichnet, was aufgrund des in Kapitel 2.5.1 genannten Laufzeitproblems notwendig ist.

In Kapitel 2.3 wurde der Aufbau von Datenrahmen betrachtet. In diesem Zusammenhang wurden drei spezielle Zeitschlitze erwähnt, die bei der Uplink Synchronisation eine wesentliche Rolle spielen. Wird eine Mobilstation eingeschaltet, so muss sie sich bei einer Basisstation anmelden, damit eine Verbindung zustande kommen kann. In der Regel werden dazu die vier nächsten (benachbarten) Basisstationen betrachtet. Da jede Basisstation in Abständen von ca. 5ms ein Pilotsignal in der Abwärtsstrecke (DwPTS) sendet, in dem auch die Anzahl der zur Zeit angemeldeten Mobilstationen enthalten ist, also eine Aussage über die zur Zeit benötigte Leistung gemacht wird, kann der Teilnehmer entscheiden, bei welcher Basisstation er sich anmelden möchte. Normalerweise wählt er die Basisstation mit der geringsten Anzahl von Teilnehmern, da dann die zur Verfügung gestellte Leistung im Vergleich zu möglichen Interferenzen sehr groß ist (vgl. Kapitel 3.2.1). Zur Registrierung sendet er daraufhin ein Pilotsignal (UpPTS), um der entsprechenden Basisstation seinen Registrierungswunsch mitzuteilen. Somit ist die Registrierung der Mobilstation bei der Basisstation abgeschlossen, allerdings hat an dieser Stelle noch keine Leistungsanpassung oder ein Beamforming stattgefunden. Dazu wird ein weiterer Datenrahmen benötigt, der nach weiteren 5ms gesendet wird.

Nachdem die Registrierung stattgefunden hat, sendet die Basisstation im nächsten Datenrahmen erneut ein Pilotsignal an den betreffenden Mobilfunkteilnehmer, um aus der Laufzeit des Antwortsignals die entsprechende optimale Sendeleistung gemäß Gleichung (3.8) bestimmen zu können. Erst nach diesem Schritt kann also das Beamforming erfolgen.

Ferner sind im Pilotsignal der Basisstation (DwPTS) bzw. im Pilotsignal der Mobilstation (UpPTS) Synchronisationsblöcke (siehe Abbildung 2.6) enthalten, die der Mobilstation Aufschluss darüber geben, wann der nächste Zeitpunkt zum Senden ist. Dies ist wichtig, da es andernfalls zu Interzellinterferenzen (vgl. Abschnitt 2.5.2) kommen kann, bei denen sich nicht synchronisierte Datenpakete überschneiden und somit Datenverluste verursachen. Zudem wird dadurch der Signal-zu-Geräusch-Abstand verschlechtert, was dann wiederum zu einer verringerten Servicequalität führt.

Die Registrierung sowie die Ermittlung der zur Verfügung stehenden Datenrate, die, wie in Abschnitt 2.3 beschrieben, mit der Anzahl der in einer Zelle befindlichen Mobilstationen zusammen hängt, ist an dieser Stelle abgeschlossen, so dass mit der Kommunikation begonnen werden kann. Auch während der Kommunikation werden immer wieder Pilotsignale zwischen Basis- und Mobilstation ausgetauscht, um somit die erforderlichen Parameter für das Beamforming (ausgehend von der Basisstation) bzw. für das Regeln der Sendee- und Empfangsleistung mittels einer offenen Regelschleife (vgl. Abschnitt 3.1) zu ermöglichen.

A. Anhang

A.1 Abkürzungen

BS	Basisstation (engl. <u>B</u> ase <u>S</u> tation)
CDMA	Codemultiplex (engl. <u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess)
CWTS	<u>C</u> hina <u>W</u> ireless <u>T</u> elecommunication <u>S</u> tandards
DCA	Dynamische Kanalvergabe (engl. <u>D</u> ynamic <u>C</u> hannel <u>A</u> llocation)
DSP	<u>D</u> igitaler <u>S</u> ignal <u>p</u> rozessor
DwPTS	Downlink Pilotzeitschlitz (engl. <u>D</u> ownlink <u>P</u> ilot <u>T</u> imes <u>s</u> lot)
DL	Abwärtsstrecke (engl. <u>D</u> own <u>l</u> ink)
FEC-Verfahren	<u>F</u> orward <u>E</u> rror <u>C</u> orrection-Verfahren, Verfahren zur Einbringung von Redundanz
GP	Schutzzeit (engl. <u>G</u> uard <u>p</u> eriod)
GSM	<u>G</u> lobal <u>S</u> ystem for <u>M</u> obile <u>C</u> ommunications, Mobilfunk der 2. Generation
nodeB	Basisstation innerhalb eines TD-SCDMA-System (<i>Bezeichnung wird nicht verwendet</i>)
MS	Mobilstation (engl. <u>M</u> obile <u>S</u> tation)
SNR	<u>S</u> ignal-to- <u>N</u> oise- <u>R</u> atio, Signal-zu-Geräusch-Verhältnis
TDD	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision <u>D</u> uplex
TDMA	Zeitmultiplex (engl. <u>T</u> ime <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess)
TD-SCDMA	<u>T</u> ime <u>D</u> ivision <u>S</u> ynchronous <u>C</u> ode <u>D</u> ivision <u>M</u> ultiple <u>A</u> ccess
TPC	Regulierung der Sendeleistung (engl. <u>T</u> ransmit <u>P</u> ower <u>C</u> ontrol)
QoS	Dienst- oder Servicegüte (engl. <u>Q</u> uality <u>o</u> f <u>S</u> ervice)
UE	<u>U</u> ser <u>E</u> quipment, Bezeichnung einer Mobilstation innerhalb eines TD-SCDMA-Systems (<i>Bezeichnung wird nicht verwendet</i>)
UL	Aufwärtsstrecke (engl. <u>U</u> p <u>l</u> ink)
UMTS	<u>U</u> niversal <u>M</u> obile <u>T</u> elecommunications <u>S</u> ystem
UpPTS	Uplink Pilotzeitschlitz (engl. <u>U</u> p <u>l</u> ink <u>P</u> ilot <u>T</u> imes <u>s</u> lot)
3GPP	<u>3</u> rd <u>G</u> eneration <u>P</u> artnership <u>P</u> roject

A.2 Formelzeichen

$ a_{B,k,l} ^2$	konstanter Parameter, abhängig vom Signalpfad l
$\hat{a}_{B,k}$	Abkürzung für $\sum_{l=1}^{L_{B,k}} a_{B,k,l} ^2 \cdot g_{B,k,l}$
$\hat{a}_{B,k}^{BC}$	Abkürzung für $\sum_{l=1}^{L_{B,k}} a_{B,k,l} ^2 \cdot g_{B,l}^{BC}$
$\mathbf{a}(\Theta)$	Vektor, der die Antennenanordnung repräsentiert
B	Mobilfunkzelle, Zelle
B_u	Bandbreite
B/R_{tc}	Verhältnis Bandbreite zu Datenrate des Transportkanals
c_0	Lichtgeschwindigkeit ($\approx 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$)
C	Energie des erwünschten (Empfangs-) Signals
C/I	Träger-zu-Interferenz-Verhältnis (engl. <u>C</u> arrier-to- <u>I</u> nterference-Ratio)
$\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}$	CDMA-Codes der Ordnung $k_s, k_s \in \{1, \dots, K_s\}$
$\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{B,k,l}$	SNR-Wert für einen beliebigen Signalpfad l eines Benutzers k innerhalb einer Zelle B
$\left(\frac{E_b}{N_t}\right)_{B,k}$	SNR-Wert nach dem Empfang im RAKE-Empfänger
$g_{B,k,l}$	antennenspezifischer Gewichtungsfaktor, abhängig vom Pfad l
$g_{B,i}^{BC}$	Antennengewinn (konstanter Faktor) des Pilotsignals
$g^{ele}(\Theta)$	Wurzel-Kosinus-Impuls (engl. squared cosinus shape)
I	Energie des unerwünschten (Empfangs-) Signals, Interferenz
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
$I_{Intra}(B, k, l)$	Intrazellinterferenz
$I_{Intra}(B, k)$	approximierte (linearisierte) Intrazellinterferenz
$I_{Inter}(B, k)$	Interzellinterferenz
K	Anzahl gleichzeitig aktiver Mobilstationen innerhalb einer Zelle
k	Benutzer innerhalb einer Zelle B
K_B	Anzahl der registrierten Mobilstationen der Zelle B
K_s	Anzahl verwendeter CDMA-Codes $\underline{\mathbf{c}}^{(k_s)}, k_s = 1, \dots, K_s$
K_t	Anzahl der Zeitschlitze
K_{max}	maximale Anzahl gleichzeitig aktiver Mobilstationen in einer Zelle
l	Signalpfad
L	Länge der Midamble in Datensymbolen ξ
M	Wertigkeit des Modulationsalphabets
m	Anzahl der Antennenelemente einer Smart-Antenna
$\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$	Midamble der Mobilstation $k, k \in \{1, \dots, K\}$
N_{BS}	Anzahl der angrenzenden Zellen
N_{fr}	Anzahl verwendeter Ressourcen eines Rahmens (Subframes)
$N_{fr,max}$	maximale Anzahl verwendeter Ressourcen eines Rahmens (Subframes)
N_i	Anzahl der in einem Burst enthaltenen Nutzdaten
N_r	Anzahl der Rohdaten (innerhalb eines Bursts)
N_t	Rauschen (engl. <u>N</u> oise)
\mathbf{n}	Rauschvektor

\mathbf{p}	Leistungsvektor
P_B^{BC}	Sendeleistung des Pilotsignals
$P_{B,k}$	Sendeleistung des Benutzers k innerhalb von Zelle B
P_{bl}	Wahrscheinlichkeit für das Nichtzustandekommen einer Verbindung, Blockierwahrscheinlichkeit
P_j	Leistung der Benutzer j , $j \in \{1, 2, \dots, K\}$
Q_i	individuelle Spreizsequenzen, $i \in \{1, 2, 3, \dots\}$
Q	Spreizfaktor
r	Radius einer Zelle
R_c	Coderate des FEC-Verfahrens
$R^{(k)}$	Datenrate der Mobilstation k , $k \in \{1, \dots, K\}$
R_{fr}	Datenrate einer Zelle
$R_{fr,max}$	maximale Datenrate einer Zelle
$\mathbf{R}_{I,k}$	Covarianzmatrix der Interferenzen der k Teilnehmer
$\mathbf{R}_{S,k}$	Covarianzmatrix der Signale der k Teilnehmer
R_{tc}	Datenrate eines Transportkanals
Δs	Wegstrecke
Δs_{max}	maximaler Zellradius bzw. maximale Wegstrecke
Δt	Laufzeit
T_{bu}	Dauer eines Zeitschlitzes bzw. Bursts
T_{DL}	Dauer der Abwärtsstrecke
T_{fr}	Dauer eines Rahmens
T_{UL}	Dauer der Aufwärtsstrecke
T_W	Warteintervall
TS_i	Zeitschlitz i , $i = \{0, 1, 2, \dots\}$ (engl. <u>T</u> ime <u>s</u> l <u>o</u> t)
\mathbf{w}_k^{opt}	optimale Richtstrahlcharakteristik für jede Mobilstation k , beim größten Eigenwert λ_{max}
γ_k	Faktor, der die erforderliche Sendeleistung für eine minimale Dienst- bzw. Servicegüte (QoS) charakterisiert
α_R	Dämpfung
$\mathbf{\Gamma}$	Diagonalmatrix der γ -Werte
λ_{max}	größter bzw. maximaler Eigenwert
Ψ	Matrix der Systemeigenschaften (z. B. Gewichtungsfaktoren des Kanals oder der Antennen)
Θ	Einfallswinkel
$\Theta_{B,k,l}$	Gangunterschied (Verzögerungswinkel) des Signalpfades l zwischen Mobilstation k und Zelle B
Θ_{3dB}	bei 3dB verminderteter Leistung auftretender Einfallswinkel Θ (in der Regel der halbe Öffnungswinkel)
σ^2	thermisches Rauschen
ξ	Anzahl der Datensymbole (innerhalb eines Datenblocks bzw. Bursts)

Literaturverzeichnis

- [3GPP00] 3GPP: “Revised Overview of IMT-2000 CDMA TDD”. August 2000. Bericht der TSG-RAN Working Group 1, meeting No. 15, verfügbar unter http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_15/Docs/PDFs/R1-00-1038.pdf. 4, 6
- [3GPP03] 3GPP: “Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 5)”. Juli 2003. Spezifikaton des 3rd Generation Partnership Project(3GPP), verfügbar unter http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/25_series/25.211/25211-550.zip. 7
- [Bing01] T. Bing: *Zeitduplexbasierte Mobilkommunikation, untersucht am Beispiel eines TD-CDMA-Mobilfunksystems*, Dissertation, Universität Kaiserslautern, Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik, April 2001. 3, 5, 6, 8, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 18
- [Boss98] M. Bossert: *Kanalcodierung*. Teubner B. G. GmbH, 2. Auflage 1998. ISBN 3-519-16143-5. 12
- [CWTS99a] CWTS WG1: “Method and Principle of Uplink Synchronization”. Juni 1999. Bericht der TSG-RAN Working Group 1 (Radio) meeting # 5, verfügbar unter http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_05/Docs/Pdf/r1-99624.pdf.
- [CWTS99b] CWTS WG1: “Smart Antenna Technology”. Juni 1999. Bericht der TSG-RAN Working Group 1 (Radio) meeting # 5, verfügbar unter http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_05/Docs/Pdf/r1-99623.pdf. 20
- [CWTS00a] CWTS: “Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TS C102 V3.3.0 (2000-09))”. September 2000. Bericht des China Wireless Telecommunication Standards (CWTS), verfügbar unter http://www.cwts.org/cwts/tpmsgs/R1_C102_V330.zip. 4, 6, 7, 8, 9, 10
- [CWTS00b] CWTS WG1: “Smart Antenna technology for low chip rate TDD option”. April 2000. Bericht der TSG-RAN Working Group 1 (Radio) meeting # 5, verfügbar unter http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_12/Docs/PDFs/R1-00-0492.pdf. 20
- [Hasi02] A. Hasiija: “System Aspects of Smart-Antenna Technology in Cellular Wireless Communications”. 2002. Vortrag an der Syracuse University, Syracuse, verfügbar unter <http://web.syr.edu/~arhasija/SmartAntennas.doc>. 20, 21

- [Kamm02] K. Kammerland: “Benefits and Implementation of TD-SCDMA”. Siemens AG, Information and Communication Networks, Mai 2002. Bericht, verfügbar unter <http://www.ifip.or.at/con2000/icct2000/icct502.pdf>. 5
- [MXH⁺00] E. Mitjana, S. Xiaoqin, M. Haardt, C. Gener, G. Lehmann, M. Vollmer: “Performance of Smart Antenna in TD-SCDMA System”. Siemens Ltd., Information and Communication Networks, China, 2000. Bericht, verfügbar unter <http://www.ifip.or.at/con2000/icct2000/icct070.pdf>. 20, 24
- [Ochs03] K. Ochs: *Übertragung digitaler Signale*. Ruhr-Universität Bochum, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, 0. Auflage Sommersemester 2003. Vorlesungsskript, Sommersemester 2003. 12
- [Riem03] R. Riemer: “DPCH - Dedicated Physical CHannel (Downlink)”. Webseite, <http://www.umtslink.at>, 2000–2003. Artikel, verfügbar unter http://www.umtslink.at/UMTS/phys_kanal/dpch.htm. 8
- [SDJ03] M. Schacht, A. Dekorsy, P. Jung: “System Capacity from UMTS Smart Antenna Concepts”. Lucent Technologies in Kooperation mit der Universität Duisburg, Oktober 2003. Vortrag auf der IEEE Vehicular Technology Conference, 6. bis 9. Oktober 2003, Orlando, Florida, USA. 20, 22, 24
- [Siem02] Siemens AG: “TD-SCDMA: the Solution for TDD bands”. April 2002. White Paper, verfügbar unter http://www.siemens-mobile.de/repository/31/3198/TD_SCDMA_White_Paper.pdf. 5, 19
- [TD-S03] TD-SCDMA Forum: “Joint detection a Key-feature of TD-SCDMA”. Mai 2003. Forumsbeitrag vom 21. Mai 2003, verfügbar unter <http://www.tdscdma-forum.org/nenglish/readnews.asp?id=431>. 5
- [Walk01] B. Walke: *Mobilfunknetze und ihre Protokolle 1*. Teubner, Stuttgart, 3. Auflage August 2001. ISBN 3-519-26430-7. 3, 4
- [ZCA00] V. Zaharov, F. Casco, O. Amin: “Smart Antenna Basestation Beamformer for Mobile Communication”. November 2000. Bericht im Journal of Radioelectronics N11, verfügbar unter <http://jre.cplire.ru/jre/nov00/3/text.html>. 20