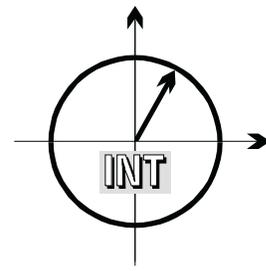


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik
der Universität Karlsruhe (TH)*



Gunther M. A. Sessler

■ **Schnell konvergierender
Polynomial Expansion
Multiuser Detektor mit
niedriger Komplexität**

■ Band 7

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der
Universität Karlsruhe (TH)**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 1 Marcel Kohl
**Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertra-
gungsstrecken im 20/30 GHz Bereich**
- Band 2 Christoph Delfs
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische Verfah-
ren sowie vergleichende Untersuchungen zur Klassifikation von
Klaviertönen**
- Band 3 Gunnar Wetzker
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-
Spectrum Signalen**
- Band 4 Anne Wiesler
Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme
- Band 5 Karl Lütjen
**Systeme und Verfahren für strukturelle Musteranalysen mit Pro-
duktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detektion im UMTS
- Band 7 Gunther M. A. Sessler
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detek-
tor mit niedriger Komplexität**

Vorwort des Herausgebers

Im zellularen Mobilfunk der dritten Generation kommt mit dem *Universal Mobile Telecommunication System* (UMTS) in Europa erstmalig Codevielfachzugriff (*Code Division Multiple Access*, CDMA) zum breiten Einsatz. Neben den bekannten wirtschaftlichen Problemen der Lizenzierungskosten sowie der Kosten für den Aufbau der Netzinfrastrukturen, wird die erfolgreiche Einführung des UMTS von der Lösung einiger technischer Fragestellungen abhängen. In vielen Veröffentlichungen wird CDMA Netzen ein erheblicher Kapazitätsvorteil und damit eine wesentlich effizientere Frequenzausnutzung gegenüber dem „traditionellen“ Frequenzvielfachzugriff (*Frequency Division Multiple Access*, FDMA) und dem in den Systemen der zweiten Generation eingesetzten Zeitvielfachzugriff (*Time Division Multiple Access*, TDMA) zugeschrieben. Die in diesen Arbeiten durchgeführten Kapazitätsabschätzungen basieren allerdings auf Annahmen, die in der Praxis nur mit zum Teil erheblichem Aufwand und auch nur näherungsweise erfüllbar sind. Eine der wesentlichen Annahmen ist, dass sich die in CDMA Systemen gleichzeitig im selben Frequenzband auftretenden Signale im Empfänger nicht gegenseitig stören. Dieses setzt die Orthogonalität aller verwendeten Spreizcodes, die genauer als teilnehmerspezifische Signaturen zu bezeichnen wären, voraus. Gerade diese Orthogonalität ist jedoch im Downlink (Verbindung von der Basisstation zum Mobilgerät) nur mit Einschränkungen und im Uplink (Verbindung vom Mobilgerät zur Basisstation) überhaupt nicht erreichbar. Die aus der Interferenz der anderen Signale entstehende Empfangsstörung wird *Multiple Access Interference* (MAI) genannt.

Die Unterdrückung der MAI ist durch den Einsatz von *Multiuser Detektoren* (MUDs) möglich. Der optimale MUD ist der *Maximum A Posteriori* (MAP) Folgeschätzer, der die empfangene Symbolfolge mit allen möglichen Sendefolgen vergleicht und aus dieser Menge diejenige mit der höchsten bedingten Wahrscheinlichkeit auswählt. Treten alle Sendefolgen mit derselben a priori Wahrscheinlichkeit auf, lässt sich der MAP in den Maximum Likelihood (ML) Folgeschätzer überführen. Leider steigt der Aufwand für den MAP sowie für den ML Folgeschätzer exponentiell sowohl mit der Zahl der gleichzeitig aktiven Nutzer K als auch mit der zu verarbeitenden Symbolfolgenlänge N_k . Damit beginnt die Suche nach möglichst effizienten suboptimalen MUDs.

Radial Basis Functions (RBF) MUDs gehören zur Klasse der nichtlinearen Detektoren. Leider stellt sich bei genauerer Untersuchung heraus, dass diese immer noch einen für praktische Anwendungen zu hohen Rechenaufwand benötigen. Also richtet sich das Interesse auf lineare Verfahren, nämlich auf den Dekorrelierenden MUD und auf den *Minimum Mean Square Error* (MMSE) MUD. Der Rechenaufwand dieser beiden Verfahren wird von der durchzuführenden Inversion einer Matrix der Dimension $N \times N$ bestimmt, dabei ist $N = \sum_1^K N_k$. Der notwendige Rechenaufwand ist hier von der Ordnung $\mathcal{O}(N^3)$ und damit immer noch zu hoch für einen praktischen Einsatz von MUDs. Sowohl der Dekorrelierende als auch der MMSE MUD können aber durch den Polynomial Expansion (PE) MUD approximiert werden. Der PE MUD ersetzt, ähnlich einer Taylorentwicklung, die Matrixinversion durch eine Matrizenreihe. Die Matrizenreihe konvergiert allerdings nur, wenn sämtliche Eigenwerte der zu invertierenden Matrix \mathbf{X} im Inneren des Einheitskreises der komplexen Ebene liegen. Die Approximation geschieht durch Abbruch der Reihe nach endlich vielen Gliedern (Iterationen), die Konvergenz wird, z. B. für den Dekorrelierenden MUD, durch die Einführung des Normierungsfaktors α in $\mathbf{X} = \mathbf{I} - \alpha\mathbf{R}$ sichergestellt, wobei die Konvergenzgeschwindigkeit, die natürlich die Anzahl der durchzuführenden Iterationen bestimmt, von der optimalen Wahl von α und damit, wie gezeigt werden kann, von einer möglichst präzisen Kenntnis des größten und des kleinsten Eigenwertes von \mathbf{R} , der Matrix der partiellen Kreuzkorrelationen der teilnehmerspezifischen Signaturen, abhängt. Eine *Berechnung* der Eigenwerte verbietet sich übrigens, da der Rechenaufwand dafür von derselben Ordnung $\mathcal{O}(N^3)$ wie die Inversion von \mathbf{X} wäre.

Bei der Optimierung des PE MUDs geht es also um möglichst präzise *Abschätzungen* des größten und des kleinsten Eigenwertes von \mathbf{X} . Die bisher bekannten Abschätzungen waren für die Realisierung eines PE MUDs zu ungenau. Die vorliegende Dissertation schlägt daher Abschätzungen unter Beachtung des Satzes von Gershgorin [12], [26] vor und führt auf eine präzise Approximation des Dekorrelierenden sowie des MMSE MUDs durch einen PE MUD, der nur noch einen Rechenaufwand von $\mathcal{O}(N^2)$ benötigt und außerdem eine hohe Near-Far Resistenz garantiert.

Mit seiner Dissertation *Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität* hat Herr Sessler einen wesentlichen Beitrag zur Entwicklung praktisch einsetzbarer MUDs geliefert. Im einzelnen sind die folgenden Ergebnisse der Arbeit hervorzuheben:

- Sie gibt einen gelungenen Überblick über die MAI Problematik für CDMA Systeme und damit entscheidende Argumente für die Beschäftigung mit der Multiuser Detektion
- RBF MUDs wurden ausführlich untersucht und aufgrund ihrer Komplexität als nicht realisierbar eingestuft
- Basierend auf Arbeiten über PE MUDs, die zur Abschätzung der Eigenwerte die Spur der Matrix benutzen, wurde durch die Verwendung des Satzes von Gershgorin eine wesentliche Beschleunigung der Approximation linearer MUDs durch PE MUDs nachgewiesen
- Die Near-Far Resistenz des PE MUDs wurde untersucht
- Die wichtigen analytisch gewonnenen Ergebnisse der Arbeit wurden durch realitätsnahe Simulationen, in denen verschiedene MUDs verglichen werden, abgerundet

Karlsruhe im Februar 2003

Friedrich Jondral

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Universität Karlsruhe, 2003

Druck: Druckerei Ernst Grässer, Humboldtstr. 1
76131 Karlsruhe, Tel. 0721/615050

ISSN: 1433-3821

Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Gunther Martin Andreas Sessler

aus

Summit, New Jersey (USA)

Tag der mündlichen Prüfung:

13.02.2003

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Jürgen Lindner

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe. Mein besonders herzlicher Dank gilt Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral, mit dessen kontinuierlicher Unterstützung ich immer rechnen durfte und mit dem man offen und konstruktiv über jede Thematik reden konnte. Ferner möchte ich mich bei ihm für die Übernahme des Hauptreferats und für die gute Betreuung der Arbeit bedanken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Jürgen Lindner, Universität Ulm, danke ich für die Übernahme des Korreferats, sein Interesse an dieser Arbeit und für deren rasche Begutachtung.

Meinen Kollegen am Institut möchte ich für die vielen interessanten Diskussionen und für ein hervorragendes Arbeitsklima danken. Besonders möchte ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. Henrik Schober, Herrn M. Sc. Ihan Martoyo und Herrn Dr.-Ing. Ralf Machauer für das sorgfältige Korrekturlesen der Arbeit, für viele anregende Diskussionen und für ein sehr freundschaftliches Verhältnis bedanken. Des Weiteren danke ich Herrn Dipl.-Ing. Ulrich Kaage und Herrn Dipl.-Ing.(FH) Reiner Linnenkohl für die Hilfe bei vielfältigen Softwareproblemen. Außerdem möchte ich die gute Zusammenarbeit mit allen Studien- und Diplomarbeitern und mit allen Hiwis würdigen.

Zudem gilt mein Dank Frau Angelika Olbrich für das schnelle und problemlose Anfertigen diverser Bilder und Folien, unseren Sekretärinnen, besonders Frau Gabriele Kuntermann, für die gute Zusammenarbeit und allen anderen Institutsmitarbeitern für die von ihnen entgegengebrachte Hilfe.

Ganz speziell möchte ich mich bei Frau Dipl.-Ing. Kerstin Mayer bedanken, die ganz wesentlich dazu beigetragen hat, dass die Zeit in Karlsruhe so angenehm war.

Abschließend gilt meine ganz besondere Anerkennung meinen Eltern für ihre immerwährende Unterstützung.

Zusammenfassung

Das Ziel der dritten Mobilfunkgeneration ist es, den Teilnehmern eine hochdatenratige und flexible Mobilkommunikation zur Verfügung zu stellen. Dies soll in Europa über den Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) Standard erreicht werden. Beim UMTS werden die verschiedenen Nutzer, im Gegensatz zum Vorgängersystem, unter anderem auch über Codes getrennt (CDMA - Code Division Multiple Access). Mehrere Nutzer einer Basisstation können somit zur gleichen Zeit auf dem gleichen Frequenzband übertragen und werden dann über ihre nutzerspezifischen Codes voneinander getrennt.

Zur Trennung der verschiedenen Nutzersignale stehen zwei grundlegend verschiedene Klassen von Detektoren zur Verfügung. Dies sind einerseits die Singleuser Detektoren, die die Eigenschaften der Signale anderer Nutzer beim Detektionsansatz nicht mitberücksichtigen. Damit führen diese Signale zu einer zusätzlichen Störung des gewollten Nutzersignals. Auf der anderen Seite stehen die so genannten Multiuser Detektoren, bei denen das vorhandene Wissen über die anderen Signale (u. a. über deren Spreizcodes) im Detektionsansatz mitberücksichtigt wird. Dadurch lässt sich, je nach Multiuser Detektor, ein Teil oder die gesamte Störung, die durch die anderen Nutzer verursacht wird, eliminieren. Allerdings wird dieser Vorteil durch einen zum Teil deutlich höheren Rechenaufwand der Multiuser Detektoren gegenüber den Singleuser Detektoren erkaufte. Vor allem bei Überlagerung vieler Nutzersignale wird der Rechenaufwand der meisten Multiuser Detektionsverfahren sehr groß.

Dies gilt auch für die beiden wohl gängigsten linearen Multiuser Detektoren, nämlich den Dekorrelierenden und den Minimum Mean Square Error (MMSE) Multiuser Detektor. Die Funktionsweise des Ersteren beruht auf der Invertierung der Korrelationsmatrix und die des Zweiteren auf der Invertierung einer Matrix, welche sich aus der Addition der Korrelationsmatrix mit einer gewichteten Einheitsmatrix ergibt. Die für beide Detektoren benötigte Matrixinvertierung erfordert einen sehr hohen Rechenaufwand, welcher mit der dritten Potenz der Teilnehmerzahl ansteigt. Dieser Aufwand lässt sich allerdings über den so genannten Polynomial Expansion (PE) Multiuser Detektor, der die beiden oben erwähnten linearen Multiuser Detektoren iterativ approximieren kann, deutlich reduzieren.

In der vorliegenden Arbeit werden neue Ansätze zur Verbesserung des Konvergenzverhaltens des PE Detektors vorgestellt. Dazu wird dargelegt, wie die für den PE Multiuser Detektor benötigte Matrix optimal normiert werden kann, um ein gutes Konvergenzverhalten zu erreichen, d. h. mit wenigen Iterationen auszukommen. Des Weiteren wird gezeigt, wie sich die Eigenwerte, die man für diese Normierung benötigt, über ein einfaches und genaues Verfahren abschätzen lassen. Zudem wird analytisch nachgewiesen, dass der Approximationsfehler des PE Detektors exponentiell mit der Anzahl der Iterationen abfällt.

Schließlich wird noch eine Modifikation des PE Multiuser Detektors vorgeschlagen, derart dass dieser auch bei sehr ungleichen Empfangsleistungen der verschiedenen Nutzersignale („Near-Far Szenario“) schnell konvergiert. Simulationen in einem UMTS System bestätigen die schnelle Konvergenz des hier vorgeschlagenen PE Detektors zum Dekorrelierenden bzw. MMSE Multiuser Detektor. Der dafür benötigte Rechenaufwand liegt dabei deutlich unter dem für den Dekorrelierenden bzw. für den MMSE Multiuser Detektor.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Grundlagen der Arbeit	1
1.2	Ziel und Aufbau der Arbeit	3
2	Signal- und Kanalmodell	7
2.1	Code Division Multiple Access (CDMA)	7
2.2	Systemmatrix eines CDMA basierten Systems	10
2.3	Kanalmodell	16
2.3.1	Rice und Rayleigh Fading	17
2.3.2	Lineare zeitinvariante und lineare zeitvariante Kanäle . . .	20
2.3.3	WSSUS Annahmen	21
2.3.4	FIR-Filterkanalmodell (Tapped Delay Line Kanalmodell) .	22
2.3.5	Doppler-Effekt	24
2.4	Zusammenfassung	26
3	UTRA-FDD und UTRA-TDD	29
3.1	UTRA-FDD Uplink	30
3.1.1	Rahmenaufbau	30
3.1.2	Slotaufbau	30
3.1.3	Kanalcodierung	32
3.1.4	Modulation, Spreiz- und Verwürfelungscodes	33
3.2	UTRA-FDD Downlink	36
3.2.1	Rahmenaufbau	36
3.2.2	Slotaufbau	37
3.2.3	Kanalcodierung	37

3.2.4	Modulation, Spreiz- und Verwürfelungscodes	38
3.3	UTRA-TDD 3,84 Mchip/s Option	38
3.3.1	Rahmenaufbau	39
3.3.2	Slotaufbau	40
3.3.3	Kanalcodierung	42
3.3.4	Übertragung der Kontrollinformation	43
3.3.5	Midamble bzw. Trainingssequenz	44
3.3.6	Modulation, Spreiz- und Verwürfelungscodes	45
3.4	UTRA-TDD 1,28 Mchip/s Option	46
3.4.1	Rahmenaufbau	46
3.4.2	Slotaufbau	48
3.4.3	Kanalcodierung	49
3.4.4	Übertragung der Kontrollinformation	50
3.4.5	Midamble bzw. Trainingssequenz	51
3.4.6	Modulation, Spreiz- und Verwürfelungscodes	51
3.5	Zusammenfassung	52
4	Single- und Multiuser Detektoren	55
4.1	RAKE Empfänger	56
4.2	Optimaler Ansatz zur Multiuser Detektion	58
4.3	RBF Multiuser Detektor	59
4.3.1	RBF Netzwerke	59
4.3.2	CLB RBF Multiuser Detektor	61
4.4	MMSE und Dekorrelierender Multiuser Detektor	66
4.4.1	Dekorrelierender Multiuser Detektor	66
4.4.2	MMSE Multiuser Detektor	68
4.5	PE Multiuser Detektor	69
4.6	Zusammenfassung	70

5	Polynomial Expansion Multiuser Detektor	73
5.1	Approximation durch den PE Detektor	74
5.2	Aufwandsarme Realisierung des PE Detektors	75
5.3	Konvergenzverhalten des PE Detektors	77
5.3.1	Konvergenzbedingung für den PE Detektor	77
5.3.2	Abschätzung von $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$	80
5.3.3	Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors	82
5.3.4	Hohe Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors . . .	84
5.4	Eigenwertabschätzung	86
5.4.1	Satz von Gershgorin	86
5.4.2	Eigenwertabschätzung für den PE Detektor	90
5.5	Near-Far Effekt	93
5.5.1	Near-Far Szenario	93
5.5.2	Near-Far Resistenz des PE Detektors	94
5.5.3	Verbesserung der Near-Far Resistenz des PE Detektors . .	94
5.6	Abschätzung der Konvergenzgeschwindigkeit	97
5.7	Vergleich des Rechenaufwands	98
5.8	Zusammenfassung	100
6	Simulationsergebnisse	103
6.1	Approximation des Dekorrelierenden und des MMSE Multiuser Detektors	104
6.2	Verhalten im Downlink	107
6.3	Vergleich zum Gauß-Seidel Verfahren	108
6.4	Verhalten bei hoher Teilnehmerzahl	109
6.5	Verhalten im Vehicular A Kanal	111
6.6	Verhalten in einem Near-Far Szenario	113
6.7	Zusammenfassung	116

A UMTS Kanalmodelle	119
A.1 Vehicular A Kanalmodell	119
A.2 Vehicular B Kanalmodell	120
A.3 Indoor to Outdoor and Pedestrian A Kanalmodell	120
Abkürzungen, Notation und Formelzeichen	123
Literaturverzeichnis	131
Studien- und Diplomarbeiten	135
Index	137
Lebenslauf	139

1 Einleitung

1.1 Grundlagen der Arbeit

Die dritte Mobilfunkgeneration IMT-2000 (International Mobile Telecommunications) steht in Europa unmittelbar vor der Markteinführung. Die immensen Kosten für die Lizenzen zur Nutzung der IMT-2000 Frequenzbänder zwingen die Anbieter zu einer schnellen Bereitstellung von Diensten und zum raschen Erlangen des Massenmarktes. Nur über diesen lassen sich die hohen Versteigerungskosten (in Deutschland über 50 Milliarden Euro) wieder zurückgewinnen.

Die dritte Mobilfunkgeneration wird wie ihre Vorgängerinnen wieder eine zellulare Struktur aufweisen. Dies bedeutet, dass mehrere, so genannte Basisstationen räumlich verteilt das Gesamtabdeckungsgebiet versorgen, weshalb jede Basisstation nur für einen Teil der Nutzer zuständig ist. Die Basisstationen sind dann, wie schon bei der zweiten Mobilfunkgeneration, über Mobile Switching Centers an das Festnetz angeschlossen. Jede Basisstation ist somit für den mobilen Teilnehmer ein möglicher Zugangspunkt.

Die Anzahl der Basisstationen in der dritten Mobilfunkgeneration wird in der Endausbaustufe größer als bei den Systemen der zweiten Generation sein. Dies liegt an der durch die höhere Übertragungsfrequenz bedingten höheren Dämpfung der Signale, welche eine räumlich engere Anordnung notwendig macht. Durch die größere Anzahl an Basisstationen steigt, bei gleicher Datenrate pro Basisstation, prinzipiell auch die Gesamtkapazität des Netzes. Die Steigerung der Gesamtkapazität ist vor allem hinsichtlich der Zielstellung der dritten Mobilfunkgeneration, nämlich *breitbandige Multimediadienste* anzubieten, sehr wichtig. Die Einführung breitbandiger Multimediadienste ist ein entscheidender Unterschied zu den ersten beiden Mobilfunkgenerationen die für die Sprachkommunikation konzipiert wurden und somit letztendlich für schmalbandige Dienste ausgelegt sind.

Eine weitere wichtige Neuerung in der dritten Mobilfunkgeneration besteht in der Möglichkeit, Code Division Multiple Access (CDMA) Verfahren zu nutzen. Drei der fünf Varianten im IMT-2000 werden CDMA basiert sein (cdma2000, UTRA-FDD und UTRA-TDD).

Beim CDMA werden die einzelnen Nutzer über spezielle Codes, so genannte Spreiz- bzw. Verwürfelungscodes (im UTRA-TDD z.B. zur Trennung der einzelnen Nutzer bzw. Zellen verwendet) getrennt.

Mit diesen Codes lassen sich in CDMA Systemen benachbarte Zellen sehr elegant voneinander trennen. Benachbarte Zellen können somit auf derselben Frequenz arbeiten. Dies steht im Gegensatz zu den Systemen der zweiten Generation, bei denen benachbarte Zellen über die Frequenz getrennt werden, wie in Bild 1.1 veranschaulicht. Durch die Nutzung ein und desselben Frequenzbereichs für alle Zellen kann das gesamte verfügbare Frequenzspektrum in jeder Zelle genutzt werden. Somit erhält man, zumindest theoretisch, eine weitere Erhöhung der Gesamtsystemkapazität.

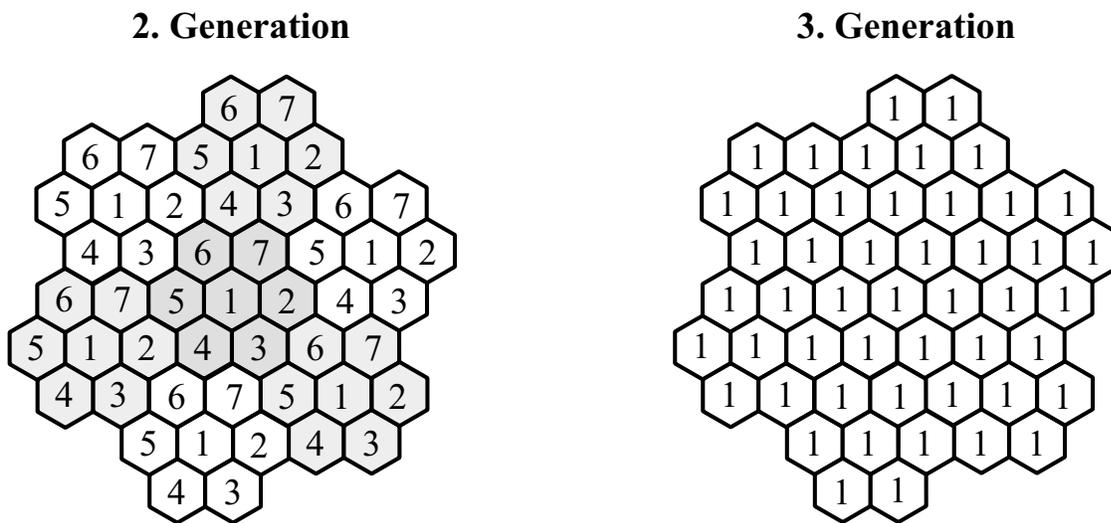


Bild 1.1 Frequenzaufteilung für benachbarte Zellen (Versorgungsgebiete vereinfachend als Sechsecke angenommen) in der zweiten und dritten Mobilfunkgeneration. Bei der dritten Mobilfunkgeneration werden die Zellen über Codes getrennt, so dass für alle Zellen dieselbe Frequenz genutzt werden kann [21]

Probleme entstehen bei den CDMA Verfahren allerdings dadurch, dass verschiedene Nutzer und Basisstationen zum gleichen Zeitpunkt und im gleichen Frequenzbereich senden und die Trennung über die Codes sehr aufwändig sein kann. Für ein perfekt synchrones System, ohne Mehrwegeausbreitung und mit orthogonalen Codes, ist die Detektion der einzelnen Teilnehmer sehr einfach durch eine Matched Filterung auf den genutzten Spreiz- bzw. Verwürfelungscode möglich. Vor allem aber der Ausschluss einer Mehrwegeausbreitung ist für ein Mobilfunksystem nicht realitätsnah.

Im Falle der Mehrwegeausbreitung muss man bei einer Matched Filterung auf den genutzten Spreiz- bzw. Verwürfelungscode mit erheblichen Störungen rechnen. Selbst eine zusätzliche Matched Filterung auf den Kanal (RAKE Empfänger) führt immer noch zu sehr starken Störungen der einzelnen Teilnehmersignale. Ursache der Störungen sind die CDMA-Codes, die bei einer Mehrwegeausbreitung am Empfänger nicht mehr synchron eintreffen und damit nicht mehr orthogonal zueinander sind. Das Signal nach dem RAKE-Empfänger enthält somit störende Signalanteile der anderen Nutzersignale; diese werden auch als Multiple Access Interference (MAI) bezeichnet.

Eine viel versprechende Alternative bieten Multiuser-Detektoren [57], welche bei der Detektion des einzelnen Nutzers auch noch die Signale der anderen Nutzer berücksichtigen. Multiuser Detektoren können die MAI eliminieren oder deutlich absenken, womit sich die Bitfehlerrate bei der Datenübertragung unter Umständen um Größenordnungen senken lässt. Erst die Verwendung von Multiuser Detektoren gewährleistet somit eine effiziente Ausnutzung des Spektrums.

Allerdings liegen den Multiuser-Detektionsverfahren in der Regel sehr aufwändige mathematische Verfahren zugrunde, die eine hohe Rechenleistung erfordern. Für die beiden bekanntesten Verfahren, Dekorrelierender und Minimum Mean Square Error (MMSE) Multiuser Detektor [57], steigt die Rechenkomplexität mit der dritten Potenz der Anzahl der Nutzer. Damit sind diese Verfahren für eine hohe Netzauslastung nur unter großem Aufwand realisierbar.

1.2 Ziel und Aufbau der Arbeit

In der vorliegenden Arbeit wird nunmehr ein Verfahren vorgestellt, das auf dem Polynomial Expansion (PE) Multiuser Detektor basiert [28], [36], [37] und bei dem iterativ der MMSE oder der Dekorrelierende Multiuser Detektor [57] approximiert werden. Das Problem der iterativen Verfahren ist häufig eine langsame Konvergenz zur approximierten Lösung. Dies hat zur Folge, dass viele Iterationsschritte benötigt werden, wodurch sich wiederum der schaltungstechnische Aufwand erhöht. Die Zahl der Iterationsschritte lässt sich aber für den PE Detektor reduzieren, wenn man die Eigenwerte aus der (Korrelations-)Matrix, die für den MMSE bzw. für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor gebraucht wird, bestimmt. Die exakte mathematische Berechnung der Eigenwerte ist selbst wieder eine Aufgabe mit hoher Rechenkomplexität und deshalb nicht wünschenswert. Eine einfache Abschätzung

der Eigenwerte wurde bereits in [28] und [37] präsentiert, allerdings besitzt die dort verwendete Methode nur eine sehr geringe Genauigkeit. Eine genaue Abschätzung der Eigenwerte wurde in [45] vorgestellt; diese kann allerdings nur bei Beschränkung der Kanalimpulsantwortlänge verwendet werden. Die Beschränkung der Kanalimpulsantwortlänge führt jedoch, bei stärker verzögerten Mehrwegpfaden, zu einer Verschlechterung der Dekodierfähigkeit des Detektors.

In dieser Arbeit wird ein Verfahren zur Abschätzung der Eigenwerte vorgestellt, das keine Einschränkungen hinsichtlich der Systemparameter besitzt. Zudem liefert es mit geringem Aufwand eine sehr genaue Näherung für die Eigenwerte. Als Basis für die Abschätzung dient u. a. eine Modifikation des Satzes von Gershgorin [60]. Mit der Abschätzung lässt sich die für den PE Detektor benötigte Matrix normieren, so dass die Konvergenzgeschwindigkeit erheblich steigt und damit die Anzahl der Iterationen deutlich sinkt. Die Rechenkomplexität für das vorgestellte Verfahren ist wesentlich geringer als beim MMSE bzw. beim Dekorrelierenden Multiuser Detektor. Vor allem bei einem voll ausgelasteten Netz (hohe Anzahl an Nutzern) stellt das vorgeschlagene Verfahren eine erhebliche Reduktion der Rechenkomplexität und damit der Komplexität der Empfängerschaltung dar.

Des Weiteren wurde, basierend auf einer Matrixtransformation, eine Verbesserung des oben vorgestellten Verfahrens erreicht. Mit dieser Verbesserung kann auch bei stark unterschiedlichen Empfangsleistungen der einzelnen Nutzer („Near-Far Szenario“) die sonst auftretende Verschlechterung der Bitfehlerrate fast komplett verhindert werden. Das Near-Far Szenario ist besonders interessant, da die verschiedenen Nutzer in der Regel unterschiedliche Entfernungen zur Basisstation aufweisen und dies zu unterschiedlich starken Empfangssignalen führen kann. Dieser Effekt wird durch die sich zum Teil schnell ändernde Mehrwegeausbreitung noch weiter verschärft. Abschwächen lässt sich der Effekt durch eine Leistungsregelung für die einzelnen Nutzer. Allerdings zeigen bereits bestehende Systeme (GSM), dass eine Leistungsregelung nur zu einer Milderung des Near-Far Effekts führen kann. Deshalb ist die Erweiterung des Verfahrens zur Erreichung einer hohen Near-Far Resistenz für den vorgestellten Multiuser Detektor sinnvoll.

Zusätzlich wird noch analytisch gezeigt, dass der Fehler, den der PE Detektor beim Approximieren des Dekorrelierenden bzw. des MMSE Multiuser Detektors macht, exponentiell mit der Anzahl der Iterationen abfällt und somit eine schnelle Konvergenz des vorgeschlagenen PE Detektors gewährleistet ist.

Die vorliegende Arbeit gliedert sich wie folgt. Kapitel 2 gibt eine Einführung in das verwendete Signalmodell. Nach einer kurzen Einführung in die CDMA Technik wird die verwendete Notation für das Signalmodell erläutert. Um die entstehenden Formeln in einer überschaubaren Form darstellen zu können, wird auf eine Matrix/Vektor Notation zurückgegriffen. Am Ende des Kapitels wird ein Überblick über verschiedene Kanalmodelle gegeben und die in dieser Arbeit verwendeten Modelle werden detailliert erklärt.

In Kapitel 3 werden die Mobilfunksysteme der dritten Generation IMT-2000 vorgestellt. Im IMT-2000 Standard sind fünf Luftschnittstellen spezifiziert: DECT, UWC-136, cdma2000, UTRA-FDD und UTRA-TDD. Das in dieser Arbeit vorgestellte Verfahren kann für CDMA-basierte Systeme eingesetzt werden (bei IMT-2000 also für cdma2000, UTRA-FDD und UTRA-TDD). Die beiden in Europa favorisierten Standards UTRA-FDD [1] und UTRA-TDD [2] werden dabei ausführlich erläutert. Die Erläuterungen sind im Wesentlichen auf den für diese Arbeit grundlegenden Physical Layer beschränkt. Weiterführende Erläuterungen zu anderen Aspekten der Standards sind in [19], [39], [53] zu finden.

Kapitel 4 bietet einen Überblick über Singleuser und Multiuser Detektoren. Die Betrachtung der Singleuser Detektoren beschränkt sich auf den wohl mit Abstand gebräuchlichsten Singleuser Detektor, nämlich den RAKE Empfänger.

Der Überblick über die Multiuser Detektoren umfasst vor allem den Dekorrelierenden und den Minimum Mean Squared Error (MMSE) Detektor, die zu den wohl wichtigsten Vertretern der linearen Multiuser Detektoren zählen. Des Weiteren wird der optimale Ansatz, nämlich der Maximum-Aposteri (MAP) Ansatz, erläutert. Dieser ist allerdings nur durch einen extrem hohen Rechenaufwand zu realisieren. Eine einführende Erläuterung des für diese Arbeit zentralen PE Multiuser Detektors schließt dieses Kapitel ab.

Am Anfang des fünften Kapitels wird ein detaillierterer Einblick in den PE Detektor gegeben. Dabei beziehen sich die Betrachtungen auf einen PE Detektor der, wie man über eine Reihenentwicklung zeigen kann, den Dekorrelierenden oder den MMSE Multiuser Detektor approximiert. Dieser Detektor zeichnet sich vor allem durch seine hohe Flexibilität aus: Es sind keine gesonderten Berechnungen zur Anpassung des Detektors notwendig, falls sich die Anzahl der Nutzer in einer Zelle ändert oder falls sich die Kanalimpulsantworten der einzelnen Nutzer verändern. Ein weiterer Vorteil dieses Detektors ist seine geringe Rechenkomplexität. Für diesen iterativen PE Detektor wird ein Verfahren zur Verbesserung seiner Konvergenz

zeigenschaften vorgeschlagen. Dieses Verfahren wird dann so erweitert, dass eine gute Near-Far Resistenz des Detektors gewährleistet ist.

In Kapitel 6 werden Simulationsergebnisse zu dem in Kapitel 5 vorgeschlagenen PE Detektor, dem ursprünglichen PE Detektoransatz und dem zu approximierenden Dekorrelierenden bzw. MMSE Multiuser Detektor präsentiert. Dabei wurde exemplarisch der UTRA-TDD Standard ausgewählt und Simulationen sowohl für den Uplink (Mobilgerät zur Basisstation) als auch für den Downlink (Basisstation zum Mobilgerät) durchgeführt. Die Anwendung des PE Detektors ist allerdings nicht auf den UTRA-TDD Standard beschränkt und wäre auch in anderen CDMA basierten Standards möglich. Der Schwerpunkt der Simulationen liegt in der Untersuchung der Konvergenzgeschwindigkeit. Vor allem sollen dabei die in Kapitel 5 vorgestellten Multiuser-Detektionsverfahren mit anderen verglichen und bewertet werden. Die Untersuchungen erstrecken sich sowohl auf zeitinvariante als auch auf zeitvariante Mehrwegekanäle; zudem wird der PE Detektor noch hinsichtlich seiner Near-Far Resistenz untersucht.

2 Signal- und Kanalmodell

In diesem Kapitel soll das zeitdiskrete Signalmodell erläutert werden, welches für die in der vorliegenden Arbeit durchgeführten Untersuchungen verwendet wird. Dieses Signalmodell ist weitestgehend allgemein für ein synchrones CDMA System ausgelegt. In einigen Punkten wurde aber auf Spezialfälle anderer CDMA Systeme, als dem in dieser Arbeit besonders betrachteten UTRA-TDD Standard, zugunsten einer einfacheren und anschaulicheren Darstellung verzichtet.

Am Anfang des Kapitels wird eine kurze Beschreibung des Grundkonzeptes von CDMA gegeben und daraus ein Signalmodell für ein CDMA basiertes System abgeleitet. Danach erfolgt eine Beschreibung verschiedener Kanalmodelle, wobei der Schwerpunkt auf den in dieser Arbeit verwendeten Modellen liegt. Diese basieren alle auf dem Tapped Delay Line Kanalmodell.

2.1 Code Division Multiple Access (CDMA)

Von den verschiedenen Methoden zur Spreizung von Signalen wird in dieser Arbeit nur die für die dritte Mobilfunkgeneration besonders wichtige Variante des Direct Spread CDMA (DS-CDMA) betrachtet. Andere Varianten wie das Frequency Hopping CDMA (FH-CDMA) [42], bei dem die Frequenz des Sendesignals anhand einer bestimmten (pseudozufälligen) Folge in einem vorgegebenen Frequenzbereich springt, werden hier nicht betrachtet. Bei einem DS-CDMA (im Folgenden nur noch als CDMA bezeichnet) Signal wird das Informationssignal mit der Symboldauer T_S mit einem so genannten Spreizcode multipliziert wodurch man das gespreizte Signal erhält. Dies wird in Bild 2.1 veranschaulicht.

Der Spreizcode besteht aus einzelnen so genannten Chips, die eine Dauer von T_C ($T_C \leq T_S$) haben. Häufig wird die Länge des sich periodisch wiederholenden Spreizcodes gleich T_S/T_C gesetzt, so dass sich der Spreizcode synchron zum Symboltakt wiederholt. Der Quotient aus T_S und T_C wird auch als Spreizfaktor Q bezeichnet:

$$Q = T_S/T_C \tag{2.1}$$

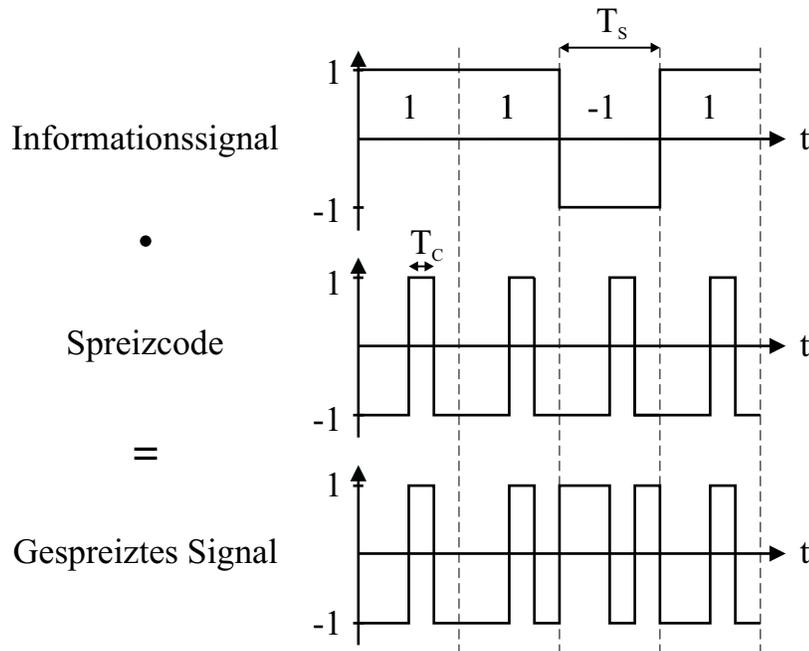


Bild 2.1 Spreizung des Informationssignals (Symboldauer T_S) eines Nutzers mit einem Spreizcode (Chipdauer T_C) der Länge T_S/T_C [21]

Die Rückgewinnung des Signals am Empfänger erfolgt im ungestörten Fall über eine Entspreizung. Dabei wird das empfangene Signal wieder mit demselben Spreizcode multipliziert und man erhält das ursprüngliche Informationssignal. Der Entspreizungsvorgang für den ungestörten Fall ist in Bild 2.2 dargestellt.

Durch die Verwendung unterschiedlicher Spreizcodes lassen sich mehrere Nutzer in einem System unterbringen. Es soll nun ein synchrones System mit K Nutzern betrachtet werden. Dabei besitzt der k -te Nutzer $k \in \{1, \dots, K\}$ den Spreizcode $c_k(t)$. Alle Nutzer senden ihre Daten d_k zur selben Zeit im selben Frequenzband. Man erhält somit eine Überlagerung der K gespreizten Datensignale und das Empfangssignal $y(t)$ ist

$$y(t) = \sum_{k=1}^K d_k \cdot c_k(t) + n(t). \quad (2.2)$$

In (2.2) wurde angenommen, dass die Übertragungsfunktion jedes Teilnehmers auf Eins normiert ist und der Kanal sich durch den Rauschterm $n(t)$ beschreiben lässt. Multipliziert man nun das Empfangssignal $y(t)$ mit dem Spreizcode $c_{k'}(t)$ des Nut-

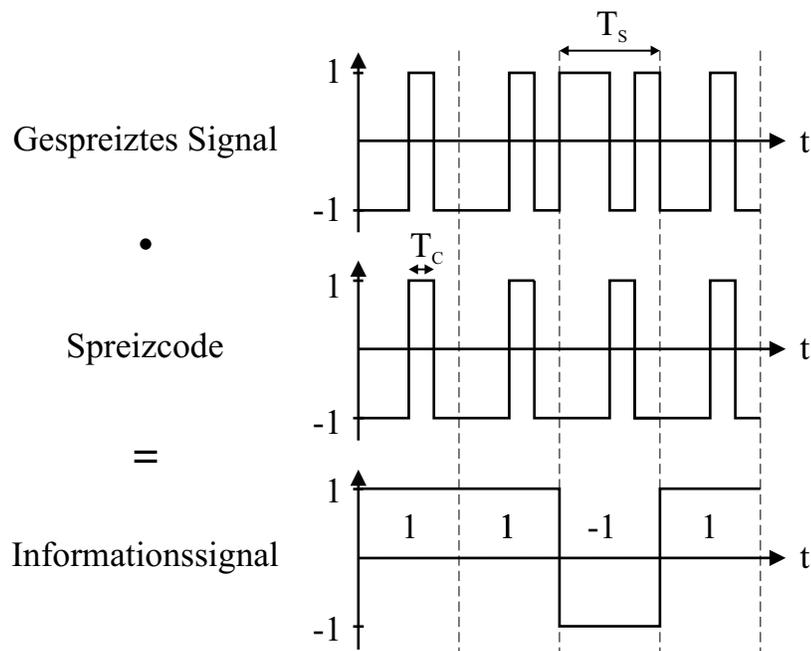


Bild 2.2 Entspreizung des ungestörten Empfangssignal eines Nutzers mit dem entsprechenden Spreizcode aus Bild 2.1 [21]

zers k' , so folgt

$$y'(t) = c_{k'}(t) \sum_{k=1}^K d_k \cdot c_k(t) + c_{k'} n(t)$$

$$y'(t) = c_{k'}^2(t) d_{k'} + c_{k'}(t) \sum_{k=1, k \neq k'}^K d_k \cdot c_k(t) + c_{k'} n(t). \quad (2.3)$$

Integriert man (2.3) über ein Symbol, so erhält man einen Schätzwert $\hat{d}_{k'}$ für das vom k' -ten Nutzer gesendete Symbol

$$\hat{d}_{k'} = \int_0^{T_S} c_{k'}^2(t) d_{k'} dt + \sum_{k=1, k \neq k'}^K d_k \int_0^{T_S} c_{k'}(t) c_k(t) dt + n_{k'}, \quad (2.4)$$

mit $n_{k'} = \int_0^{T_S} c_{k'}(t) n(t) dt$. Unter der Bedingung, dass alle Spreizcodes normiert sind, d. h. $\int_0^{T_S} c_{k'}^2(t) dt = 1$, folgt

$$\hat{d}_{k'} = d_{k'} + \sum_{k=1, k \neq k'}^K d_k \int_0^{T_S} c_{k'}(t) c_k(t) dt + n_{k'}. \quad (2.5)$$

Der mittlere Term in (2.5) wird Multiple Access Interference (MAI) genannt. Unter der Voraussetzung, dass die Spreizcodes orthogonal sind, d. h.

$$\int_0^{T_S} c_{k'}(t)c_k(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{für } k' = k \\ 0 & \text{für } k' \neq k \end{cases} \quad (2.6)$$

gilt, fällt in (2.5) der MAI-Term weg und die Signale können somit optimal voneinander getrennt werden. Die Erzeugung von orthogonalen Spreizcodes ist zwar trivial (vgl., z.B. Hadamard Codes [13]), doch eliminieren diese auch nur die MAI für den synchronen Fall ohne Mehrwegeausbreitung. Gibt es Mehrwegeausbreitung, müssen auch noch die Kreuzkorrelationsfunktionen der Spreizcodes Null sein [57]. Solche Codes existieren jedoch nicht, so dass man bei diesem Empfängerprinzip bei realen Bedingungen (u. a. Mehrwegeausbreitung) Störungen durch die MAI erhält.

Die Entstehung der MAI ist allerdings abhängig vom Empfängertyp. So wird in den Kapiteln 4 und 5 gezeigt, dass bei Verwendung von Multiuser Detektoren als Empfänger die MAI reduziert bzw. vollständig eliminiert werden kann.

2.2 Systemmatrix eines CDMA basierten Systems

Im Folgenden soll die Bildung einer Systemmatrix für ein CDMA basiertes System erläutert werden. Dabei soll die Systemmatrix die Effekte der Spreizung, der Verwürfelung und des Kanals berücksichtigen, welche die Daten der verschiedenen Nutzer erfahren. Die aus der Systemmatrix resultierende Matrix/Vektor Schreibweise für das Gesamtsystem sorgt für eine kompakte und übersichtliche Notation.

Es wird von einem CDMA basierten System ausgegangen, in dem K Teilnehmer zur selben Zeit auf der selben Frequenz übertragen. Das Signal eines jeden Nutzers ist mit dem nutzerabhängigen Spreizfaktor Q_k gespreizt. Es werden N_k Datensymbole pro Teilnehmer auf einmal in der Matrix/Vektor Notation betrachtet. Dabei ist N_k so zu wählen, dass das Produkt aus der Anzahl der nutzerspezifischen Datensymbole und dem nutzerspezifischen Spreizfaktor für alle Nutzer gleich ist: $N_1Q_1 = \dots = N_kQ_k = \dots = N_KQ_K = \text{const.}$ Dies gewährleistet, dass für alle Teilnehmer die gleiche Anzahl an Chips und damit das gleiche Beobachtungsintervall gewählt wird, wie in Bild 2.3 veranschaulicht ist. Unterschiedliche Spreizfaktoren für die Nutzer führen zu unterschiedlichen Datenraten und ermöglichen somit eine bedarfsangepasste Ausnutzung der vorhandenen Übertragungskapazität.

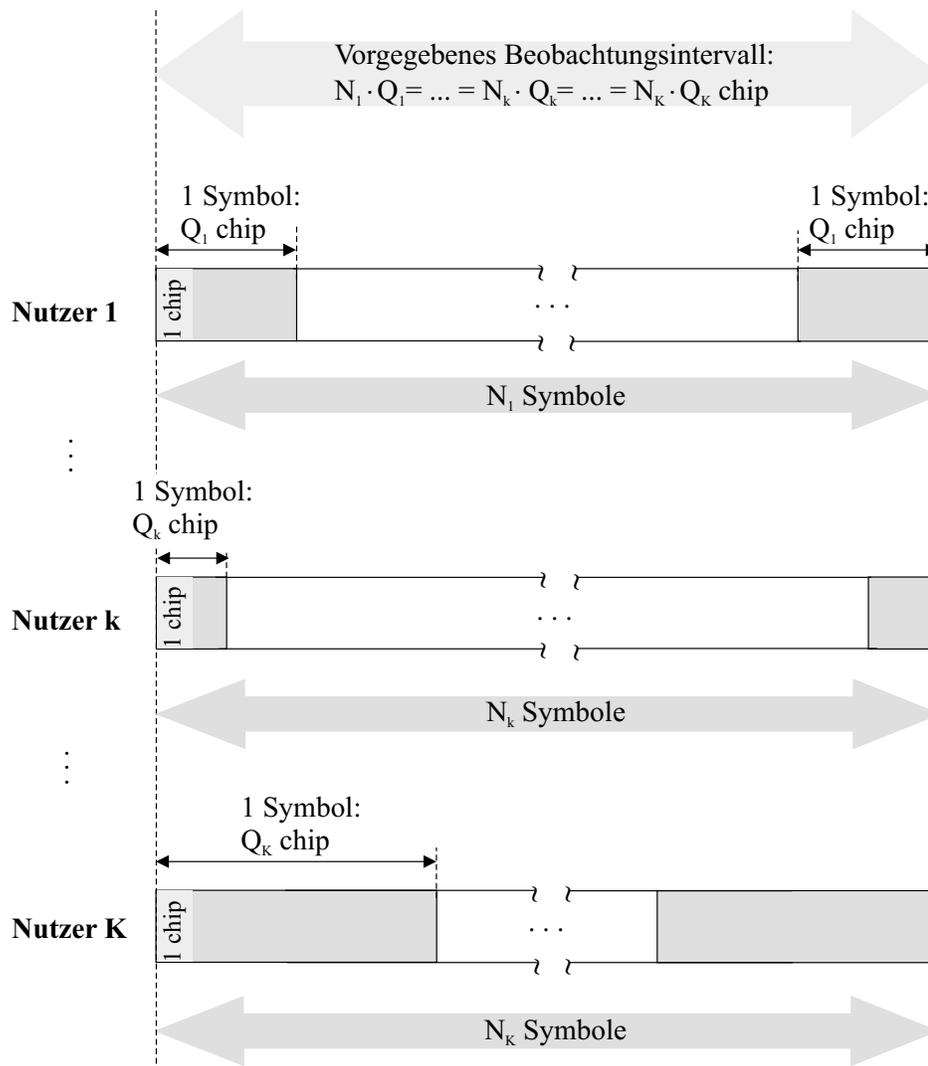


Bild 2.3 Für verschiedene Nutzer ist eine unterschiedliche Anzahl an Datensymbolen innerhalb eines bestimmten Beobachtungsintervalls möglich. Dies wird durch unterschiedliche Spreizfaktoren erreicht

Für die Bildung der Systemmatrix wird der teilnehmerspezifische Spreizcode des Nutzers k , der aus den Q_k Elementen $c_{k,1}$ bis c_{k,Q_k} besteht, in einem Vektor \mathbf{c}_k zusammengefasst:

$$\mathbf{c}_k = (c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,Q_k})^T \quad (2.7)$$

Dabei ist die Länge des Spreizcodes gleich dem Spreizfaktor gesetzt worden. Dies bedeutet, wie bereits erwähnt, dass der Spreizcode sich genau synchron zum Symboltakt wiederholt, wie dies in den meisten CDMA Systemen üblich ist.

Des Weiteren wird in CDMA Systemen häufig ein Verwürfelungscode verwendet. Beim UTRA-TDD Standard z.B., wird dieser u. a. zur Trennung der Signale unterschiedlicher Basisstationen eingesetzt. Benachbarte Basisstationen können damit auf der selben Frequenz senden, da sich deren Signale über verschiedene Verwürfelungscodes trennen lassen. Man kann deshalb das gesamte zur Verfügung stehende Frequenzspektrum nutzen und muss dieses nicht in verschiedene Bänder für benachbarte Basisstationen unterteilen, wie dies im GSM üblich ist. Statt der *Frequenzplanung* wird damit eine *Codeplanung*¹ notwendig.

Ähnlich wie der Spreizcode ist auch der Verwürfelungscode eine vordefinierte Folge von Chips. Die Verwürfelung erfolgt, indem der Verwürfelungscode im Chip-takt mit dem bereits gespreizten Signal multipliziert wird. Insgesamt besteht der Verwürfelungscode aus W Elementen v_w , die im Vektor \mathbf{v}

$$\mathbf{v} = (v_1, v_2, \dots, v_W)^T \quad (2.8)$$

zusammengefasst sind. Die Länge des Verwürfelungscodes ist größer oder gleich der Länge des Spreizcodes. Da die Länge des Verwürfelungscodes in der Regel *größer* als die Länge des Spreizcodes ist, werden aufeinanderfolgende Symbole desselben Nutzers zwar identisch gespreizt aber unterschiedlich verwürfelt. Der Spreizcode und der Verwürfelungscode lassen sich in einem Vektor $\tilde{\mathbf{v}}_{k,n}$ zusammenfassen. Dabei bezeichnet $\tilde{\mathbf{v}}_{k,n}$ den elementweise mit dem Verwürfelungscode des n -ten Symbols multiplizierten Spreizcode des k -ten Nutzers. Der Vektor $\tilde{\mathbf{v}}_{k,n}$ kombiniert auf folgende Weise den Spreiz- mit dem Verwürfelungscode:

$$\tilde{\mathbf{v}}_{k,n} = \begin{pmatrix} c_{k,1} \cdot v_{k,((n-1)Q_k+1) \bmod W} \\ c_{k,2} \cdot v_{k,((n-1)Q_k+2) \bmod W} \\ \vdots \\ c_{k,Q_k} \cdot v_{k,(nQ_k) \bmod W} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Dabei steht mod für die *Modulo*-Operation. Für den Fall, dass W nicht gleich Q_k sondern ein Vielfaches von Q_k ist, wiederholt sich der Verwürfelungscode nicht nach jedem Symbol, sondern erst nach W/Q_k Symbolen. Damit können aufeinander folgende Symbole des selben Nutzers unterschiedliche $\tilde{\mathbf{v}}_{k,n}$ besitzen und damit werden sie auch unterschiedlich verwürfelt. Bild 2.4 veranschaulicht für diesen Fall die durch (2.9) gegebene Erzeugung von $\tilde{\mathbf{v}}_{k,n}$.

¹Unter Codeplanung versteht man die Auswahl von Verwürfelungscodes, so dass diese eine niedrige Kreuzkorrelation für benachbarte Basisstationen aufweisen.

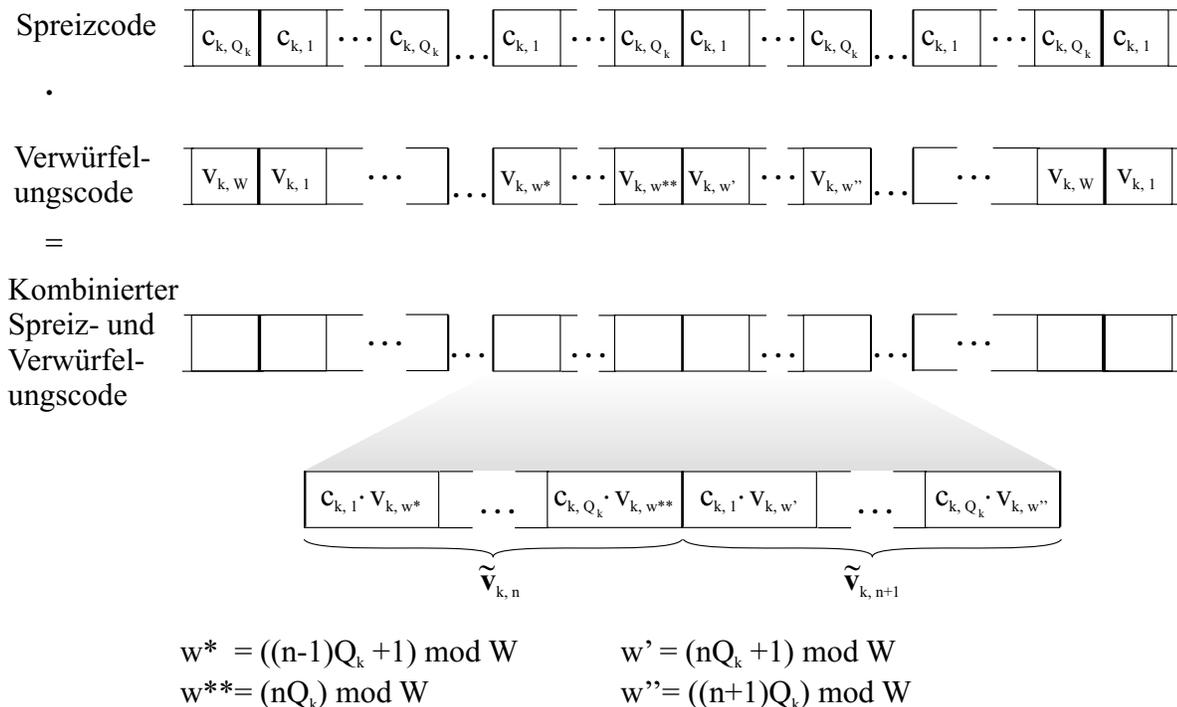


Bild 2.4 Erzeugung des kombinierten Spreiz- und Verwürfelungscode $\tilde{\mathbf{v}}_{k,n}$

Als weiterer Parameter fließt die Kanalimpulsantwort in die Systemmatrix ein. Die Kanalimpulsantworten der Nutzer können sich durch die stark unterschiedlichen Mobilfunkkanäle erheblich unterscheiden. Die zeitdiskrete Kanalimpulsantwort des k -ten Teilnehmers zum Zeitpunkt der Übertragung des n -ten Symbols ist

$$\mathbf{h}_{k,n} = (h_{k,n,1}, h_{k,n,2}, \dots, h_{k,n,L})^T. \quad (2.10)$$

Dabei sind die $h_{k,n,l}$ mit $l \in 1, \dots, L$ die einzelnen Koeffizienten des L -stufigen Tapped Delay Line Kanalmodells, welches in Bild 2.5 zu sehen ist. $(L - 1)T_C$ beschreibt dabei die Verzögerungsdauer des längsten Mehrwegespfades aller Kanäle der K Nutzer. Jedes $h_{k,n,l}$ repräsentiert also die Summe der Empfangspfade, die um $(l - 1) \cdot T_C$ verzögert sind. Die detaillierte Beschreibung und die Herleitung des Tapped Delay Line Kanalmodells erfolgt in Abschnitt 2.3.4.

Aus der Kanalimpulsantwort lässt sich mittels der zeitdiskreten Faltung [20] eine kombinierte Kanalimpulsantwort $\mathbf{b}_{k,n} = (b_{k,n,1}, b_{k,n,2}, \dots, b_{k,n,Q_k+L-1})^T$ der Länge $Q_k + L - 1$ ableiten, die sowohl den nutzerspezifischen Kanal als auch den Spreiz- und Verwürfelungscode enthält

$$\mathbf{b}_{k,n} = \tilde{\mathbf{v}}_{k,n} * \mathbf{h}_{k,n}. \quad (2.11)$$

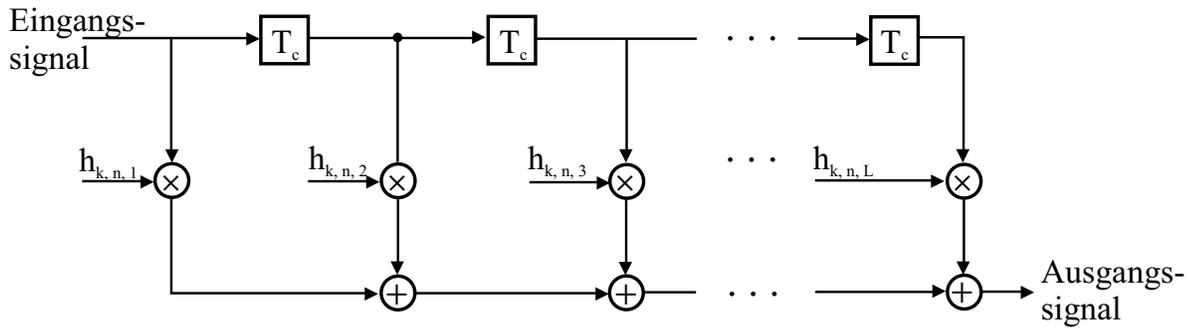


Bild 2.5 Zeitdiskretes Mehrwegekanalmodell mit L Pfaden, die jeweils mit $h_{k,n,l}$ gewichtet und um $(l - 1)T_C$ verzögert sind

Aus den Vektoren $\mathbf{b}_{k,n}$ wiederum wird eine nutzerspezifische Matrix \mathbf{A}_k der Dimension $(N_k Q_k + L - 1) \times N_k$ aufgebaut, welche die Effekte der Spreizung, der Verwürfelung und des nutzerspezifischen Kanals berücksichtigt:

$$\mathbf{A}_k = \begin{pmatrix} b_{k,1,1} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & 0 & & \vdots \\ b_{k,1,Q_k+1} & b_{k,2,1} & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ b_{k,1,Q_k+L-1} & \vdots & & \vdots \\ 0 & \vdots & & \vdots \\ \vdots & b_{k,2,Q_k+L-1} & & \vdots \\ \vdots & 0 & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & 0 \\ \vdots & \vdots & & b_{k,N_k,1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & b_{k,N_k,Q_k+L-1} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Die einzelnen nutzerspezifischen Matrizen \mathbf{A}_k lassen sich aneinander reihen und zu der *Systemmatrix* \mathbf{A} zusammenfassen

$$\mathbf{A} = (\mathbf{A}_1 \dots \mathbf{A}_k \dots \mathbf{A}_K) \cdot \mathbf{D}. \quad (2.13)$$

Diese beinhaltet auch noch die Diagonalmatrix der Empfangsamplituden \mathbf{D} :

$$\mathbf{D} = \text{diag} \{ D_{1,1}, \dots, D_{1,N_1}, \dots, D_{k,1}, \dots, D_{k,N_k}, \dots, D_{K,1}, \dots, D_{K,N_K} \} \quad (2.14)$$

Dabei bezeichnen $D_{k,1}, \dots, D_{k,N_k}$ die Empfangsamplituden der einzelnen N_k Symbole des k -ten Nutzers. Über die Systemmatrix kann nun das Summensignal aller Nutzer am Empfänger über die Gleichung

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (2.15)$$

sehr kompakt dargestellt werden. Dabei bezeichnet \mathbf{n} einen Vektor der das Rauschen des Kanals repräsentiert, während der Vektor \mathbf{d}

$$\mathbf{d} = (d_{1,1}, \dots, d_{1,N_1}, \dots, d_{k,1}, \dots, d_{k,N_k}, \dots, d_{K,1}, \dots, d_{K,N_K})^T, \quad (2.16)$$

die Datensymbole aller K Nutzer beinhaltet, wobei d_{k,n_k} das n_k -te Datensymbol des k -ten Nutzers bezeichnet. Der Empfangsvektor \mathbf{y} enthält also die Überlagerung der gespreizten und verwürfelten Nutzersignale gefaltet mit der Kanalimpulsantwort und überlagert mit dem Rauschterm \mathbf{n} , wie auch in Bild 2.6 veranschaulicht ist.

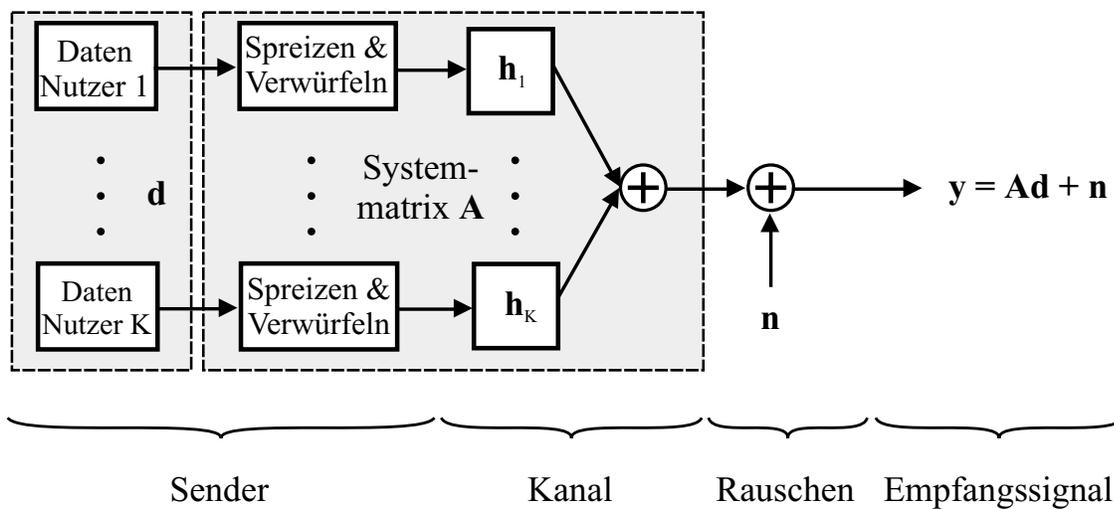


Bild 2.6 Signalfluss in einem CDMA System. Das Kanalausgangssignal \mathbf{y} lässt sich über die Systemmatrix \mathbf{A} darstellen

2.3 Kanalmodell

Die Beurteilung der Leistungsfähigkeit verschiedener nachrichtentechnischer Systeme ist immer im engen Zusammenhang zu dem gewählten Kanalmodell zu sehen. Das gewählte Kanalmodell sollte vor allem einen guten Kompromiss zwischen den beiden folgenden Erfordernissen darstellen:

- Das Kanalmodell sollte sich möglichst eng an den Anwendungssituationen des Systems orientieren und die für das System entscheidenden Parameter möglichst nahe an der physikalischen Realität nachbilden
- Das Kanalmodell sollte so einfach wie möglich gestaltet werden, damit sich die untersuchten Systeme einfach nachbilden lassen

Die Suche nach einem guten Kompromiss in dieser Sache stellt seit längerem einen eigenen, sehr aktiven Forschungsbereich dar. Die Anzahl der vorgeschlagenen Kanalmodelle ist inzwischen recht umfangreich geworden. Einen guten Überblick über die grundlegenden Kanalmodelle bieten [35], [41], [42].

Im allgemeinen Fall besteht der Kanal zwischen Basisstation und mobilem Teilnehmer, nicht nur aus *einem* Übertragungspfad sondern aus *einer Vielzahl* von Übertragungspfaden. Durch die Geometrie der Umgebung (Häuser, Bäume, Straßen, Hügel, ...) gelangt das Signal zwischen Basisstation und Mobilstation vor allem über die Effekte der Beugung, Streuung und Reflexion über verschiedene Ausbreitungspfade und mit verschiedenen Amplituden und Phasen zur jeweils anderen Station (vgl. Bild 2.7).

In diesem Abschnitt sollen vornehmlich die in der vorliegenden Arbeit verwendeten Kanalmodelle erläutert werden. Dabei handelt es sich, wegen der bei der CDMA Technik verwendeten Bandspreizung, vor allem um Breitbandkanalmodelle. Grundlage für die verwendeten Breitbandkanalmodelle bildet ein als FIR-Filter darstellbares Kanalmodell (Tapped Delay Line).

Die nächsten Abschnitte sind wie folgt gegliedert. Abschnitt 2.3.1 erläutert das Rice und das Rayleigh Fading. Die diesem Fading zugrunde liegenden Rice- bzw. Rayleighdichten werden für die Koeffizienten des Tapped Delay Line Kanalmodells genutzt. Abschnitt 2.3.2 beschreibt dann die Klasse der linearen zeitvarianten und die

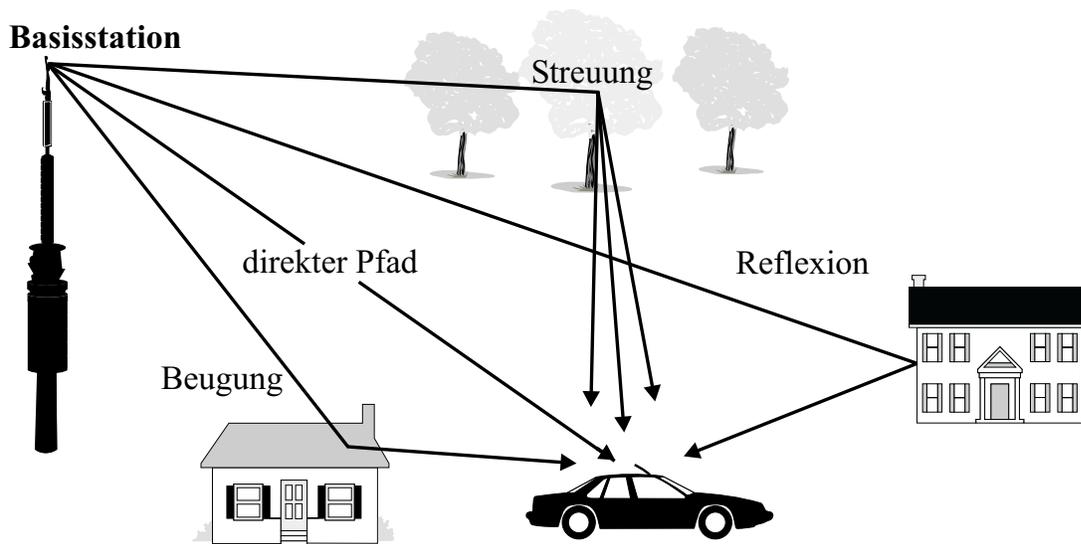


Bild 2.7 Mehrwegeausbreitung in einem Mobilfunkszenario [22]

Klasse der linearen zeitinvarianten Kanäle. Aus letzteren lässt sich ein weitverbreiteter Spezialfall ableiten (Abschnitt 2.3.3). Dieser wiederum bildet die Grundlage für das Tapped Delay Line Kanalmodell (Abschnitt 2.3.4). Abschließend wird noch in Abschnitt 2.3.5 das bei vielen Kanalmodellen berücksichtigte Dopplerspektrum erläutert.

2.3.1 Rice und Rayleigh Fading

Bevor auf die breitbandigen Übertragungskanäle eingegangen wird, soll im Folgenden der schmalbandige Übertragungskanal diskutiert werden [35], [52]. Ein schmalbandiger Übertragungskanal liegt vor, wenn das Signal über alle Mehrwegpfade (annähernd) zeitgleich am Empfänger ankommt. Bei einmaliger Reflexion des Signals gilt dies, falls alle ankommenden Signale so reflektiert werden, dass die Reflexionspunkte auf einer Ellipse liegen, in deren Brennpunkten sich Sender bzw. Empfänger befinden. Dies ist in Bild 2.8 dargestellt.

Dieses Modell gilt auch dann noch in guter Näherung, falls für den Laufzeitunterschied $\Delta\tau$ zwischen dem kürzesten und dem längsten Pfad gilt

$$\Delta\tau \ll \frac{1}{B}, \quad (2.17)$$

wobei B die Bandbreite des Systems bezeichnet. Das empfangene Signal $y(t)$ kann

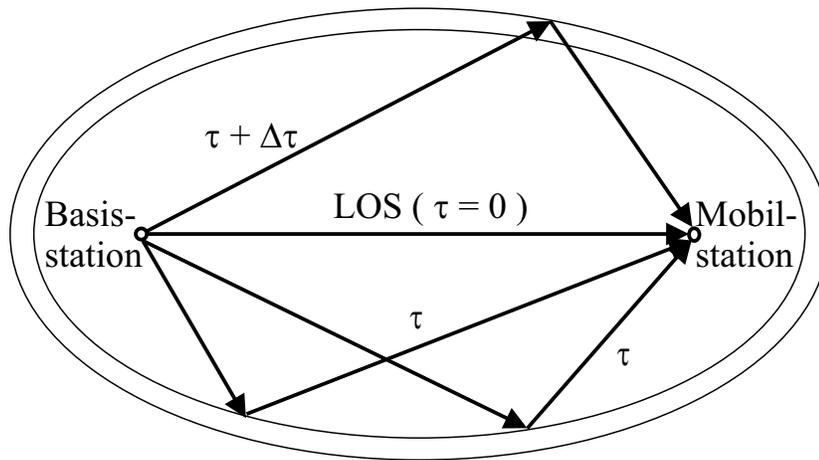


Bild 2.8 Mehrwegeausbreitung: Alle Signale, die am Rande der selben Ellipse einmal reflektiert werden, besitzen die selbe Zeitverzögerung τ (kleine Ellipse) bzw. $\tau + \Delta\tau$ (große Ellipse)

dann als

$$y(t) = h(t) \cdot d(t) + n(t) \quad (2.18)$$

dargestellt werden. Dabei bezeichnet $h(t)$ die Kanalimpulsantwort und $d(t)$ das informationstragende Signal.

Die Kanalimpulsantwort kann im oben angenommenen Fall als zeitvariante Dämpfung angesehen werden. Die Veränderung der Dämpfung über der Zeit wird allgemein auch als *Fading* bezeichnet. Trifft man einige Annahmen über die Übertragungspfade, so lässt sich die Dichte der Dämpfung in einer einfachen Form analytisch beschreiben. Im Folgenden sollen kurz der Gedankengang der Herleitung dieses analytischen Modells diskutiert und die dafür notwendigen Bedingungen genannt werden. Für die ausführliche Herleitung sei auf [41], [52] verwiesen.

Unter der Annahme, dass die Phasen der Signale der eintreffenden Pfade unkorreliert sind (dies ist in guter Näherung der Fall, da die Wellenlänge von Mobilkommunikationssignalen in der Regel wesentlich kleiner als die Länge der Pfadunterschiede ist) und hinreichend viele Pfade zum Empfänger verlaufen, von denen keiner dominiert, so erhält man über den zentralen Grenzwertsatz einen komplexen Gaußprozess. In Polarkoordinaten ergibt sich damit für die Phase eine Gleichverteilung

über $[0, 2\pi)$ und für die Dichte des Betrags r von $h(t)$ [35], [52]

$$f_h(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \quad (2.19)$$

wobei σ^2 die Varianz bezeichnet und r der Betrag des komplexen Gaußprozesses ist. Die in (2.19) angegebene Dichte wird auch als *Rayleighdichte* bezeichnet [23] und findet Verwendung im Falle eines schmalbandigen Übertragungskanals bei dem kein einzelner Pfad dominiert.

Gibt es zwischen Sender und Empfänger eine direkte Sichtverbindung (LOS - Line Of Sight, vgl. Bild 2.8), so dominiert energiemäßig der direkte Pfad und damit sind nicht mehr alle Annahmen für das Rayleighmodell erfüllt. Allerdings lässt sich das Rayleighmodell um den direkten Pfad erweitern und man erhält die so genannte *Ricedichte* [35], [52]

$$f_h(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+\beta^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{\beta r}{\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}. \quad (2.20)$$

β bezeichnet die Amplitude des dominierenden Pfades und $I_0(\cdot)$ beschreibt die modifizierte Besselfunktion der ersten Art und nullter Ordnung, die definiert ist als

$$I_0\left(\frac{\beta r}{\sigma^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{(\beta r \cdot \cos\phi)/\sigma^2} d\phi. \quad (2.21)$$

Für $\beta = 0$ in (2.20) folgt aus der Ricedichte als Spezialfall die Rayleighdichte. Bild 2.9 zeigt beispielhaft den Verlauf von Rayleigh- und Ricedichten.

Auf die Verwendung der Rayleigh- bzw. der Ricedichte, im Zusammenhang mit den in dieser Arbeit verwendeten Kanalmodellen, wird in Abschnitt 2.3.4 eingegangen.

Im nächsten Abschnitt soll noch der Unterschied zwischen zeitvarianten und zeitinvarianten Kanälen erläutert werden. Bei dieser und den folgenden Betrachtungen beschränken wir uns zudem auf die in der Realität sehr wichtige Klasse der *linearen* Kanäle.

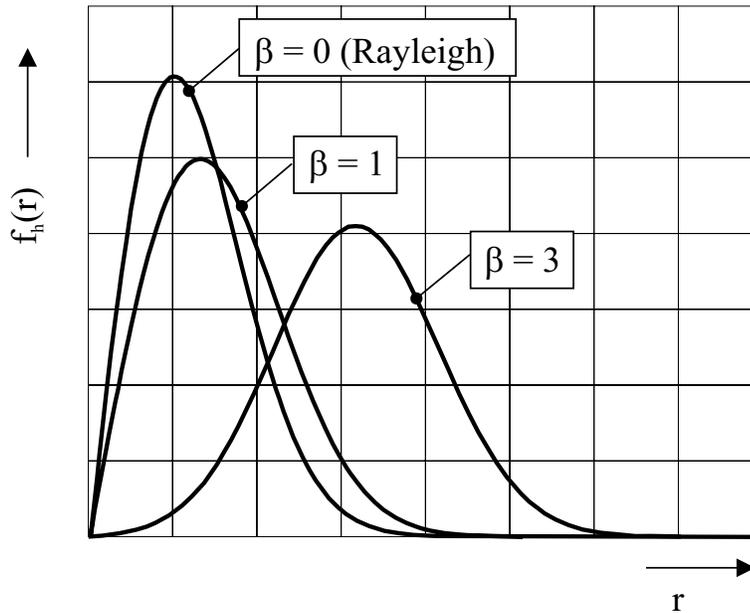


Bild 2.9 Ricedichte für $\sigma^2 = 1$ und verschiedene β . Für $\beta = 0$ erhält man aus der Ricedichte die Rayleighdichte

2.3.2 Lineare zeitinvariante und lineare zeitvariante Kanäle

Lineare zeitinvariante (*engl.* Linear Time Invariant - LTI) Kanäle lassen sich über die Kanalimpulsantwort $h(t)$ darstellen. Der Aufbau eines Systems mit LTI-Kanal ist in Bild 2.10 zu sehen. Für das Empfangssignal $y(t)$ erhält man

$$y(t) = d(t) * h(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)d(t - \tau) d\tau + n(t). \quad (2.22)$$

Generell kann somit das Empfangssignal als Faltung des Sendesignals mit der Kanalimpulsantwort angesehen werden, wozu noch ein Rauschterm $n(t)$ addiert wird.

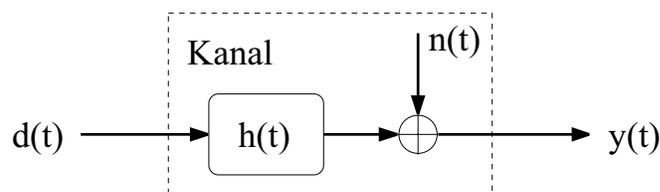


Bild 2.10 Übertragungssystem mit einem LTI-Kanal

Bei linearen zeitvarianten (*engl.* Linear Time Variant - LTV) Kanälen kann sich die

Kanalimpulsantwort im Laufe der Zeit verändern. Man erhält somit die Kanalimpulsantwort $h(\tau, t)$, wobei $h(\tau, t)$ die Antwort des Kanals zum Zeitpunkt t auf einen Impuls zum Zeitpunkt $t - \tau$ ist. Bild 2.11 zeigt das Blockschaltbild eines Systems mit einem LTV-Kanal. Das Empfangssignal eines LTV-Systems ist damit über

$$y(t) = d(t) * h(\tau, t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) d(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.23)$$

gegeben. Mobilfunkkanäle sind in aller Regel durch LTV-Modelle darstellbar, da durch die (z. T. sehr schnelle) Änderung der Position des mobilen Teilnehmers sich der Kanal zwischen Teilnehmer und Basisstation schnell und stark ändern kann.

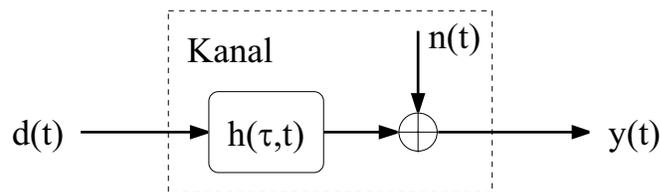


Bild 2.11 Übertragungssystem mit einem LTV-Kanal

2.3.3 WSSUS Annahmen

Im vorherigen Abschnitt wurde der lineare zeitvariante Kanal mit der sehr allgemeinen Kanalimpulsantwort $h(\tau, t)$ vorgestellt. Im Allgemeinen werden für die statistischen Eigenschaften von $h(\tau, t)$ einige vereinfachende Annahmen getroffen, die durch empirische Untersuchungen als plausibel bestätigt wurden [40] und in der Literatur beschrieben sind. Diese Annahmen werden mit WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) bezeichnet [11]. Dabei drückt WSS (Wide Sense Stationary) die Annahme aus, dass $h(\tau, t)$ schwach stationär ist. Damit hängt die Autokorrelationsfunktion von $h(\tau, t)$ nur von einer Zeitdifferenz ab und der Mittelwert von $h(\tau, t)$ ist konstant. Der Term US (Uncorrelated Scattering) bezeichnet die Annahme, dass Streukomponenten mit unterschiedlichen Verzögerungen unkorreliert sind. D. h. Mehrwegepfade, die zu unterschiedlichen Ankunftszeiten der Signale am Empfänger führen, können als unkorreliert angenommen werden. Diese Eigenschaft ist vor allem beim Übergang zu einem FIR-Filterkanalmodell (vgl. Abschnitt 2.3.4) sehr hilfreich, da die einzelnen Einspeisungen dann unkorreliert erfolgen können.

Die WSS Annahme ist implizit erfüllt, falls der Kanal als ergodisch angenommen wird, da die Voraussetzung für ergodische Prozesse die starke Stationarität ist und diese die schwache Stationarität einschließt. Die US Annahme ist bei starker Bebauung (vor allem bei Tunneln und Straßenkorridoren) nur noch sehr bedingt als realistisch anzusehen.

2.3.4 FIR-Filterkanalmodell (Tapped Delay Line Kanalmodell)

Für das Ausgangssignal $y(t)$ eines LTV-Systems kann man, wie in Abschnitt 2.3.2 gezeigt wurde,

$$y(t) = d(t) * h(\tau, t) + n(t) \quad (2.24)$$

schreiben. Für einen langsam veränderlichen Kanal [35], also einen Kanal, der sich innerhalb einer Symboldauer nur wenig ändert, erhält man mit dem Abtasttheorem für ein bandbegrenztes System mit der Bandbreite B das äquivalente Tiefpasssignal $d_{\text{TP}}(t)$ [42]

$$d_{\text{TP}}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \text{si}[(t - l/B)\pi B] \cdot d_{\text{TP}}(l/B). \quad (2.25)$$

Um die Faltungsoperation in (2.24) zu umgehen, lässt sich $y_{\text{TP}}(t)$ (TP: Tiefpasssignal) mit Hilfe der Fouriertransformation auch wie folgt darstellen:

$$y_{\text{TP}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} D_{\text{TP}}(f) H_{\text{TP}}(f, t) e^{j2\pi ft} df + n_{\text{TP}}(t) \quad (2.26)$$

Dabei bezeichnet $H_{\text{TP}}(f, t)$ die Fouriertransformierte der Kanalimpulsantwort $h_{\text{TP}}(\tau, t)$ bezüglich τ . Die Fouriertransformierte $D_{\text{TP}}(f)$ von $d_{\text{TP}}(t)$ ist

$$D_{\text{TP}}(f) = \begin{cases} \frac{1}{B} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{\text{TP}}(l/B) \cdot e^{-j2\pi fl/B} & \text{für } |f| \leq \frac{B}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.27)$$

$$(2.28)$$

Damit ergibt sich

$$y_{\text{TP}}(t) = \frac{1}{B} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{\text{TP}}(l/B) \cdot \int_{-B/2}^{B/2} H_{\text{TP}}(f,t) e^{j2\pi f(t-l/B)} df + n_{\text{TP}}(t). \quad (2.29)$$

Durch Rücktransformation von $H_{\text{TP}}(f,t)$ und nachfolgender Substitution der Summationsgrenzen erhält man:

$$\begin{aligned} y_{\text{TP}}(t) &= \frac{1}{B} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{\text{TP}}(l/B) \cdot h_{\text{TP}}(t-l/B,t) + n_{\text{TP}}(t) \\ y_{\text{TP}}(t) &= \frac{1}{B} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{\text{TP}}(t-l/B) \cdot h_{\text{TP}}(l/B,t) + n_{\text{TP}}(t) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Dies lässt sich auch als

$$y_{\text{TP}}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{\text{TP}}(t-l/B) \cdot h_l(t) + n_{\text{TP}}(t) \quad (2.31)$$

schreiben, dabei bezeichnet $h_l(t)$ einen Satz von zeitvarianten Kanalkoeffizienten, der wie folgt definiert ist

$$h_l(t) = \frac{1}{B} h_{\text{TP}}(l/B,t). \quad (2.32)$$

Aus (2.31) kann man ein FIR-Filterkanalmodell (2.33) ableiten. Dabei lässt sich für reale Kanäle die Summation auf L Terme beschränken, wobei die Größe von L von der Kohärenzbandbreite [42] abhängt. Man erhält somit für das FIR-Filterkanalmodell, das auch als Tapped Delay Line Kanalmodell bezeichnet wird, folgende Gleichung

$$y_{\text{TP}}(t) = \sum_{l=1}^L d_{\text{TP}}(t-l/B) \cdot h_l(t) + n_{\text{TP}}(t). \quad (2.33)$$

Bild 2.12 zeigt das entsprechende Blockschaltbild des FIR-Filterkanalmodells. Die einzelnen Koeffizienten der Kanalimpulsantwort $h_l(t)$ sind zeitvariante stochastische Prozesse, deren Absolutwerte in der Regel als rayleigh- bzw. riceverteilt (vgl. Abschnitt 2.3.1) und deren Phasen als gleichverteilt angenommen werden. Berücksichtigt man die WSSUS Annahmen aus Abschnitt 2.3.3, so ergibt sich aus der schwachen Stationarität (WSS), dass die Mittelwerte der einzelnen $h_l(t)$ konstant

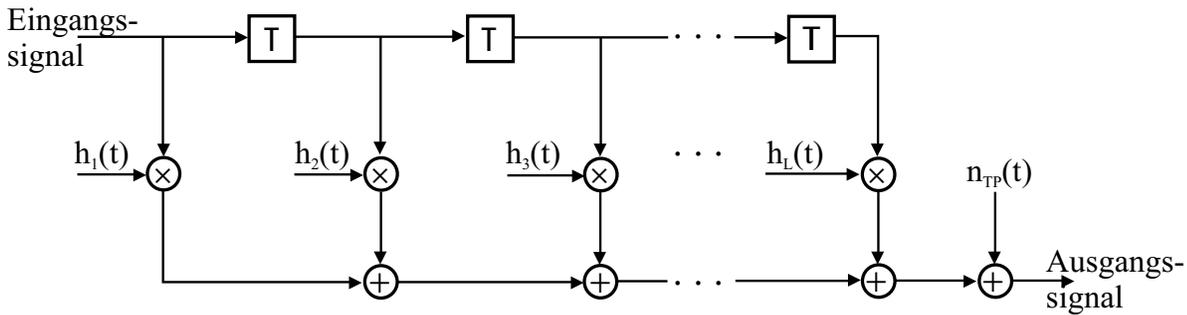


Bild 2.12 Tapped Delay Line Kanalmodell mit L Pfaden („Taps“), die jeweils mit $h_l(t)$ gewichtet sind

sind, und aus der Uncorrelated Scattering (US) Annahme, dass die einzelnen Koeffizienten $h_l(t)$ unkorreliert sind. Der einfache Aufbau des Tapped Delay Line Kanalmodells und die Berücksichtigung der wichtigsten Eigenschaften des Mehrwegekanals machen dieses Modell zu einem im Mobilfunk sehr gebräuchlichen Kanalmodell. Über die Anzahl der Kanalkoeffizienten und die Auswahl der Verteilung und damit auch der mittleren Leistung jedes $h_l(t)$ lassen sich eine Vielzahl unterschiedlicher Kanäle modellieren, die verschiedenen Umgebungsszenarien entsprechen.

Beispielsweise wurden auf der Basis des FIR-Filterkanalmodells für den Mobilfunk, die Szenarien „Vehicular A“, „Vehicular B“ und „Indoor to Outdoor and Pedestrian A“ standardisiert [17]. Diese sind in Anhang A genauer beschrieben. Dabei wird bei den genannten Kanalmodellen noch der im nächsten Abschnitt betrachtete Doppler-Effekt mitberücksichtigt.

2.3.5 Doppler-Effekt

Durch die relative Bewegung der Mobilstation zur Basisstation tritt der Doppler-Effekt auf (vgl. Bild 2.13). Dieser ist abhängig von der Relativgeschwindigkeit v_r und dem Einfallswinkel γ der Welle. Der Doppler-Effekt hat zur Folge, dass sich die Frequenz f_C des gesendeten Signals um f_D verschiebt. Dabei lässt sich f_D aus

$$f_D = \frac{v_r}{c_0} f_C \cos(\gamma) \quad (2.34)$$

berechnen [58], wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit bezeichnet.

Im Falle einer Mehrwegeausbreitung kann das Signal aus verschiedenen Richtun-

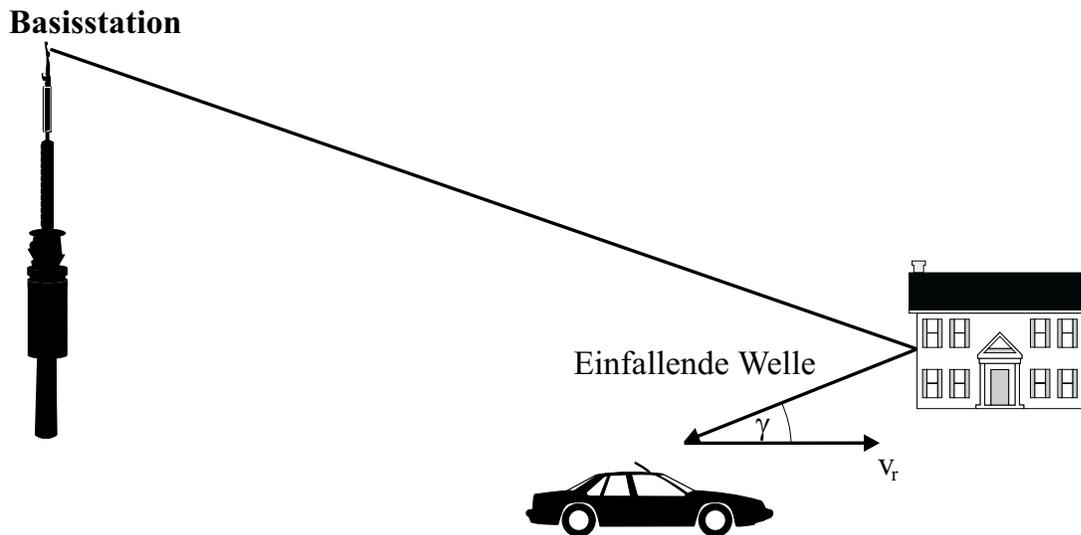


Bild 2.13 Doppler-Effekt: Die relative Bewegung von Sender und Empfänger führt zu einer Dopplerverschiebung der Sendefrequenz

gen einfallen. Dies führt zu unterschiedlichen Dopplerverschiebungen der einzelnen Mehrwegesignale. Durch die Überlagerung der verschiedenen Signale die aus den Mehrwegepfaden resultieren, überlagern sich auch die entsprechenden Dopplerverschiebungen im Frequenzbereich und man erhält das *Dopplerspektrum*.

Bei der Modellierung von Mobilfunkkanälen, wie z.B. den oben erwähnten Vehicular A, Vehicular B und Indoor to Outdoor and Pedestrian A Kanälen, werden für die Berechnung des Dopplerspektrums folgende Annahmen getroffen [41]:

- Die Einfallswinkel der auf die Empfangsantenne treffenden Wellen sind gleichverteilt über das Intervall $[-\pi, \pi)$.
- Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen findet in der horizontalen Ebene statt, und der Empfänger liegt im Zentrum eines isotropen Streugebietes.
- Die Richtcharakteristik der Empfangsantenne ist zirkularsymmetrisch (Rundstrahlantenne).

Diese Annahmen führen zu folgendem normierten Leistungsdichtespektrum

$$\Phi(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{D_{max}} \sqrt{1 - (f/f_{D_{max}})^2}} & |f| \leq f_{D_{max}} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (2.35)$$

das auch als Jakes-Spektrum bezeichnet wird [24], [41]. Bild 2.14 zeigt den Verlauf des Jakes-Spektrums.

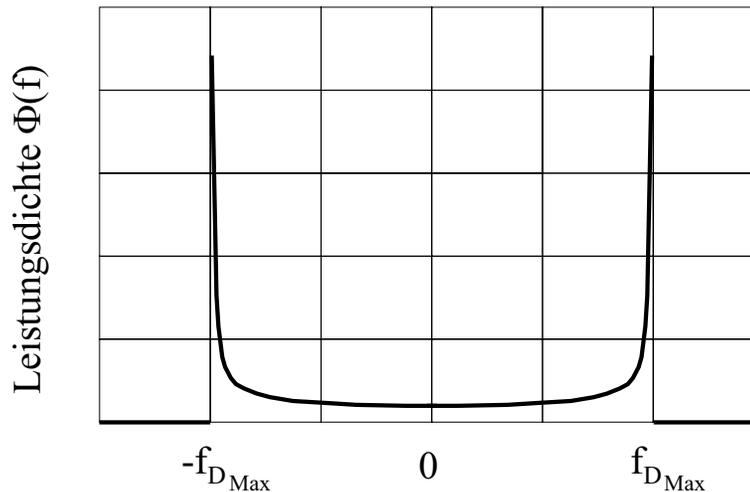


Bild 2.14 Jakes-Spektrum

2.4 Zusammenfassung

Am Anfang des Kapitels wurde das Grundprinzip von CDMA basierten Systemen erläutert und eine kompakte Notation für ein CDMA Systemmodell über die Systemmatrix \mathbf{A} eingeführt. Die Systemmatrix berücksichtigt die Spreizung, die Verwürfelung und die Übertragungskanäle der einzelnen Nutzer. Damit lässt sich über die in (2.15) gegebene Formel auf übersichtliche Weise das komplette Empfangssignal darstellen.

Des Weiteren wurden im zweiten Teil dieses Kapitels verschiedene Kanalmodelle vorgestellt. Besonders hervorgehoben wurde das Tapped Delay Line Modell, welches die Grundlage für die drei im UMTS wichtigen Kanalmodelle Vehicular A, Vehicular B und Indoor to Outdoor and Pedestrian A bildet. Das Tapped Delay Line Modell beruht auf der Annahme, dass sich der Kanal in einzelne Pfade unter-

teilen lässt, die jeweils auflösbaren Mehrwegen entsprechen. Jeder dieser Pfade ist mit einem Koeffizienten gewichtet. Dabei sind die Koeffizienten komplex normalverteilte Zufallsvariablen, deren Mittelwerte im Anhang A dargestellt sind.

Die drei Kanalmodelle im UMTS berücksichtigen auch den Doppler-Effekt. Dabei erhält man unter Zugrundelegung einiger Annahmen das Jakes-Spektrum, welches die durch die unterschiedlichen Mehrwege verursachten Dopplerverschiebungen beschreibt.

3 UTRA-FDD und UTRA-TDD

Für die dritte Mobilfunkgeneration IMT-2000 [39] sind verschiedene Standards vorgesehen. Im einzelnen sind diese: UWC-136, DECT, CDMA2000, UTRA-FDD und UTRA-TDD. Die Verwendung unterschiedlicher Standards liegt vor allem in dem Ziel begründet, die Migration von Nutzern der unterschiedlichen Systeme der zweiten Mobilfunkgeneration zu den Systemen der dritten Generation technisch möglichst einfach zu gestalten. Deshalb wurden die verschiedenen Standards der dritten Mobilfunkgeneration auch mit Hinblick auf die bereits existierenden Mobilfunkstandards der zweiten Generation entwickelt.

So wurde für das besonders auf dem nordamerikanischen Markt erfolgreiche IS-95 System das CDMA2000 System entwickelt. Für das in Europa und weltweit stark verbreitete GSM System wurden der UTRA-FDD und UTRA-TDD Standard als „Nachfolger“ entwickelt. Der IMT-2000 Standard soll somit eine möglichst einfache Migration aus den verschiedenen Systemen der zweiten Mobilfunkgeneration gewährleisten.

In dieser Arbeit werden nur die beiden in Europa favorisierten IMT-2000 Vertreter UTRA-FDD [1] und UTRA-TDD [2] betrachtet. Die beiden UTRA Standards sind vom Aufbau her in vielen Punkten sehr ähnlich. Beide nutzen Direct-Sequence Code Division Multiple Access (DS-SS) als Zugriffsverfahren. Beide Systemen arbeiten mit einer Bandbreite von etwa 5 MHz und einer Chiprate von 3,84 Mchip/s; des Weiteren unterstützt der UTRA-TDD Standard noch einen Modus mit 1,6 MHz und 1,28 Mchip/s („chinesische“ Variante). Der offensichtlichste Unterschied zwischen UTRA-TDD und UTRA-FDD ergibt sich bei Betrachtung des Duplexverfahrens. Wie aus den Namen direkt ersichtlich, ergibt sich beim UTRA-FDD ein Frequenzduplex in *gepaarten* Bändern (ein Frequenzband für den Uplink und ein Frequenzband für den Downlink). Beim UTRA-TDD erfolgt die Trennung im Zeitbereich. Dies ermöglicht, über eine asymmetrische Zuteilung des Zeitbereiches auf Up- und Downlink, auch einen asymmetrischen Datenverkehr.

In den folgenden Abschnitten wird genauer auf die unterschiedlichen Luftschnittstellen der drei UTRA Systeme eingegangen. Zuerst wird der UTRA-FDD Standard behandelt, bei dem sich Uplink (Abschnitt 3.1) und Downlink (Abschnitt 3.2)

merklich voneinander unterscheiden. Bei den beiden UTRA-TDD Standards bestehen nur sehr geringe Unterschiede zwischen Up- und Downlink, so dass Up- und Downlink zusammen betrachtet werden. Abschnitt 3.3 widmet sich dabei dem UTRA-TDD Standard mit 3,84 Mchip/s und in Abschnitt 3.4 wird auf den UTRA-TDD Standard mit 1,28 Mchip/s eingegangen. Die Angaben sind den aktuellen Dokumenten („Release 5“: März 2002) des 3GPP (Third Generation Partnership Project) entnommen [3].

3.1 UTRA-FDD Uplink

3.1.1 Rahmenaufbau

Das UTRA-FDD Signal wird in Rahmen von 10 ms Dauer aufgeteilt. Ein Rahmen setzt sich aus 15 so genannten Slots zusammen (vgl. Bild 3.1). Jeder Slot besteht wiederum aus 2560 chip und hat eine Dauer von $2/3$ ms, so dass sich die Rahmen-dauer von 10 ms ergibt.

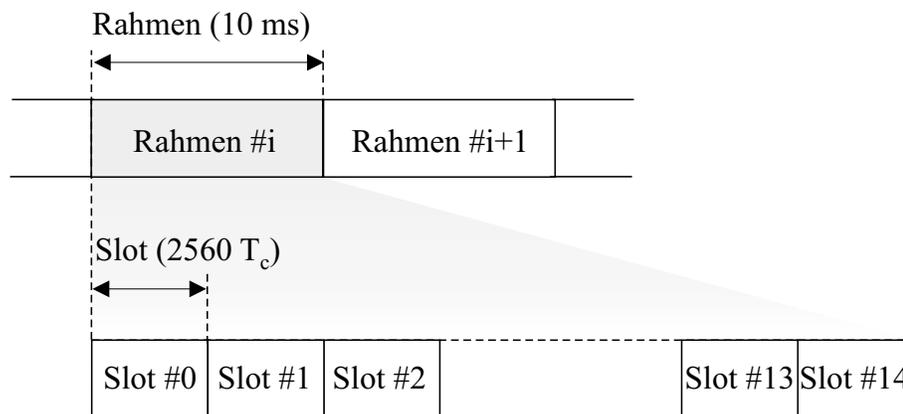


Bild 3.1 Rahmenaufbau im UTRA-FDD. Jeder Rahmen setzt sich aus 15 Slots zusammen

3.1.2 Slotaufbau

Die Aufteilung der Daten und Kontrollinformationen innerhalb der einzelnen Slots unterscheidet sich deutlich zwischen UTRA-FDD Uplink, UTRA-FDD Downlink und UTRA-TDD. Wie in Bild 3.2 dargestellt ist, wird die Dateninformation im UTRA auf den so genannten Dedicated Physical Data Channel (DPDCH) abgebil-

det, während sich die Information des Kontrollkanals auf dem Dedicated Physical Control Channel (DPCCH) befindet. Dabei werden diese beiden Kanäle im UTRA-FDD Uplink *gleichzeitig* gesendet. D. h. der DPCCH und der DPDCH werden entweder auf den Inphasen- oder Quadraturphasenzweig moduliert, wie in Abschnitt 3.4 zu sehen ist, und dann zeitgleich übertragen. Des Weiteren existiert noch die Möglichkeit eines High-Speed DPCCH (HS-DPCCH) [5], auf dessen Aufbau hier nicht weiter eingegangen wird.

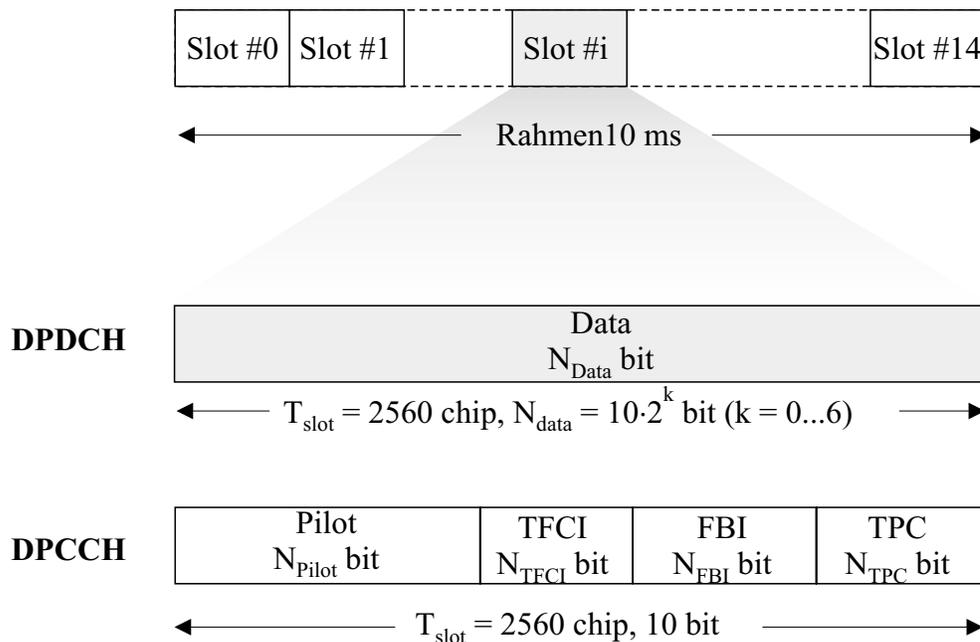


Bild 3.2 Slotaufbau im UTRA-FDD Uplink. Daten- (DPDCH) und Kontrollkanal (DPCCH) werden gleichzeitig übertragen

In jedem Slot werden also kontinuierlich Daten (DPDCH) und Kontrollinformation (DPCCH) übermittelt. Es stehen pro DPDCH des k -ten Nutzers $10 \cdot ld(Q_{k,D})$ Bits zur Verfügung. $Q_{k,D}$ bezeichnet dabei den Spreizfaktor des Nutzers k auf dem DPDCH, dieser kann die Werte 4, 8, 16, 32, 64, 128 und 256 annehmen. Der Spreizfaktor auf dem Kontrollkanal $Q_{k,C}$ ist fest und beträgt 256, so dass genau 10 Bits über den DPCCH übertragen werden können. Die 10 Bits des Kontrollkanals teilen sich in die vier Klassen der Pilot, TFCI (Transport Format Combination Indicator), FBI (Feedback Information) und TPC (Transmit Power Control) Bits auf. Dabei dienen die Pilot Bits zur Unterstützung der Kanalschätzung, die TFCI Bits dienen der Übermittlung der Sendekonfiguration (u. a. Anzahl der Datenkanäle), die FBI Bits unterstützen Dienste und Verfahren, die eine Zurückführung des Sig-

nals verlangen und über die TPC Bits werden Befehle für die Leistungsregelung übermittelt.

3.1.3 Kanalcodierung

Die Kanalcodierung im UTRA-FDD besteht aus der Fehlererkennung und der Fehlerkorrektur. Zur Fehlererkennung werden die Transportblöcke mit Prüfbits (Cyclic Redundancy Check - CRC) versehen, mit denen sich auch die Übertragungsqualität abschätzen lässt. Es können entweder 0, 8, 12, 16 oder 24 Prüfbits verwendet werden. Die genaue Anzahl der Prüfbits legen die höheren Schichten fest. Die entsprechenden Generatorpolynome für die unterschiedlichen Anzahlen an Prüfbits sind in [4] zu finden.

Zur Fehlerkorrektur werden entweder Faltungscodes oder Turbo Codes benutzt¹. Falls Faltungscodes benutzt werden, so kann zwischen zwei Encodern [4] mit der Coderate $1/2$ und $1/3$ gewählt werden. Beide Encoder besitzen eine Einflusslänge von 9. Bei der Anwendung von Turbo Codes wird auf zwei parallel verkettete Faltungscoder mit je acht Zuständen und einen Interleaver zurückgegriffen. Bei der Nutzung von Turbo Codes steht nur eine Coderate von $1/3$ zur Verfügung. Um die Datenrate den zur Verfügung stehenden Kanälen anzupassen, besteht noch die Möglichkeit der Ratenanpassung. Bei der Ratenanpassung werden Bits wiederholt oder punktiert. Dabei legen die höheren Schichten die Eigenschaften der Ratenanpassung fest.

Welches der beiden Fehlerkorrekturverfahren zum Einsatz kommt, hängt ganz wesentlich von der Anwendungssituation ab. Bei einer Sprachübertragung reicht eine Bitfehlerrate von 10^{-2} bis 10^{-3} aus, so dass man in der Regel auf den Faltungscoder zurückgreifen wird. Vor allem die zusätzliche Verzögerung durch den Interleaver bei den Turbo Codes machen diese wenig attraktiv für eine Sprachübertragung.

Bei einer Datenübertragung hingegen, spielt die Verzögerungszeit nur noch eine untergeordnete Rolle. Umso wichtiger ist in diesem Fall die Bitfehlerrate, die unterhalb von 10^{-6} liegen sollte. Deshalb werden Turbo Codes wohl vor allem bei der - für die dritte Mobilfunkgeneration sehr wichtigen - Datenübertragung eingesetzt.

¹In früheren Versionen des UTRA-FDD Standards bestand noch die Möglichkeit, keine Kanalcodierung zu nutzen. Diese Möglichkeit ist in der aktuellen Version des Standards *nicht* mehr vorgesehen.

3.1.4 Modulation, Spreiz- und Verwürfelungscodes

Bei der Übertragung im UTRA-FDD kann ein Nutzer seine Daten auf bis zu sechs Datenkanäle $DPDCH_1, \dots, DPDCH_6$ verteilen. Bei der Übertragung *mehrerer* Datenkanäle **muss** für alle Datenkanäle ein Spreizfaktor von vier gewählt werden. Bei der Übertragung *eines* Datenkanals kann der DPDCH die oben angegebenen Spreizfaktoren zwischen 4 und 256 annehmen. Alle DPDCH, der DPCCH und der HS-DPCCH werden zur Übertragung, wie in Bild 3.3 dargestellt, zusammengefasst. Die $c_{d,1}, c_{d,2}, \dots$ bezeichnen dabei die Spreizcodes der entsprechenden Datenkanäle und c_c bzw. c_{HS} sind die Spreizcodes des DPCCH bzw. HS-DPCCH. Weiterhin sind die verschiedenen β_d Gewichtungsfaktoren, mit denen die Leistung zwischen den Daten- und Kontrollkanälen angepasst werden kann, um die aus den unterschiedlichen Spreizfaktoren resultierenden Spreizgewinne auszugleichen.

Die Aufteilung der verschiedenen Datenkanäle auf den I- bzw. Q-Zweig (Inphasen- bzw. Quadraturphasenzweig) wird wie in Bild 3.3 dargestellt vorgenommen. Die Trennung der verschiedenen Datenkanäle eines Zweiges erfolgt über verschiedene Spreizcodes. Der DPCCH bzw. der HS-DPCCH werden immer auf dem Q-Zweig übertragen und besitzen eigene Spreizcodes. Das Summensignal der einzelnen Kanäle aus I- bzw. Q-Zweig wird dann noch mit einem komplexen nutzerspezifischen Verwürfelungscode multipliziert und man erhält das Gesamtsignal eines Nutzers. Dieses komplexwertige Signal wird dann, wie in Bild 3.4 dargestellt, QPSK moduliert übertragen. Als Sendefilter in I- und Q-Zweig werden im UTRA Wurzel-Kosinus-roll-off Filter mit einem roll-off Faktor $\rho = 0,22$ verwendet [6].

Im UTRA-FDD unterscheidet man zwischen zwei verschiedenen Verwürfelungscodes, den kurzen und den langen Verwürfelungscodes. Die kurzen Verwürfelungscodes werden aus einer Familie von periodisch erweiterten $S(2)$ Codes generiert [8]. Sie sollen vor allem dann zum Einsatz kommen, wenn Multiuser Detektoren verwendet werden. Dies liegt vor allem daran, dass die Komplexität vieler Multiuser Detektoren bei langen Verwürfelungscodes deutlich ansteigt. Kommen nur konventionelle Detektoren (z.B. RAKE Empfänger) in dem System zum Einsatz, so ist die Verwendung der langen Verwürfelungscodes vorgesehen. Die langen Verwürfelungscodes werden aus der elementweisen modulo 2 Addition zweier Segmente zweier binärer m -Sequenzen vom Grad 25 erzeugt. Dabei besteht jedes der beiden Segmente aus 38400 chip. Der resultierende Verwürfelungscode ist somit ein Segment einer Gold Folge [42].

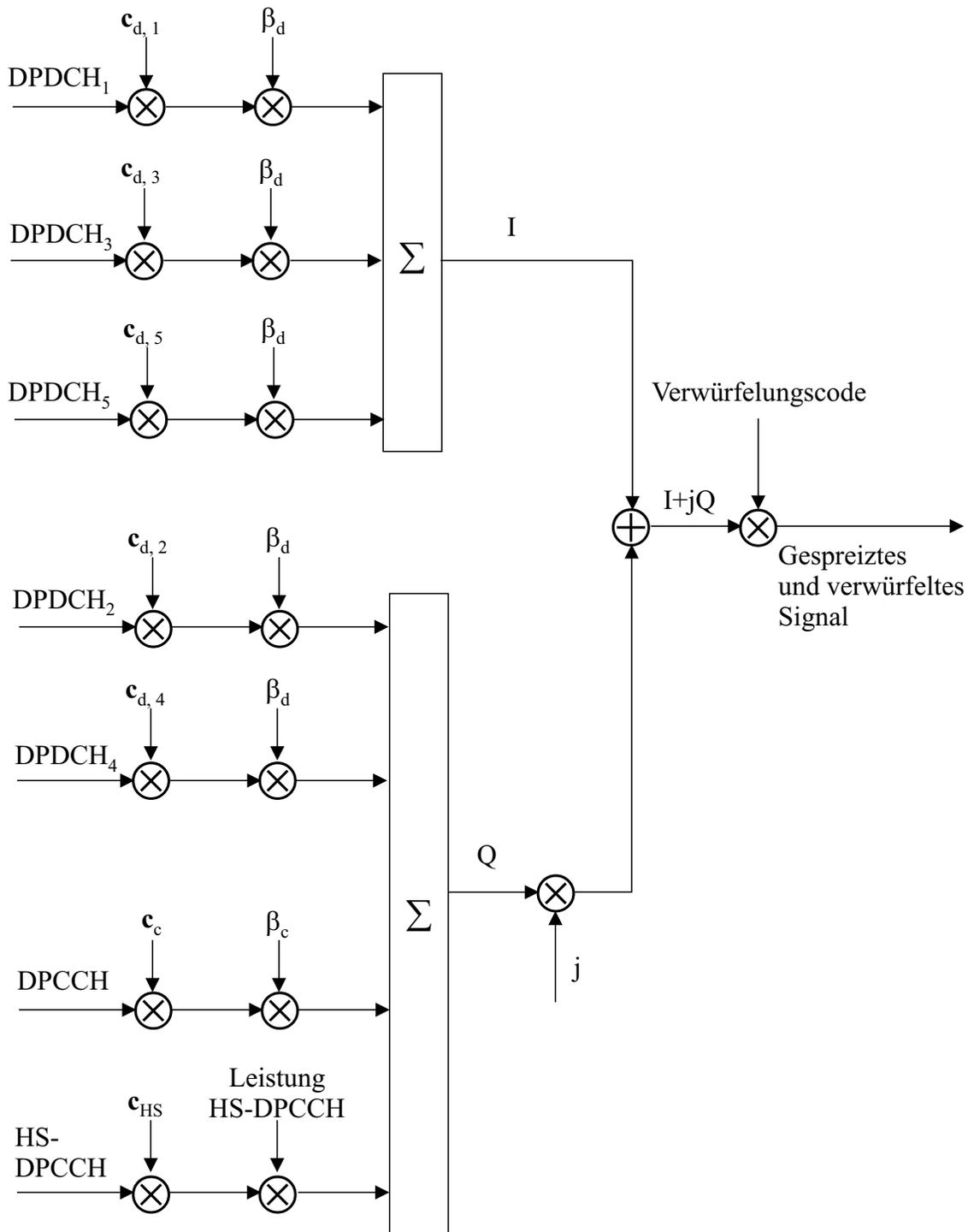


Bild 3.3 Spreizung und Verwüfelung bei der Übertragung von mehreren Daten- bzw. Kontrollkanälen im UTRA-FDD Uplink

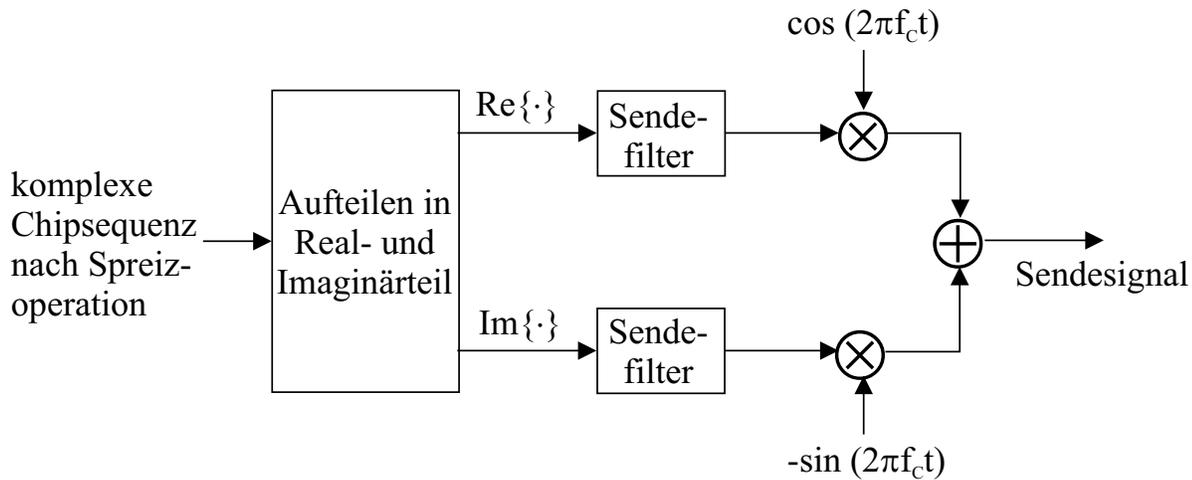


Bild 3.4 Impulsformung im UTRA

Als Spreizcodes (im UTRA Standard auch als Channelisation Codes bezeichnet) werden Orthogonal Variable Spreading Factor (OVSF) Codes verwendet. Diese, im synchronen Fall zueinander orthogonalen, Codes lassen sich mit folgender Erzeugungsvorschrift [8] generieren

$$c_{\text{OVSF},1,1} = 1,$$

$$\begin{pmatrix} c_{\text{OVSF},2,1} \\ c_{\text{OVSF},2,2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{\text{OVSF},1,1} & c_{\text{OVSF},1,1} \\ c_{\text{OVSF},1,1} & -c_{\text{OVSF},1,1} \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} c_{\text{OVSF},Q,1} \\ c_{\text{OVSF},Q,2} \\ c_{\text{OVSF},Q,3} \\ c_{\text{OVSF},Q,4} \\ \vdots \\ \vdots \\ c_{\text{OVSF},Q,Q-1} \\ c_{\text{OVSF},Q,Q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{\text{OVSF},Q/2,1} & c_{\text{OVSF},Q/2,1} \\ c_{\text{OVSF},Q/2,1} & -c_{\text{OVSF},Q/2,1} \\ c_{\text{OVSF},Q/2,2} & c_{\text{OVSF},Q/2,2} \\ c_{\text{OVSF},Q/2,2} & -c_{\text{OVSF},Q/2,2} \\ \vdots & \vdots \\ c_{\text{OVSF},Q/2,Q/2} & c_{\text{OVSF},Q/2,Q/2} \\ c_{\text{OVSF},Q/2,Q/2} & -c_{\text{OVSF},Q/2,Q/2} \end{pmatrix}. \quad (3.1)$$

Insgesamt gibt es Q OVSF Codes $c_{\text{OVSF},Q,q}$ mit $q \in \{1, \dots, Q\}$. Jeder dieser Q OVSF Codes besitzt die Länge Q , wobei Q eine Zweierpotenz sein muss. Die Erzeugung der OVSF Codes in (3.1) ist rekursiv und kann auch über eine Baumstruktur dargestellt werden. In Bild 3.5 ist dies veranschaulicht, dabei wird bei jeder Verzweigung der Code des oberen Astes aus der einfachen Wiederholung des vor-

hergehenden Codes erzeugt, der untere Ast ergibt sich aus dem vorhergehenden Code gefolgt von dem Komplement des Codes.

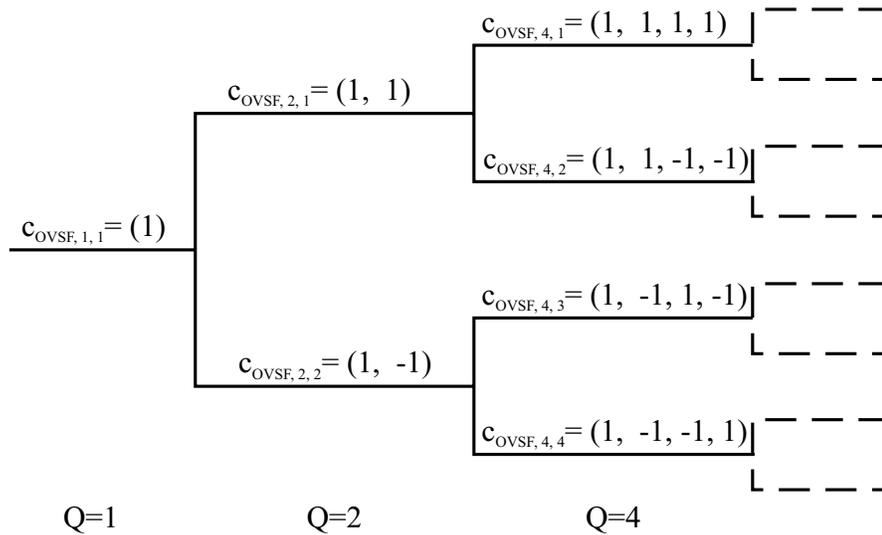


Bild 3.5 OVSF Codebaum

Ein großer Vorteil dieser Codes ist die Möglichkeit der Nutzung unterschiedlicher Spreizfaktoren für verschiedene Nutzer, bei Beibehaltung der Orthogonalität. Dabei ist aber zu beachten, dass bei Verwendung eines Codes eines Zweiges, die Codes in den von diesem Zweig abgehenden Unterzweigen nicht mehr benutzt werden dürfen.

Ein Nachteil dieser Codes sind die schlechten Kreuzkorrelationseigenschaften, falls keine vollständige Synchronität mehr vorliegt. Die schlechten Kreuzkorrelationseigenschaften im asynchronen Fall werden durch die Verwendung von Verwürfelungscodes abgemildert, die allerdings auch die Orthogonalität im synchronen Fall eliminieren.

3.2 UTRA-FDD Downlink

3.2.1 Rahmenaufbau

Der Rahmenaufbau im UTRA-FDD Downlink ist analog zu dem im Uplink und bereits im Abschnitt 3.1.1 beschrieben.

3.2.2 Slotaufbau

Ein deutlicher Unterschied zwischen Up- und Downlink im UTRA-FDD lässt sich in der Slotstruktur erkennen. In Bild 3.6 ist ein Downlinkslot dargestellt (vgl. Slotaufbau UTRA-FDD Uplink: Bild 3.2). Im Downlink werden die Informationen des Datenkanals (DPDCH) und des Kontrollkanals (DPCCH) im Zeitmultiplex über einen Slot übertragen. Der Rahmenaufbau sowie die Slot- bzw. Rahmendauer ist identisch zum Uplink.

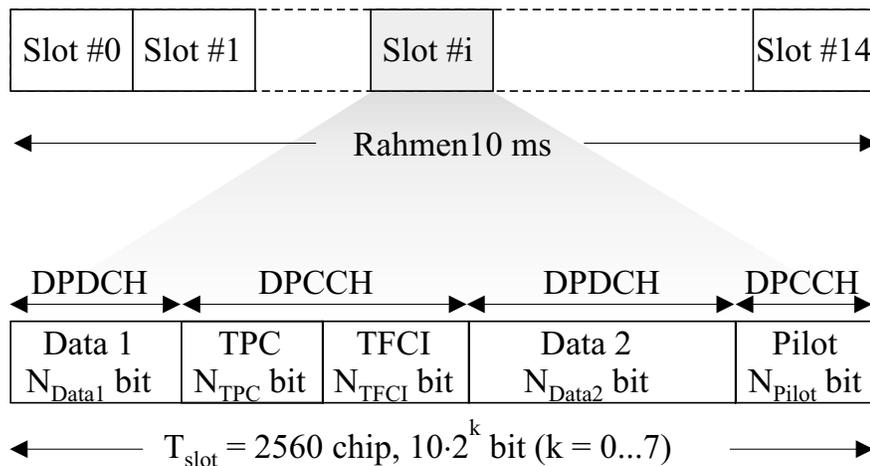


Bild 3.6 Slotaufbau im UTRA-FDD Downlink. Daten- (DPDCH) und Kontrollkanal (DPCCH) werden im Zeitmultiplex übertragen

Ein weiterer Unterschied im Downlink ist die zusätzliche Möglichkeit, einen Spreizfaktor der Länge 512 zu nutzen. Der Spreizfaktor kann also in Zweierpotenzen zwischen 4 und 512 gewählt werden. Der Downlink unterstützt ebenfalls eine hochdatenratige Übertragung, die entsprechenden Kanäle für diese Übertragung beginnen mit der Bezeichnung „High Speed“.

3.2.3 Kanalcodierung

Die Kanalcodierung im UTRA-FDD Downlink erfolgt analog zu der im UTRA-FDD Uplink und ist im Abschnitt 3.1.3 erläutert.

3.2.4 Modulation, Spreiz- und Verwürfelungscodes

Als Modulationsverfahren wird im Downlink wieder QPSK verwendet; zusätzlich kann im High-Speed Mode 16-QAM benutzt werden. Das Signal wird jeweils getrennt auf I- und Q-Zweig mit dem Spreizcode multipliziert und dann das komplexe Summensignal gebildet. Dieses wird daraufhin mit dem komplexen Verwürfelungscode multipliziert. Bild 3.7 verdeutlicht den Gesamtvorgang. Das gespreizte und verwürfelte Signal wird dann wie beim UTRA-FDD Uplink dem Modulator bzw. Impulsformer zugeführt (vgl. Bild 3.4).

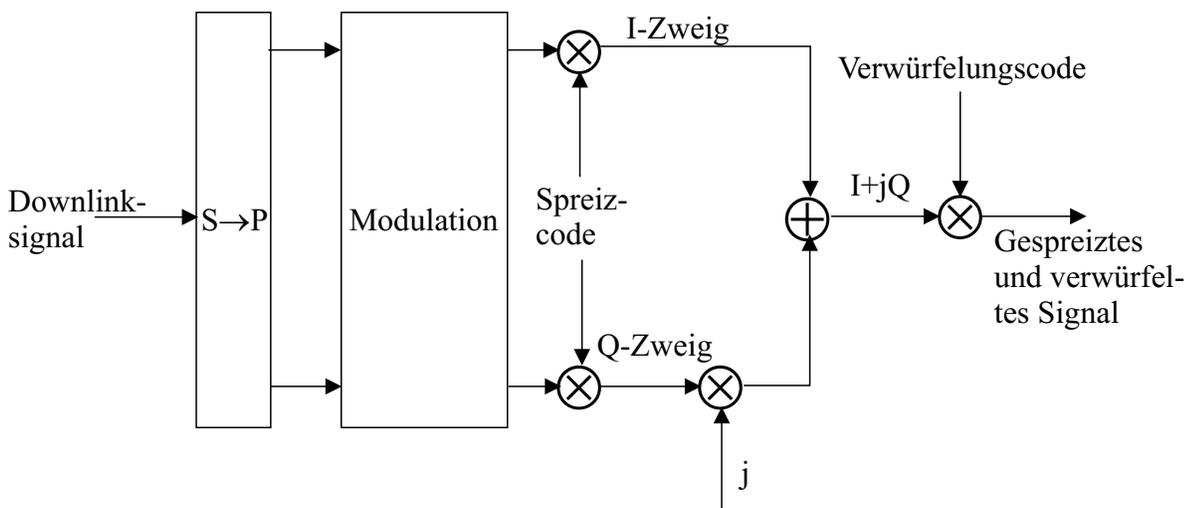


Bild 3.7 Spreizung und Verwürfelung im UTRA-FDD Downlink

Die Spreizung im Downlink erfolgt, wie schon im Uplink, über OVSF Codes. Zur Verwürfelung werden zwei 38400 chip lange Segmente zweier reeller m -Sequenzen vom Grad 18, zu einer komplexen Folge verbunden. Die resultierende komplexe Folge ist somit eine 38400 chip lange Sequenz einer Goldfolge, die sich zu Beginn eines jeden Rahmens wiederholt.

3.3 UTRA-TDD 3,84 Mchip/s Option

Der UTRA-TDD Standard sieht zwei Optionen der Übertragung vor. Eine breitbandige mit 5 MHz Kanalbandbreite und einer Chiprate von 3,84 Mchip/s und eine schmalbandige Option mit 1,6 MHz Bandbreite und 1,28 Mchip/s. Bei beiden Optionen werden der Up- und der Downlink im Zeitduplex, also nacheinander,

übertragen. Ursprünglich war nur die breitbandige Option im UTRA-TDD vorgesehen. Speziell für den chinesischen Markt wurde dann noch die schmalbandige Option, als Variante im UTRA-TDD, hinzugefügt. In diesem Abschnitt wird die breitbandige Option und im Abschnitt 3.4 die schmalbandige Option behandelt.

3.3.1 Rahmenaufbau

Der Rahmenaufbau bei der breitbandigen UTRA-TDD Option ist analog zum UTRA-FDD Aufbau und in Bild 3.8 nochmals dargestellt. Ein Rahmen der Dauer

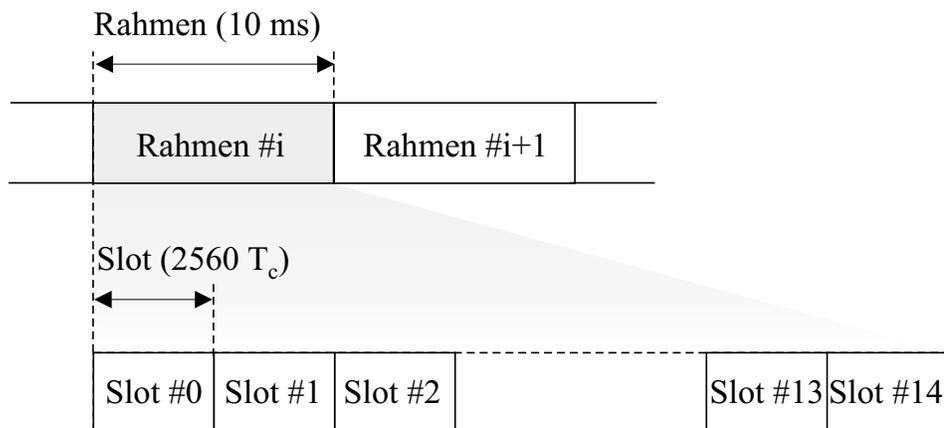


Bild 3.8 Rahmenaufbau im UTRA-TDD

10 ms setzt sich wieder aus 15 Slots zusammen. Diese werden aber nun, im Gegensatz zum UTRA-FDD, auf den Up- bzw. Downlink aufgeteilt. Da die einzelnen Slots nicht unbedingt gleichmäßig sondern auch hochgradig asymmetrisch auf Up- und Downlink verteilt werden können, sind UTRA-TDD Systeme sehr gut für asymmetrischen Datenverkehr geeignet. Besonders für Anwendungen wie das Internet ist dies sehr sinnvoll, da meistens nur eine geringe Datenmenge zur Anforderung einer Seite gebraucht wird, die angeforderte Seite aber häufig eine große Datenmenge enthält.

Einzigste Bedingung für die asymmetrische Vergabe der einzelnen Slots ist, dass mindestens ein Slot für den Up- und mindestens ein Slot für den Downlink verwendet werden muss. Bild 3.9 zeigt einige Möglichkeiten, wie sich die Slots und damit auch die Datenrate auf Up- und Downlink verteilen lässt.

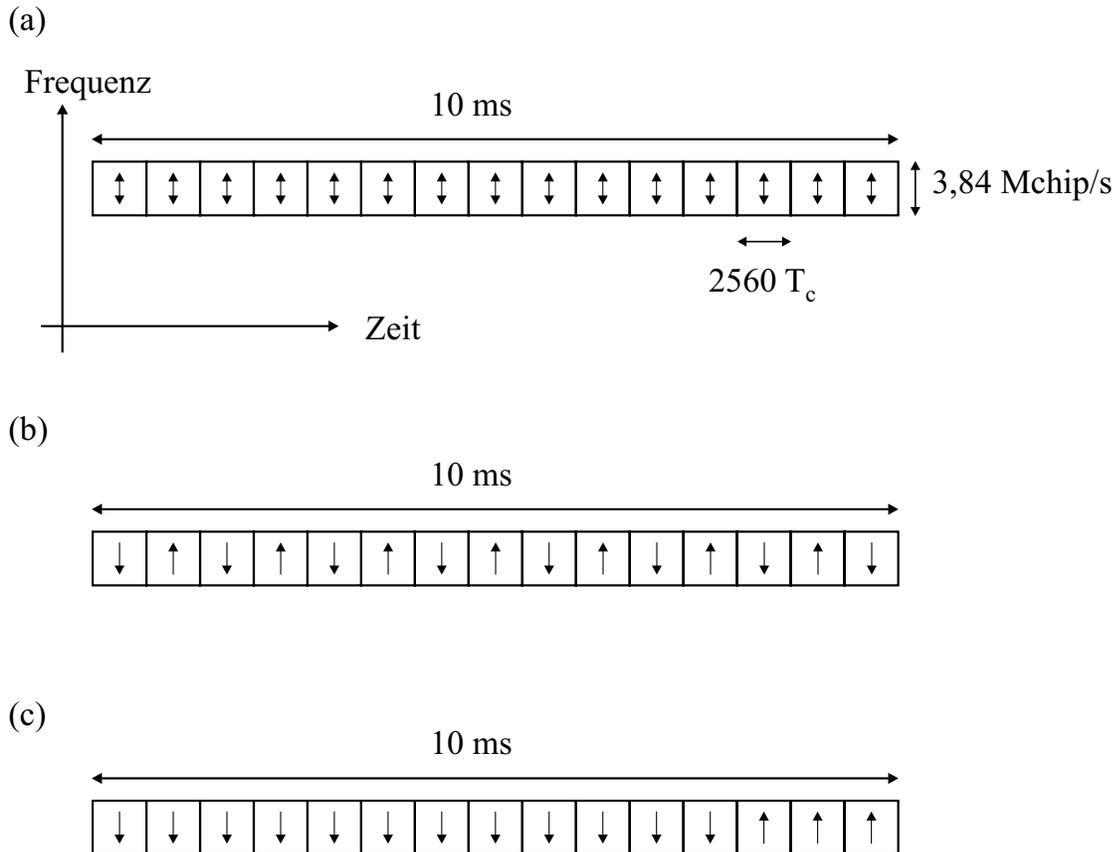


Bild 3.9 TDD Slotaufteilung für Up- und Downlink. (a) Allgemeine Beschreibung. (b) Annähernd symmetrische Aufteilung der Slots auf Up- und Downlink. (c) Asymmetrische Aufteilung der Slots; ausgelegt für starken Downlinkverkehr

3.3.2 Slotaufbau

Für die Nutzung der chip in einem Slot gibt es drei verschiedene Varianten, die je nach Situation eingesetzt werden können. Die drei Varianten werden mit Bursttyp 1, Bursttyp 2 und Bursttyp 3 bezeichnet und sollen im Folgenden näher erläutert werden.

Dabei enthalten alle drei Varianten dieselben Komponenten, allerdings mit unterschiedlicher Länge. Alle Bursttypen bestehen aus zwei Datenfeldern, in denen neben den Nutzerdaten auch Kontrollinformation untergebracht wird. Zwischen den beiden Datenfeldern liegt die Midamble, die im Empfänger als Trainingssequenz dient. Am Ende jedes Slots befindet sich die Guard Period. Alle drei Bursttypen besitzen 2560 chip, die Aufteilung der Chips auf die einzelnen Komponenten und

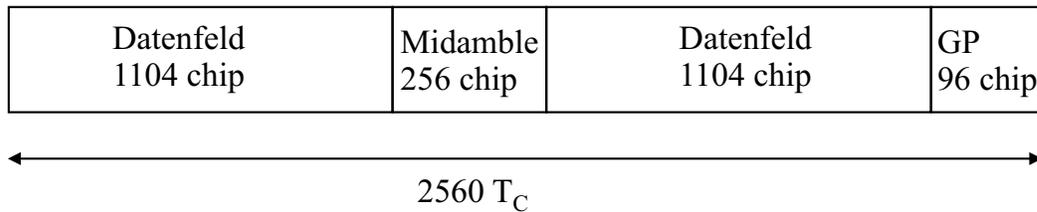


Bild 3.11 Slotaufbau des UTRA-TDD Bursttyps 2. Dieser kann sowohl im Up- als auch im Downlink verwendet werden. Er besitzt längere Datenfelder und eine kürzere Midamble, die maximal 6 Trainingssequenzen unterstützt

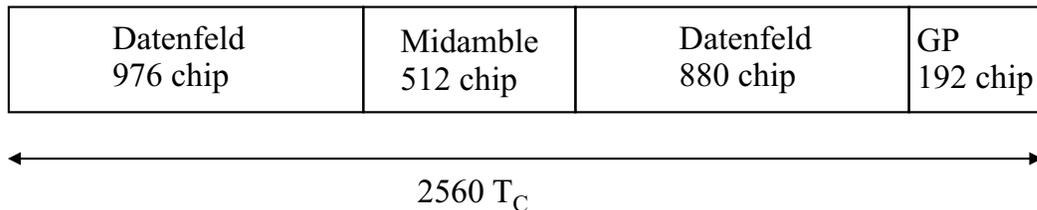


Bild 3.12 Slotaufbau des UTRA-TDD Bursttyps 3. Dieser kann nur im Uplink verwendet werden und ist durch seine längere Guard Period besonders für den Erstzugriff oder den Zugriff auf eine neue Zelle nach einem Handover geeignet

3.3.3 Kanalcodierung

Die Kanalcodierung im UTRA-TDD besteht wieder aus Fehlererkennung und Fehlerkorrektur. Die Fehlererkennung findet wie schon im UTRA-FDD über Prüfbits (CRC) statt. Die Anzahl der Prüfbits wird von den höheren Schichten vorgegeben und kann 0, 8, 12, 16 oder 24 betragen. Die entsprechenden Generatorpolynome sind [4] zu entnehmen.

Bei der Fehlerkorrektur können im UTRA-TDD wieder Faltungscodes bzw. Turbo Codes verwendet werden, wie sie schon im Abschnitt 3.1.3 erläutert wurden. Daneben sieht der UTRA-TDD Standard auch noch die Möglichkeit vor, ohne Kanalcodierung zu übertragen. Dadurch lassen sich anwendungsspezifische Kanalcodierungsverfahren nutzen bzw. bei sehr guten Übertragungsbedingungen lässt sich eine höhere Datenrate erreichen.

3.3.4 Übertragung der Kontrollinformation

In welchem Slot und wie häufig die Kontrollinformationen TFCI und TPC übertragen werden, hängt von den höheren Schichten ab. Unabhängig davon, ob mit Bursttyp 1, Bursttyp 2 oder Bursttyp 3 im Slot übertragen wird, besteht die Möglichkeit TFCI (Up- und Downlink) bzw. TPC (nur Uplink) in einem Slot zu senden oder nicht. Allerdings wird mindestens einmal pro Rahmen TFCI (Up- und Downlink) und TPC (Uplink) übertragen.

Falls das TFCI Codewort übertragen werden soll, wird es zweigeteilt und direkt vor bzw. nach der Midamble in den Datenfeldern, wie in Bild 3.13 dargestellt, untergebracht. Die Länge der Midamble bleibt somit unberührt. Wird noch TPC über-

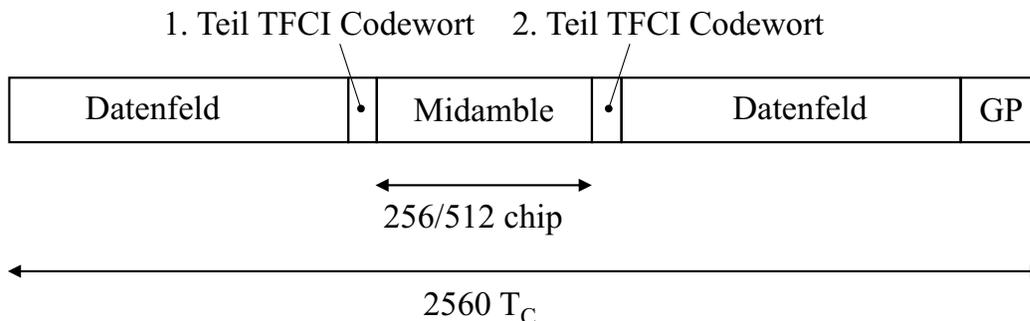


Bild 3.13 Slotaufbau bei Übertragung des TFCI Codewortes

tragen, so wird das zweite TFCI Codewort erst nach dem TPC Symbol übertragen, dies veranschaulicht Bild 3.14.

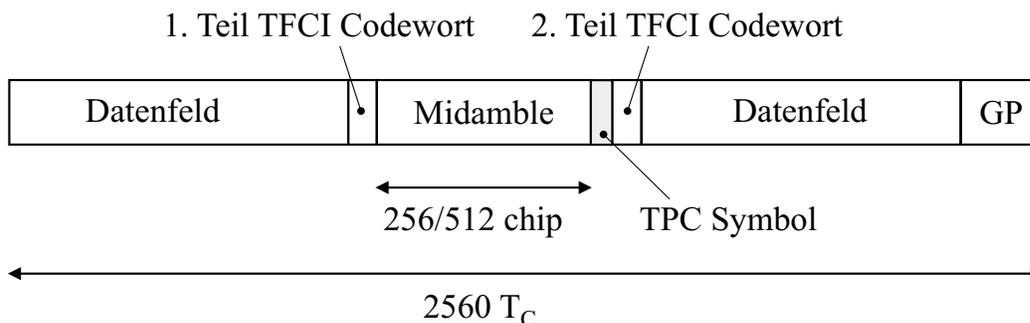


Bild 3.14 Slotaufbau bei Übertragung des TFCI Codewortes und des TPC Symbols. Bei reiner Übertragung des TPC Symbols fällt das TFCI Codewort zugunsten längerer Datenfelder weg

Das TPC Signal besteht aus den beiden Befehlen „erhöhe Sendeleistung“ (Bitfolge: 11) und „senke Sendeleistung“ (Bitfolge: 00). Die Übertragung des TPC Symbols erfolgt immer direkt nach der Midamble im zweiten Datenfeld. Bild 3.14 zeigt die Anordnung des TPC Symbols, für den Fall, dass auch das TFCI Codewort übertragen wird. Für den Fall, dass nur das TPC Symbol und nicht das TFCI Codewort gesendet wird, fällt das TFCI Codewort in Bild 3.14 weg und die Datenfelder werden entsprechend verlängert.

Die Spreizung des TFCI Codewortes im Downlink erfolgt analog zu der im Datenfeld (gleiche Spreizcodelänge und gleicher Spreizcode). Im Uplink werden die TFCI und die TPC Information immer mit einem Spreizcode der Länge 16 multipliziert.

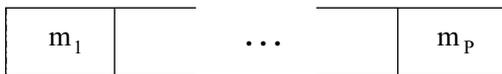
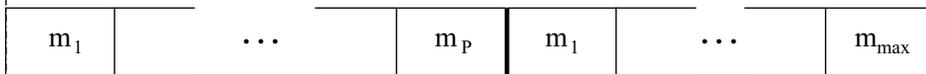
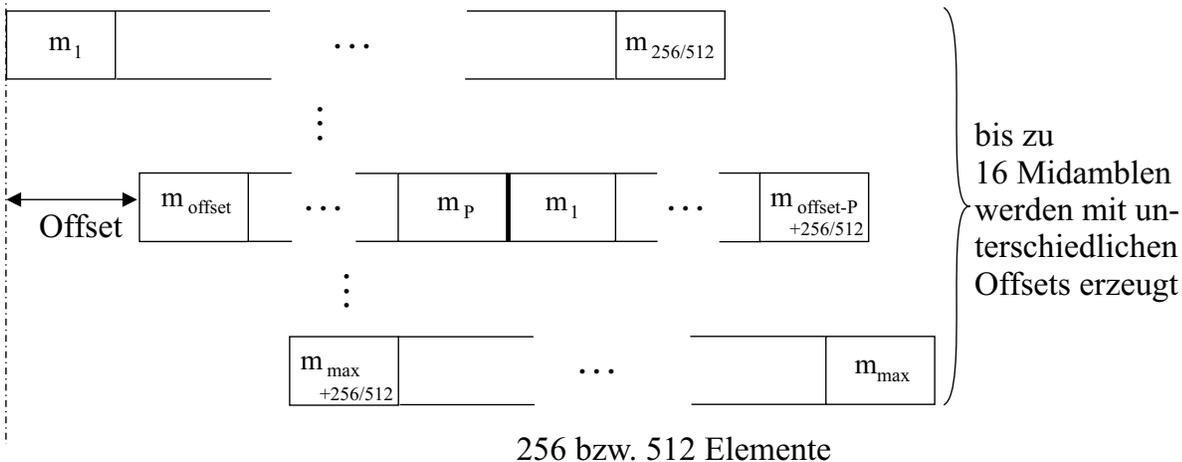
3.3.5 Midamble bzw. Trainingssequenz

Die Kanalschätzung im UTRA-TDD wird über die Midamble durchgeführt. Die Midamble ist eine vordefinierte Trainingssequenz, die je nach Bursttyp (vgl. Abschnitt 3.3.2), entweder eine Länge von 256 oder von 512 Elementen hat. Dabei besitzen alle Nutzer innerhalb einer Zelle und eines Slots den selben Midamble Grundcode. Aus diesem Midamble Grundcode wird durch zyklische Verschiebung die nutzerspezifische Midamble abgeleitet. Dazu wird zunächst ein Teil des Midamble Grundcodes wiederholt und an die Midamble gehängt und dann werden, je nach Bursttyp, entweder 256 oder 512 Elemente aus der entstandenen Gesamtsequenz herausgenommen. Unterschiedliche Midambles für verschiedene Nutzer erhält man durch unterschiedliche Offsets (Position relativ zum ersten Element), ab denen dann die 256 bzw. 512 chip aus der Gesamtsequenz herausgenommen werden. Dabei legt der Standard den genauen Offset und die einzelnen Elemente der verschiedenen Midamble Grundcodes fest [7]. Bild 3.15 veranschaulicht den Vorgang zur Erzeugung der unterschiedlichen Midambles. Insgesamt werden so für den Bursttyp 1 und Bursttyp 3 maximal 16 Midambles der Länge 512 und für den Bursttyp 2 maximal 6 Midambles der Länge 256 erzeugt.

Die einzelnen Elemente der Midamble sind abwechselnd reell und imaginär.

Midamble Grundcode

P = 192 bzw. 456 Elemente

**Zyklische Erweiterung****Midamblen****Bild 3.15** Erzeugung der verschiedenen Midamblen aus dem Midamble Grundcode**3.3.6 Modulation, Spreiz- und Verwürfelungscodes**

Auch im UTRA-TDD wird wieder auf QPSK als Modulationsverfahren zurückgegriffen. Der High-Speed Mode benutzt 16-QAM zur Modulation. Dabei werden zwei bzw. vier Bits zu einem QPSK bzw. zu einem 16-QAM Symbol zusammengefasst. Tabelle 3.1 gibt die Zuweisung der Bits für die verwendete QPSK Modulation wieder. Die Zuweisung für den in dieser Arbeit nur am Rande betrachteten High-Speed Mode (16-QAM) ist [9] zu entnehmen.

Als Spreizcodes werden OVSF-Codes verwendet (vgl. Abschnitt 3.1.4). Dabei sind für den Uplink die Spreizfaktoren 1, 2, 4, 8 und 16 möglich und jeder Nutzer kann maximal zwei parallele Übertragungskanäle mit verschiedenen Spreizcodes nutzen („Multicode Transmission“).

Bitsequenz	QPSK Symbol
00	+j
01	+1
10	-1
11	-j

Tabelle 3.1 Zuweisung der Bits zu QPSK Symbolen im UTRA-TDD

Für den Downlink ist ein Spreizfaktor von 16 vorgesehen. Zur Erhöhung der Datenrate können mehrere Kanäle parallel mit Spreizfaktor 16 genutzt werden. Zudem lässt der Standard auch eine Übertragung mit Spreizfaktor eins zu.

Die Verwürfelungscodes im UTRA-TDD sind tabelliert [9] und bestehen immer aus 16 Elementen. Bei den Verwürfelungscodes handelt es sich um komplexe Folgen, deren Elemente immer abwechselnd reell und imaginär sind. Sollte die Spreizfactorlänge kleiner als 16 sein, so werden W/Q_k Symbole zusammengefasst und wie in Abschnitt 2.2 beschrieben verwürfelt.

Der Vorgang der Spreizung und Verwürfelung des Signals im UTRA-TDD ist nochmal in Bild 3.16 zusammenfassend dargestellt. Dabei sei auf den im UTRA-TDD vorgesehenen nutzerspezifischen Gewichtungsfaktor hingewiesen mit dem jedes Symbol eines Nutzers gewichtet wird. Der Gewichtungsfaktor kann in Abhängigkeit von der verwendeten Spreizcodelänge und dem Nutzerindex k die Werte $\{+1, -1, +j, -j\}$ annehmen. Die genaue Zuordnung ist [9] zu entnehmen.

Das gespreizte und verwürfelte Signal wird dann wieder, wie im Abschnitt 3.1 angegeben, dem Modulator bzw. Impulsformer zugeführt (vgl. Bild 3.4).

3.4 UTRA-TDD 1,28 Mchip/s Option

3.4.1 Rahmenaufbau

Der Rahmenaufbau bei der 1,28 Mchip/s UTRA-TDD Option unterscheidet sich merklich von den bisher vorgestellten UTRA-TDD/UTRA-FDD Varianten. Die Rahmendauer beträgt zwar weiterhin 10 ms, jedoch unterteilt sich bei der 1,28

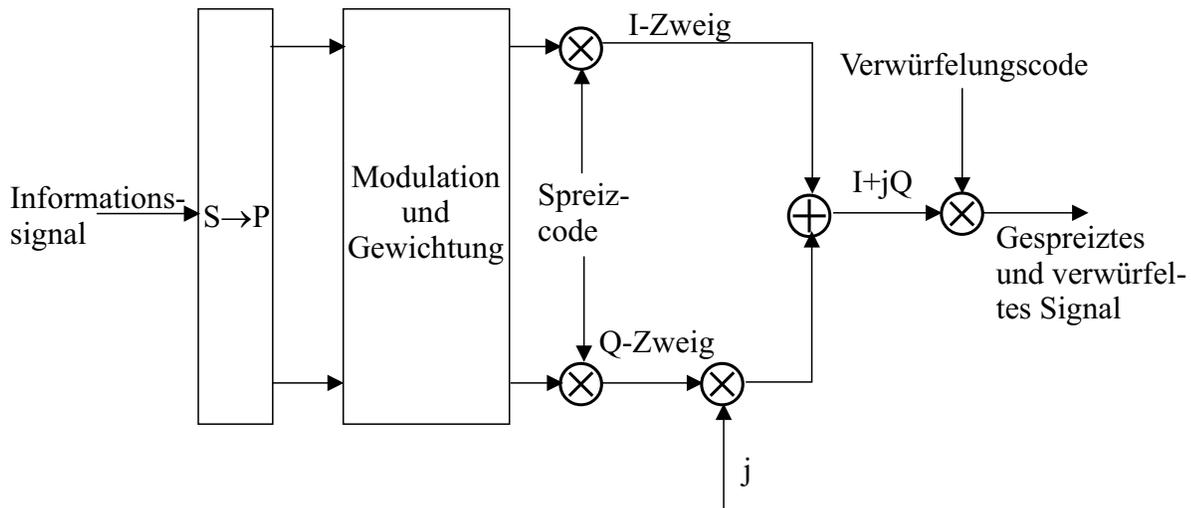


Bild 3.16 Spreizung und Verwürfelung im UTRA-TDD

Mchip/s Option der Rahmen in zwei Subrahmen à 5 ms, wie in Bild 3.17 zu sehen ist.

Die Subrahmen unterteilen sich wiederum in sieben Slots und einen zusätzlichen

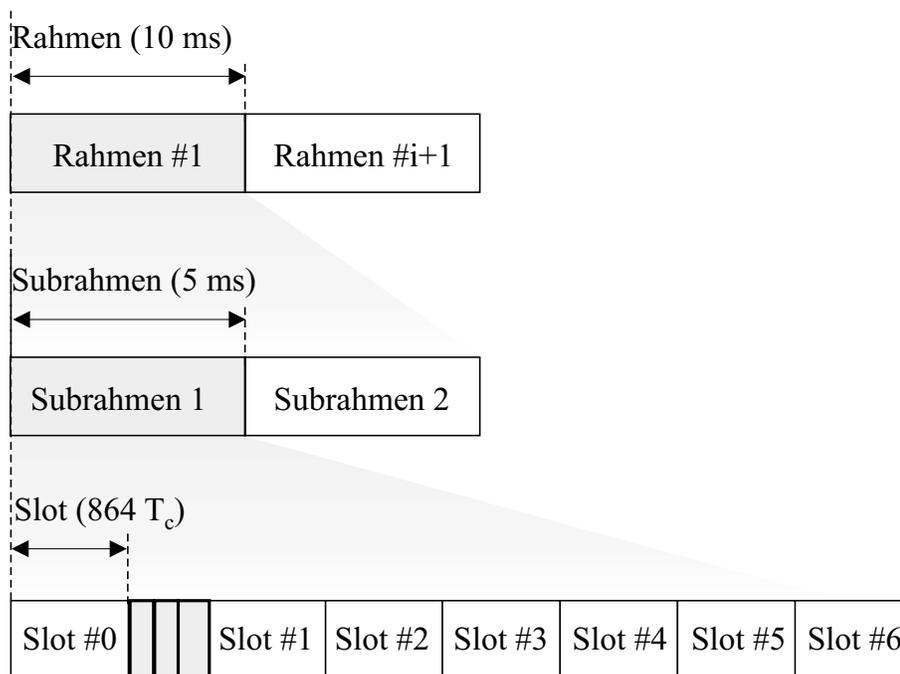


Bild 3.17 Rahmenaufbau für die UTRA-TDD 1,28 Mchip/s Option. Bei der 1,28 Mchip/s Option besteht ein Rahmen aus zwei Subrahmen mit je 7 Slots

Bereich. Dieser Bereich enthält eine Pilotsequenz für den Uplink und eine für den Downlink. Zwischen diesen Pilotsequenzen befindet sich eine Guard Period der Länge 96 chip. Bild 3.18 gibt den Aufbau des Subrahmens wieder.

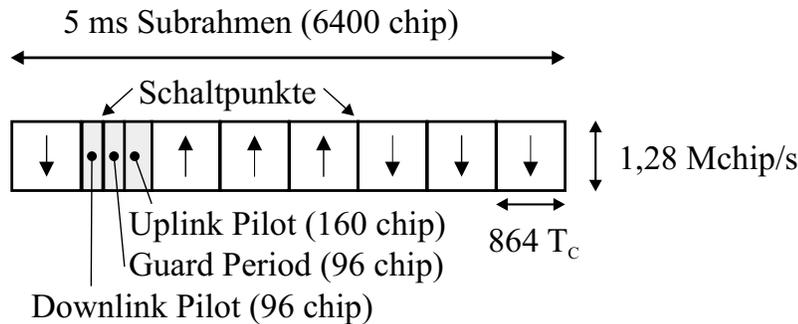


Bild 3.18 Aufbau eines UTRA-TDD 1,28 Mchip/s Subrahmens

Die als Schaltpunkte bezeichneten Übergänge geben den Wechsel zwischen Uplink- und Downlinkübertragung an. Jeder Subrahmen enthält genau zwei Schaltpunkte. Dabei ist bei der Slotzuweisung für den Up- und Downlink zu beachten, dass Slot 0 immer für den Downlink und Slot 1 immer für Uplink reserviert ist (erster Schaltpunkt zwischen Slot 0 und Slot 1). Alle weiteren Slots bis zum zweiten Schaltpunkt sind auch noch dem Uplink zugeordnet. Nach dem zweiten Schaltpunkt sind sie dann wieder dem Downlink zugeordnet. Durch die flexible Wahl des zweiten Schaltpunktes lässt sich neben einem annähernd symmetrischen Datenverkehr auch stark asymmetrischer Datenverkehr realisieren (Bild 3.19).

Über einen gesamten Rahmen betrachtet stehen mit insgesamt 14 Slots fast so viele Slots wie bei der 3,84 Mchip/s Option (15 Slots pro Rahmen) zur Verfügung. Die Aufteilung der Slots auf Up- und Downlink ist zwar nicht mehr ganz so flexibel wie bei der 3,84 Mchip/s Option (asymmetrischer Datenverkehr bis zu einem Verhältnis von 14:1), für die meisten Anwendungen dürfte aber die gegebene Flexibilität (asymmetrischer Datenverkehr bis zu einem Verhältnis von 12:2) bei der 1,28 Mchip/s Option ausreichen.

3.4.2 Slotaufbau

Im Gegensatz zu den drei verschiedenen Bursttypen für den Slotaufbau der 3,84 Mchip/s Option gibt es bei der 1,28 Mchip/s Option nur einen Slotaufbau. Dieser

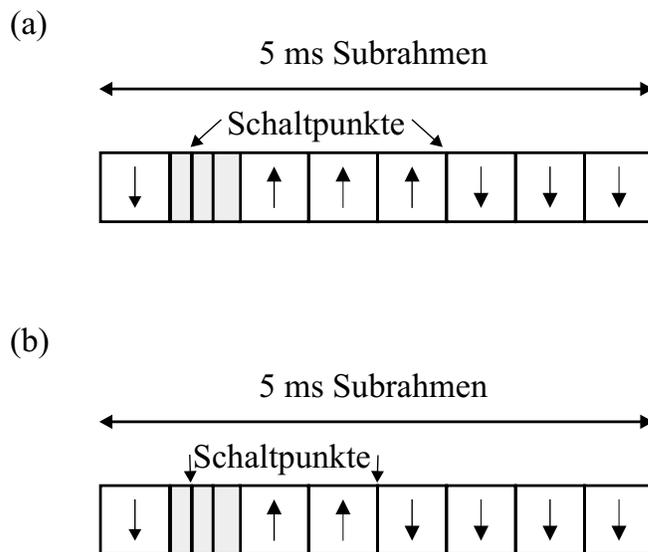


Bild 3.19 Mögliche Aufteilung der Slots auf Up- und Downlink. In (a) ist eine annähernd symmetrische Aufteilung zu sehen, während in (b) deutlich mehr Slots für den Downlink zu Verfügung stehen (asymmetrische Anordnung)

enthält wegen der geringeren Chiprate auch nur etwa ein Drittel der Chips (864 chip) pro Slot. Der prinzipielle Aufbau des Slots der 3,84 Mchip/s Option wurde aber beibehalten. So gibt es wieder zwei Datenfelder (je 352 chip), die durch eine Midamble (144 chip) getrennt werden und eine Guard Period (16 chip) am Ende des Slots. Bild 3.20 gibt den Aufbau eines Slots wieder.

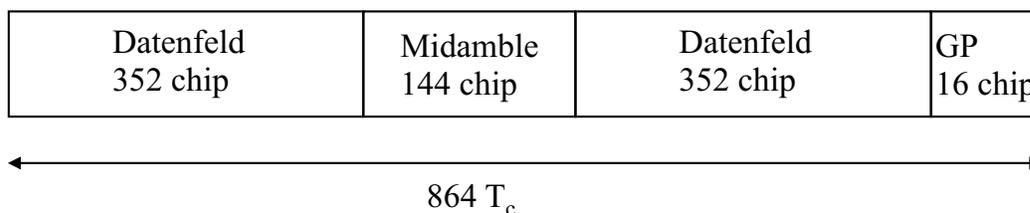


Bild 3.20 Slotaufbau für die UTRA-TDD 1,28 Mchip/s Option

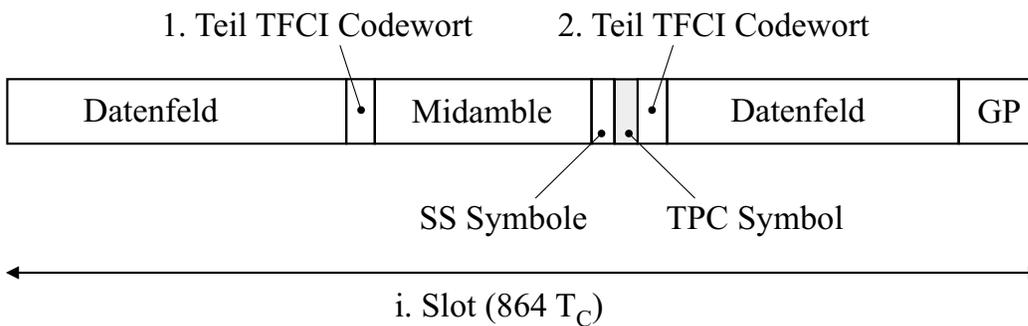
3.4.3 Kanalcodierung

Die Kanalcodierung bei der UTRA-TDD 1,28 Mchip/s Option erfolgt analog zu der UTRA-TDD 3,84 Mchip/s Option und ist im Abschnitt 3.3.3 dargestellt.

3.4.4 Übertragung der Kontrollinformation

Auch bei der 1,28 Mchip/s Option werden wieder die Kontrollinformationen TFCI und TPC übertragen. Zudem wird noch ein Synchronization Shift (SS) Symbol übermittelt. Die Kontrollinformation wird über beide Subrahmen verteilt und in den Datenfeldern direkt neben der Midamble angeordnet. Bild 3.21 zeigt den Aufbau der Subrahmen für den Fall, dass alle drei Kontrollinformationen (TFCI, TPC und SS) vorhanden sind.

1. Subrahmen



2. Subrahmen

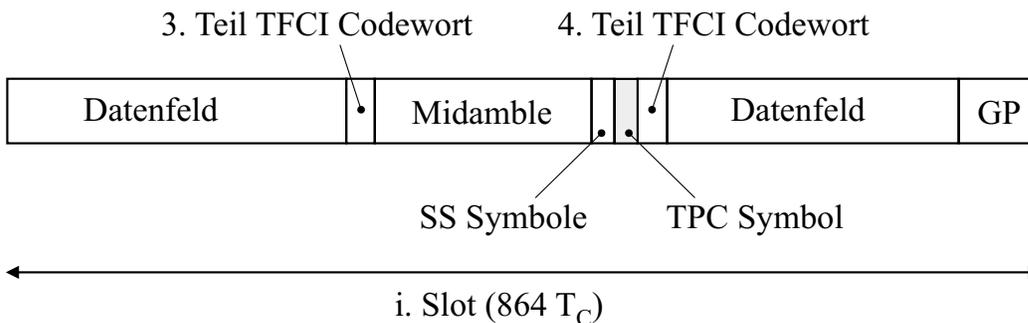


Bild 3.21 Übertragung der Kontrollinformation TFCI, TPC und SS für die UTRA-TDD 1,28 Mchip/s Option

Das TFCI Codewort kann sowohl im Up- als auch im Downlink übertragen werden. Dabei legen die höheren Schichten fest, ob und welches TFCI Codewort übermittelt wird. Die Übertragung des TFCI Codewortes erfolgt in vier Teilen am Rande der Datenfelder, wie in Bild 3.21 dargestellt ist. Das TFCI Codewort unterliegt der-

selben Spreizung wie die Daten im Datenfeld.

Die Übertragung der TPC Symbole erfolgt für jeden Nutzer mindestens einmal pro 5 ms Subrahmen und zwar sowohl im Up- als auch im Downlink. Die TPC Symbole befinden sich nach dem SS Symbol im zweiten Datenfeld der entsprechenden Subrahmen und werden dabei genauso gespreizt wie die Daten im Datenfeld.

Über das SS Symbol lassen sich die einzelnen Nutzersignale synchronisieren. Dabei beträgt die minimale Schrittweite zur Synchronisation $1/8$ der Chipdauer T_C . Das SS Symbol wird nur im Downlink, mindestens einmal pro Subrahmen, übertragen. Die Übertragung geschieht am Anfang des zweiten Datenfeldes direkt hinter der Midamble in beiden Subrahmen.

Im Uplink existiert kein SS Symbol. Der entsprechende Bereich ist aber für künftige Anwendungen reserviert. Damit bleibt ein einheitlicher Slotaufbau gewahrt.

3.4.5 Midamble bzw. Trainingssequenz

Die Erzeugung und die Nutzung der Midamble erfolgt analog zu der 3,84 Mchip/s Option (vgl. Abschnitt 3.3.5). Unterschiedlich ist nur der Midamble Grundcode, der im Anhang des Standards [7] tabelliert ist. Der Grundcode, der für die 1,28 Mchip/s Option nur noch $P = 128$ Elemente enthält, wird wieder zyklisch erweitert und man erhält bis zu 16 Midambles der Länge 144.

3.4.6 Modulation, Spreiz- und Verwürfelungscodes

Als Modulationsverfahren ist neben QPSK und 16-QAM (vgl. 3.3.6) auch 8-PSK zugelassen. Dabei werden drei aufeinander folgende Bits zu einem Symbol zusammengefasst.

Die Spreizung und Verwürfelung ist analog zur 3,84 Mchip/s Option, die in Abschnitt 3.3.6 erklärt wird. Das gespreizte und verwürfelte Signal wird dann wieder, wie im UTRA-FDD Uplink Abschnitt angegeben, dem Modulator bzw. Impulsformer zugeführt (vgl. Bild 3.4).

3.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die Luftschnittstellen für UTRA-FDD und UTRA-TDD (1,28 und 3,84 Mchip/s Option) beschrieben. Die verschiedenen UTRA Systeme wurden bei der Standardisierung aufeinander abgestimmt; deshalb stimmen viele Systemparameter überein, wie in Tabelle 3.2 zu sehen ist.

Mobilfunksystem	UTRA-FDD	UTRA-TDD 3,84 Mchip/s	UTRA-TDD 1,28 Mchip/s
Duplexverfahren	FDD	TDD	TDD
Bandbreite	5 MHz	5 MHz	1,6 MHz
Chiprate	3,84 Mchip/s	3,84 Mchip/s	1,28 Mchip/s
Rahmendauer	10 ms	10 ms	10 ms (Sub- rahmen: 5 ms)
Slots pro Rahmen	15	15	14 (7 pro Subrahmen)
Slotdauer	2/3 ms	2/3 ms	0,675 ms
Verwürfelungs- codelänge	256 bzw. 38400	16	16
Modulationsart (High-Speed)	QPSK (16-QAM)	QPSK (16-QAM)	QPSK / 8-PSK (16-QAM)
Basisbandfilter	Wurzel-Kosinus- roll-off: $\rho=0,22$	Wurzel-Kosinus- roll-off: $\rho=0,22$	Wurzel-Kosinus- roll-off: $\rho=0,22$
Spreizcodes	OVSF	OVSF	OVSF
Spreizfaktor (UL)	4, 8, ..., 256	1, 2, 4, 8, 16	1, 2, 4, 8, 16
Spreizfaktor (DL)	4, 8, ..., 512	1 oder 16	1 oder 16
Kanalcodierung	Faltungscodes, Turbo Codes	Faltungscodes, Turbo Codes, keine Codierung	Faltungscodes, Turbo Codes, keine Codierung

Tabelle 3.2 Zusammenfassung der Systemparameter für UTRA-FDD und UTRA-TDD (1,28 und 3,84 Mchip/s Option)

Als wesentlicher Unterschied zwischen dem UTRA-FDD System und den UTRA-TDD Systemen ist die einfache Möglichkeit des asymmetrischen Datenverkehrs im UTRA-TDD zu nennen, während UTRA-FDD für symmetrischen Datenverkehr ausgelegt ist.

Die UTRA-TDD 1,28 Mchip/s Option unterscheidet sich vor allem durch ihre zu den anderen UTRA Standards niedrigere Bandbreite und die daraus resultierende niedrigere Chiprate. Zudem besitzt sie, u. a. durch die Einführung von Subrahmen, einen anderen Rahmenaufbau als die übrigen UTRA Standards.

4 Single- und Multiuser Detektoren

In diesem Kapitel soll auf verschiedene Empfängerstrukturen für CDMA Signale eingegangen werden. Prinzipiell kann man zwei grundlegend verschiedene Ansätze zur Auswertung des Empfangssignals unterscheiden. Diese sind die *Singleuser Detektoren* und die *Multiuser Detektoren* [18], [57]. Bei den Singleuser Detektoren wird aus dem überlagerten Empfangssignal (vgl. Bild 2.6) aller Teilnehmer nur das Signal *eines* Teilnehmers detektiert. Dabei werden die anderen Teilnehmer als Störer behandelt und folglich wird deren Codestruktur vom Empfänger nicht ausgenutzt. Mit diesem Prinzip können Empfänger mit simplen Strukturen realisiert werden. Ein sehr einfaches Beispiel für einen solchen Detektor beruht auf der Multiplikation des Empfangssignals mit dem Spreizcode des betrachteten Nutzers, wie dies schon in dem einführenden Abschnitt über CDMA (Abschnitt 2.1) kurz erläutert wurde.

Dieses einfache Empfangsprinzip ist allerdings vollkommen ungeeignet für einen Übertragungskanal mit Mehrwegeausbreitung. Für solche Kanäle findet der so genannte RAKE Empfänger [42] Verwendung. Das Prinzip des RAKE Empfängers, beruht auf der zeit- und phasenrichtigen Addition der in den einzelnen Mehrwegepfaden befindlichen Energien des Nutzersignals und wird in Abschnitt 4.1 genauer erläutert.

Einen ganz anderen Ansatz verfolgen die Multiuser Detektoren. Bei ihnen werden die Signale der anderen Nutzer für den Entscheidungsprozess mitgenutzt. Dadurch kann die MAI, je nach Multiuser Detektor, ganz oder teilweise eliminiert werden. Beim optimalen MAP-Folgeschätzer und beim ML-Folgeschätzer werden dafür alle möglichen Sendefolgen durchgegangen und mit der Empfangsfolge verglichen (Abschnitt 4.2). Eine mögliche Realisierung dieses optimalen Ansatzes ist der RBF Multiuser Detektor (Abschnitt 4.3), aus dem sich auch über einige Modifikationen eine Vereinfachung hinsichtlich der Rechenkomplexität ergibt. Dieser vereinfachte Ansatz ist dann allerdings nicht mehr optimal. Der Rechenaufwand für den optimalen MLSE Ansatz ist sehr hoch und steigt exponentiell mit der Anzahl der Nutzer an.

Alternativ existieren einige suboptimale Lösungen mit deutlich geringerem Rechenaufwand. Allen voran stehen die beiden linearen Multiuser Detektoren: De-

korrelierender und MMSE Multiuser Detektor (Abschnitt 4.4). Bei diesen Detektoren ist jedoch der Aufwand für die meisten praktischen Anwendungen immer noch sehr hoch; eine weitere Reduktion des Rechenaufwands kann aber über den PE Multiuser Detektor (Abschnitt 4.5) erreicht werden.

4.1 RAKE Empfänger

Durch die Mehrwegeausbreitung in Mobilfunkkanälen gelangt das Nutzersignal auf verschiedenen Pfaden zum Empfänger (vgl. Abschnitt 2.3 und folgende). Dabei verteilt sich die Signalenergie auf die verschiedenen Mehrwegepfade, die dann mit unterschiedlichen Zeitverzögerungen und mit unterschiedlichen Amplituden und Phasen am Empfänger eintreffen (vgl. Tapped Delay Line Modell: Abschnitt 2.3.4). An diesen Punkt setzt der RAKE¹ Empfänger an, der bei einem CDMA System die Energie der einzelnen Pfade wieder „aufsammeln“ kann. Beim RAKE Empfänger gibt es im Idealfall für jeden Pfad der Tapped Delay Line einen Empfangspfad, der auch als „Finger“ bezeichnet wird. Dabei werden alle Finger mit dem Empfangssignal gespeist, das allerdings je nach Finger um eine bestimmte Zeit verzögert wird. Die Verzögerungszeiten werden so gewählt, dass alle Pfade die selbe *Gesamtverzögerung* (d. h. Verzögerung des Mehrwegekanals plus Verzögerung des RAKE Fingers) erfahren wie der längste Pfad.

Jeder Finger wird nun im Chiptakt mit dem kombinierten Spreiz- und Verwürfelungscode $\tilde{\mathbf{v}}_{k,n}$ des zu detektierenden Nutzers multipliziert und das Ergebnis aufsummiert (Symboltakt). Das Ergebnis wird dann noch mit dem entsprechenden, konjugiert komplexen Kanalkoeffizienten $\hat{\mathbf{h}}_{k,n,l}^*$ gewichtet (Maximum Ratio Combining [42]). Die Signale der einzelnen Finger werden aufsummiert und ergeben das Ausgangssignal des RAKE Empfängers. Anschaulich gesehen werden also beim RAKE die Signale „zeitrichtig“ (in Bezug auf einen bestimmten Sendezeitpunkt) und entsprechend der Pfadstärke gewichtet, aufaddiert. Dies entspricht der Matched Filterung bezogen auf den Kanal. Der Gesamtvorgang des RAKE Empfängers ist in Bild 4.1 dargestellt. Mit der in Kapitel 2 eingeführten Matrix/Vektor Notation lässt sich das Ausgangssignal des RAKE Empfängers $\mathbf{y}_{MF,k}$ (Matched Filterung auf den Kanal und den Spreiz- und Verwürfelungscode) für den k -ten

¹Englisch für Rechen

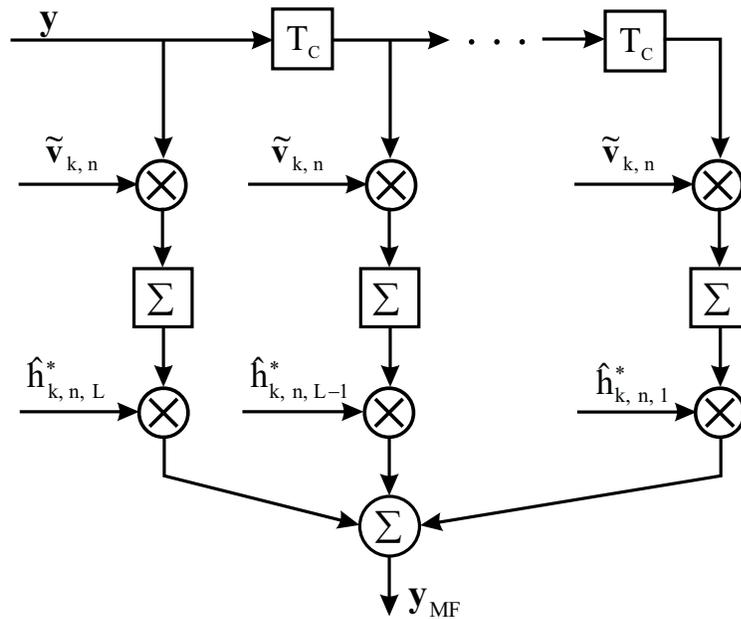


Bild 4.1 Blockschaltbild eines RAKE Empfängers. Jeder vertikaler Pfad entspricht einem Finger

Nutzer formal wie folgt darstellen

$$\mathbf{y}_{MF,k} = \mathbf{A}_k^H \cdot \mathbf{y}. \quad (4.1)$$

Dabei bezeichnet \mathbf{y} den in (2.15) eingeführten Empfangsvektor und \mathbf{A}_k^H die konjugiert transponierte (Hermitesche) der Matrix \mathbf{A}_k , die in (2.12) eingeführt wurde. Analog erhält man über

$$\mathbf{y}_{MF} = \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{y}, \quad (4.2)$$

eine Bank von K RAKE Empfängern deren Ausgangssignale im Vektor \mathbf{y}_{MF} zusammengefasst sind. Mit (2.15) folgt:

$$\mathbf{y}_{MF} = \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{A}^H \mathbf{n} \quad (4.3)$$

Man erkennt, dass der RAKE Empfänger die besten Ergebnisse liefert, falls $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ eine reine Diagonalmatrix ist. Dann gibt es keine MAI und keine ISI (Intersymbolinterferenz) mehr und das Ausgangssignal des Empfängers wird nur noch durch den Rauschterm gestört. Diese Bedingung lässt sich allerdings in realen Systemen nicht erreichen, da dazu bei einer Mehrwegeausbreitung die Autokorrelationsfunktion und die Kreuzkorrelationsfunktion der kombinierten Spreiz- und Verwürfe-

lungscodes ideal seien müssten und solche Codefamilien nicht existieren [16], [30].

In (4.1) und Bild 4.1 wurden die Verzögerungen in den einzelnen Fingern, entsprechend der Tapped Delay Line aus Bild 2.5, im Abstand von T_C gewählt. Im Allgemeinen wird nicht für *jede* Verzögerung um ein Vielfaches der Chipdauer ein entsprechender Mehrwegepfad mit nennenswerter Energie existieren. In der Realität wird deshalb meistens auf eine aufwandsarme Variante mit vier bis sechs Fingern zurückgegriffen. Dabei werden, über eine Fingersuche, die vier bis sechs energie-reichsten Kanalkoeffizienten ausgewählt und die Verzögerungszeit für die Finger dementsprechend bestimmt. Die Beschränkung auf einige Finger liegt in der nicht-idealen Kanalschätzung begründet. Durch diese sind die geschätzten Kanalkoeffizienten $\hat{h}_{k,n,l}^*$ fehlerbehaftet. Die Hinzunahme von Fingern mit Kanalkoeffizienten, deren Energie in der Größenordnung der Schätzungenauigkeit liegt, führt deshalb zu keiner Verbesserung des Empfängers.

Ein weiterer wichtiger Vorteil des RAKE Empfängers ist das Ausnutzen der Mehrwegediversität [42]. Falls die WSSUS Annahmen aus Abschnitt 2.3.3 gelten, sind die einzelnen Kanalkoeffizienten unkorreliert und damit sinkt die Wahrscheinlichkeit eines starken Einbruchs der Empfangsleistung.

Zusammenfassend lässt sich bemerken, dass der RAKE Empfänger das Signal-zu-Rauschverhältnis am Empfänger maximiert. Die MAI wird aber nicht eliminiert, was zu sehr starken Störungen führen kann. Eine teilweise oder vollständige Eliminierung der MAI ist durch die in den folgenden Abschnitten dargestellten Multiuser Detektoren möglich.

4.2 Optimaler Ansatz zur Multiuser Detektion

Im Folgenden soll der Ansatz zur optimalen Detektion der Empfangsfolge dargestellt werden. Dieser Ansatz wird auch als Maximum A-Posteriori (MAP)-Folgeschätzer bezeichnet. Dabei erhält man beim MAP-Folgeschätzer die Folge $\hat{\mathbf{d}}_{\text{MAPSE}}$ (SE: *engl.* Sequence Estimator - Folgeschätzer) die mit der größten Wahrscheinlichkeit² gesendet wurde, unter der Voraussetzung, dass man die Sequenz \mathbf{y} empfangen hat. Dabei enthält der Vektor \mathbf{y} die gesamte gesendete Nachricht. Die Ent-

²Als weitere Möglichkeit für die Optimierung bietet sich die Minimierung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit an [56]. Dieser Ansatz ist deutlich aufwändiger zu realisieren und liefert annähernd identische Ergebnisse wie der MAP-Folgeschätzer und wird im Weiteren nicht verfolgt.

scheidungsregel für den MAP-Folgeschätzer ist also

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MAPSE}} = \arg \max_{\mathbf{d}} \{P(\mathbf{d}|\mathbf{y})\}. \quad (4.4)$$

D. h. der MAP-Folgeschätzer vergleicht *alle möglichen* Sendefolgen mit der Empfangsfolge und wählt diejenige Sendefolge mit der größten bedingten Wahrscheinlichkeit aus.

Nimmt man an, dass alle möglichen Sendefolgen gleichwahrscheinlich sind, so folgt über die Regel von Bayes

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MLSE}} = \arg \max_{\mathbf{d}} \{p(\mathbf{y}|\mathbf{d})\}, \quad (4.5)$$

dieser Ansatz wird auch als Maximum Likelihood-Folgeschätzer (MLSE) bezeichnet.

Der Aufwand für den MAP- und den ML-Folgeschätzer steigt allerdings exponentiell mit der Anzahl der Nutzer und der Folgenlänge. Deshalb sind diese Folgeschätzer für praktische Anwendungen in CDMA Mobilfunksystemen nur sehr eingeschränkt zu gebrauchen.

Eine interessante Möglichkeit zur Realisierung des MLSE, basierend auf Radial-Basis Funktionen (RBF), wird im nächsten Abschnitt vorgestellt. Des Weiteren wird hieraus eine suboptimale Variante zur Reduzierung des Rechenaufwands beschrieben.

4.3 RBF Multiuser Detektor

4.3.1 RBF Netzwerke

RBF Netzwerke [44], [27] werden häufig zur Lösung von Mustererkennungsproblemen verwendet; sie lassen sich allerdings auch zur Multiuser Detektion einsetzen [38]. Der allgemeine Aufbau eines RBF Netzwerkes ist in Bild 4.2 dargestellt. Auf der linken Seite des Bildes befindet sich der Eingangsvektor $\mathbf{e} = (e_1, \dots, e_R)^T$ des RBF Netzwerkes; er besteht aus R Komponenten. Das RBF Netzwerk vergleicht \mathbf{e} mit insgesamt U Referenzvektoren (Zentren) $\mathbf{z}_u = (z_{u,1}, z_{u,2}, \dots, z_{u,R})^T$. Dabei wird der euklidische Abstand zwischen dem Eingangsvektor und den einzelnen Referenzvektoren gebildet und auf diesen wird eine R -dimensionale Gauß-

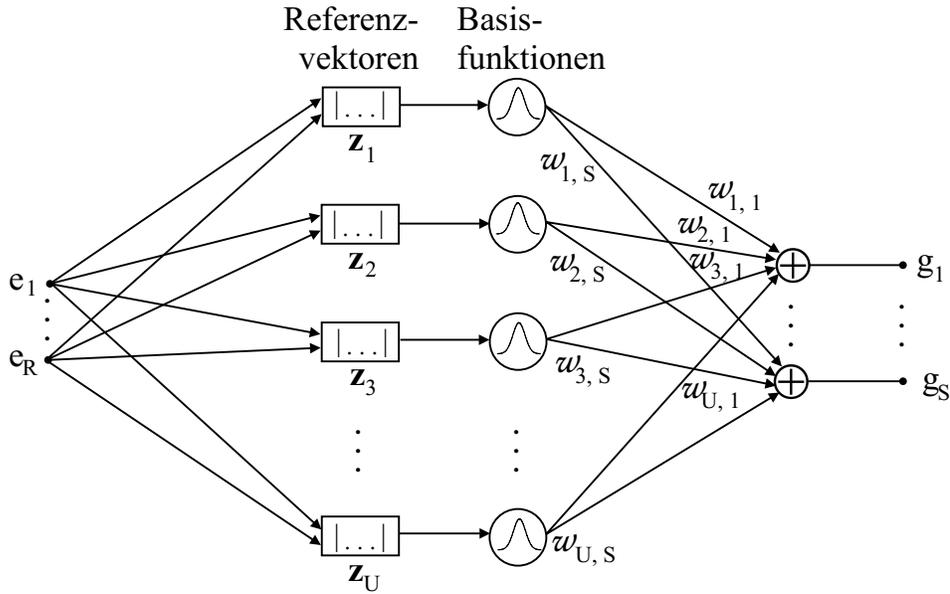


Bild 4.2 Aufbau eines RBF Netzwerks

funktion angewendet:

$$\phi_u(\mathbf{e}) = \exp \left(\frac{-(e_1 - z_{u,1})^2}{2\sigma_{u,1}^2} + \dots + \frac{-(e_R - z_{u,R})^2}{2\sigma_{u,R}^2} \right) \quad \forall u; u \in \{1, \dots, U\} \quad (4.6)$$

Dabei bezeichnet $(\sigma_{u,1}, \sigma_{u,2}, \dots, \sigma_{u,R})^T = \boldsymbol{\sigma}_u$ den Vektor, der die Standardabweichung der Gaußfunktion beinhaltet. Die U Gaußfunktionen $\phi_u(\mathbf{e})$, werden dann mit $w_{u,s}$ ($u = 1, \dots, U$ und $s = 1, \dots, S$) gewichtet und man erhält am Ausgang einen S -dimensionalen Vektor $\mathbf{g} = (g_1, \dots, g_S)^T$:

$$\mathbf{g} = \left(\sum_{u=1}^U w_{u,1} \phi_u(\mathbf{e}), \dots, \sum_{u=1}^U w_{u,S} \phi_u(\mathbf{e}) \right)^T \quad (4.7)$$

Je nach Wahl der Referenzvektoren \mathbf{z}_u und der Gewichte $w_{u,s}$ kann das RBF Netzwerk so gewählt werden, dass es verschiedene Aufgaben löst.

Aus diesem allgemeinen Ansatz lässt sich der so genannte Chip Level Based (CLB) RBF Multiuser Detektor bilden [51], [54], [55] der im nächsten Abschnitt genauer beschrieben wird.

4.3.2 CLB RBF Multiuser Detektor

Um ein RBF Netzwerk als Multiuser Detektor zu nutzen, kann man den im Chip-takt vorliegenden Empfangsvektor \mathbf{y} als Eingangsvektor des CLB RBF Multiuser Detektors wählen³. Die Dimension R der Referenzvektoren ergibt sich somit aus der Anzahl der dem CLB RBF Multiuser Detektor gespeisten Chips. Der Ausgang des CLB RBF Multiuser Detektors soll die K Nutzersignale nachbilden, weshalb $S = K$ Ausgänge gewählt werden. Jeder Ausgang korrespondiert somit direkt mit einem Nutzersignal. Aus Bild 4.2 ergibt sich mit den oben genannten Änderungen der CLB RBF Multiuser Detektor, der in Bild 4.3 dargestellt ist. In diesem Bild wurde auch noch der Demodulator berücksichtigt, mit dem man eine Schätzung $\hat{\mathbf{d}}$ der ursprünglich gesendeten Datensymbole \mathbf{d} erhält.

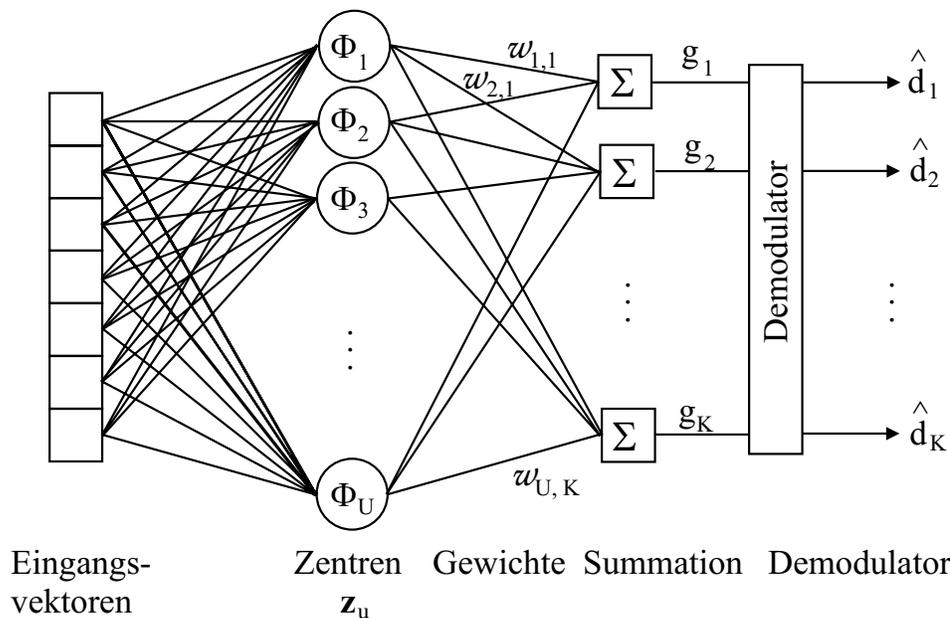


Bild 4.3 Aufbau eines CLB RBF Multiuser Detektors

Eines der Probleme, die bei der Verwendung von RBF Netzwerken auftreten, ist die Wahl der Referenzvektoren und der Gewichte. Häufig bedient man sich hierzu komplizierter Trainings- bzw. Clusteringalgorithmen. Allerdings lässt sich bei dem CLB RBF Multiuser Detektor auch ohne die oben genannten Verfahren auskommen, indem man aus allen möglichen Sendefolgen die Datenvektoren $\tilde{\mathbf{d}}_u$, $u \in \{1, \dots, U\}$ bildet. Dies sind bei einem v -wertigen Modulationsverfahren und K

³Über eine Vorverarbeitung ist es ebenfalls möglich dem RBF Netzwerk die Eingangsvektoren im Symboltakt zur Verfügung zu stellen (Pre-Processing Based RBF - PPB RBF), wie in [50] und [55] gezeigt wurde.

Nutzern $U = v^K$ Datenvektoren, sofern man für jeden Nutzer genau ein Symbol berücksichtigt. Bei einem reinen AWGN Kanal ohne Mehrwegeausbreitung führt dies über die U Datenvektoren $\tilde{\mathbf{d}}_u$ zu U Referenzvektoren $\mathbf{z}_{u,\text{AWGN}}$, mit denen man das Signal optimal (im Sinne des ML-Detektors) detektieren kann. Die einzelnen Referenzvektoren lassen sich wie folgt erzeugen

$$\mathbf{z}_{u,\text{AWGN}} = (\mathbf{c}_1 \ \dots \ \mathbf{c}_k \ \dots \ \mathbf{c}_K) \tilde{\mathbf{d}}_u \quad \forall u; \quad u \in \{1, \dots, U\}. \quad (4.8)$$

Die zu jedem Referenzvektor $\mathbf{z}_{u,\text{AWGN}}$ zugehörigen Gewichte $w_{u,1}, \dots, w_{u,K}$ werden entsprechend der gewählten Datenfolge $\tilde{\mathbf{d}}_u$ ausgewählt:

$$(w_{u,1}, \dots, w_{u,K})^T := \tilde{\mathbf{d}}_u \quad \forall u; \quad u \in \{1, \dots, U\} \quad (4.9)$$

In Tabelle 4.1 ist die Erzeugung der Gewichte und der Referenzvektoren für ein einfaches Beispiel mit zwei Nutzern (Spreizsequenzen $\mathbf{c}_1 = (1, 1)^T$ und $\mathbf{c}_2 = (1, -1)^T$) und BPSK Modulation angegeben.

u	$\tilde{\mathbf{d}}_u$	$w_{u,1}$	$w_{u,2}$	Referenzvektor $\mathbf{z}_{u,\text{AWGN}}$
1	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$	1	1	$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \\ 0 \end{pmatrix}$
2	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}$	1	-1	$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 2 \end{pmatrix}$
3	$\begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix}$	-1	1	$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -2 \end{pmatrix}$
4	$\begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix}$	-1	-1	$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -2 \\ 0 \end{pmatrix}$

Tabelle 4.1 Zwei-Nutzer Beispiel für die Erzeugung der Gewichte und der Referenzvektoren des CLB RBF Multiuser Detektors im AWGN Fall

Liegt ein Mehrwegekanal vor, so muss die komplette Folgenlänge N berücksichtigt werden; es liegen also $U = v^{NK}$ Referenzvektoren vor. Allerdings lässt sich über ein suboptimales Verfahren die Anzahl der Referenzvektoren deutlich reduzieren.

Nimmt man an, dass die längste Verzögerung eines Mehrwegepfades (in chip) kürzer als der Spreizfaktor ist ($L \leq Q$), so stören sich nur benachbarte Symbole durch ISI. Ein Teil des aktuellen Symbols geht somit in das nachfolgende Symbol ein und das aktuelle Symbol wird durch das vorhergehende Symbol gestört. Betrachtet man

also neben dem aktuellen Symbol auch das vorhergehende und das nachfolgende Symbol [54] und nicht mehr die komplette Folgenlänge, so kann man die Anzahl der Referenzvektoren auf $U = v^{3K}$ reduzieren.

Diese immer noch sehr hohe Anzahl an Referenzvektoren kann über die Einführung von *Superzentren* weiter reduziert werden, wie in [55] allgemein gezeigt und in [10], [51] für den UTRA Standard erweitert wurde. Die Idee der Superzentren beruht auf den oben eingeführten Referenzvektoren für den reinen AWGN Fall. Dabei werden nun aber nicht mehr die Spreizcodes sondern die Faltungen der Spreizcodes mit der korrespondierenden Kanalimpulsantwort des Nutzers (bzw. deren Schätzung $\hat{\mathbf{h}}_k$) als Basis für die Bildung der Referenzvektoren verwendet. Somit ergeben sich die als Superzentren (SZ) bezeichneten Referenzvektoren zu [49], [55]

$$\mathbf{z}_{u,SZ} = (\mathbf{c}_1 * \hat{\mathbf{h}}_1 \quad \dots \quad \mathbf{c}_k * \hat{\mathbf{h}}_k \quad \dots \quad \mathbf{c}_K * \hat{\mathbf{h}}_K) \tilde{\mathbf{d}}_u \quad \forall u; \quad u \in \{1, \dots, U\}. \quad (4.10)$$

Verwenden wir das in Tabelle 4.1 angegebene Beispiel unter Beachtung der beiden Kanalimpulsantworten (Uplink) $\hat{\mathbf{h}}_1 = (0,8; 0,6)^T$ und $\hat{\mathbf{h}}_2 = (0,9; 0,3)^T$, so erhalten wir für die Superzentren die in Tabelle 4.2 dargestellten Referenzvektoren.

u	$\tilde{\mathbf{d}}_u$	Superzentren $\mathbf{z}_{u,SZ}$
1	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0,8 & 0,9 \\ 1,4 & -0,6 \\ 0,6 & -0,3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,7 \\ 0,8 \\ 0,3 \end{pmatrix}$
2	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0,8 & 0,9 \\ 1,4 & -0,6 \\ 0,6 & -0,3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -0,1 \\ 2 \\ 0,9 \end{pmatrix}$
3	$\begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0,8 & 0,9 \\ 1,4 & -0,6 \\ 0,6 & -0,3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,1 \\ -2 \\ -0,9 \end{pmatrix}$
4	$\begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0,8 & 0,9 \\ 1,4 & -0,6 \\ 0,6 & -0,3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1,7 \\ -0,8 \\ -0,3 \end{pmatrix}$

Tabelle 4.2 Zwei-Nutzer Beispiel (vgl. Tabelle 4.1) für die Erzeugung der Superzentren (Uplink) des CLB RBF Multiuser Detektors mit den Kanalimpulsantworten: $\hat{\mathbf{h}}_1 = (0,8; 0,6)^T$ und $\hat{\mathbf{h}}_2 = (0,9; 0,3)^T$

Die für die R -dimensionalen Gaußfunktionen notwendigen Varianzen σ_u lassen sich über die Guard Period schätzen [49], [51]. Der Gesamtaufbau des CLB RBF Multiuser Detektors ist Bild 4.4 zu entnehmen [49].

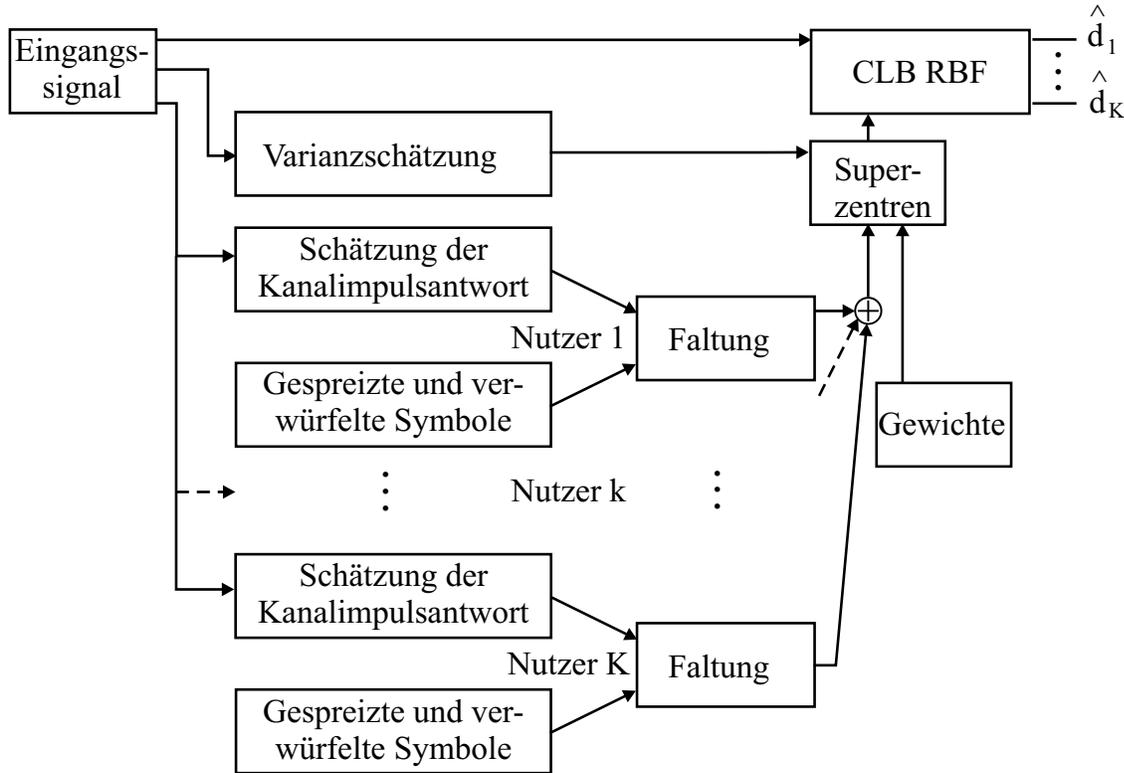


Bild 4.4 Aufbau des CLB RBF Multiuser Detektors

Bei Nutzung des CLB RBF Multiuser Detektors ergibt sich im Downlink eine Vereinfachung von (4.10). Für die Superzentren im Downlink des Empfängers k erhält man unter Beachtung von (4.8)

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{u,SZ} &= \left[(\mathbf{c}_1 \dots \mathbf{c}_k \dots \mathbf{c}_K) \tilde{\mathbf{d}}_u \right] * \hat{\mathbf{h}}_k \quad \forall u; \quad u \in \{1, \dots, U\} \\ \mathbf{z}_{u,SZ} &= \mathbf{z}_{u,AWGN} * \hat{\mathbf{h}}_k \quad \forall u; \quad u \in \{1, \dots, U\}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Im Downlink können also die Referenzvektoren über die Faltung von $\mathbf{z}_{u,AWGN}$ mit der entsprechenden Kanalimpulsantwort erzeugt werden. Für das in Tabelle 4.1 gegebene Beispiel erhalten wir am Empfänger des Nutzers 1 mit $\hat{\mathbf{h}}_1 = (0,8; 0,6)^T$ die in Tabelle 4.3 gegebenen Referenzvektoren. Entsprechend vereinfacht sich der Aufbau des Multiuser Detektors aus Bild 4.4 zu dem in Bild 4.5 dargestellten Empfänger [49].

u	$\tilde{\mathbf{d}}_u$	$\mathbf{z}_{u,\text{AWGN}}$	Superzentren $\mathbf{z}_{u,\text{SZ}}$
1	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 2 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 2 \\ 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} 0,8 \\ 0,6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,6 \\ 0 \end{pmatrix}$
2	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 2 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} 0,8 \\ 0,6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1,6 \end{pmatrix}$
3	$\begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ -2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ -2 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} 0,8 \\ 0,6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -1,6 \end{pmatrix}$
4	$\begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -2 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -2 \\ 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} 0,8 \\ 0,6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1,6 \\ 0 \end{pmatrix}$

Tabelle 4.3 Zwei-Nutzer Beispiel (vgl. Tabelle 4.1) für die Erzeugung der Superzentren des CLB RBF Multiuser Detektors am Empfänger des Nutzers 1 (Downlink) mit der Kanalimpulsantwort $\hat{\mathbf{h}}_1 = (0,8 ; 0,6)^T$

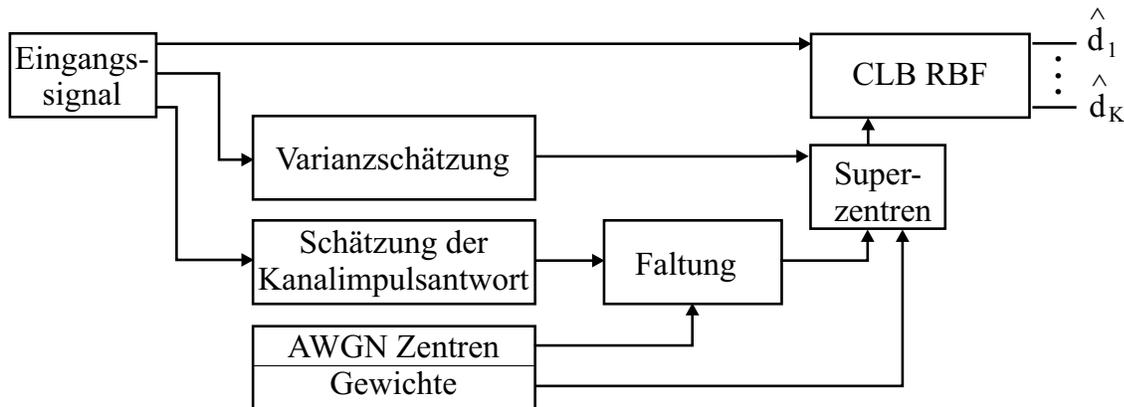


Bild 4.5 Aufbau des CLB RBF Multiuser Detektors im Downlink

Durch die Superzentren werden also $v^{3K}/v^K = v^{2K}$ Referenzvektoren zu einem zusammengefasst. Anschaulich gesehen bedeutet dies, dass in den Superzentren die Effekte, die durch die Mehrwegekanäle verursacht werden, mit abgebildet werden. Die Referenzvektoren erfahren also eine dem Sendesignal vergleichbare „Mehrwegeausbreitung“.

Abschließend betrachtet lässt sich zu dem CLB RBF Multiuser Detektor sagen, dass es sich zwar um einen interessanten Ansatz handelt, die Anzahl an Referenzvektoren aber sehr hoch ist. Selbst bei Nutzung der Superzentren ist noch eine hohe Anzahl an Referenzvektoren notwendig.

In den folgenden Abschnitten werden noch lineare Ansätze zur Multiuser Detektion und Möglichkeiten zu deren rechenaufwandsarmer Realisierung vorgestellt.

4.4 MMSE und Dekorrelierender Multiuser Detektor

Neben den nichtlinearen Verfahren zur Multiuser Detektion gibt es noch die wichtige Klasse der linearen Multiuser Detektoren. Die linearen Multiuser Detektoren lassen sich über eine lineare Abbildung mit der Matrix \mathbf{L} darstellen. Man erhält somit als Ansatz für diese Klasse der Detektoren [36]

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{y}_{\text{MF}}. \quad (4.12)$$

Das Signal nach der Matched Filterung \mathbf{y}_{MF} wird über die Matrix \mathbf{L} so abgebildet, dass man eine möglichst gute Schätzung für die gesendeten Daten bekommt.

Aus der Klasse der linearen Detektoren gibt es vor allen zwei wichtige Vertreter, die in den beiden folgenden Abschnitten näher behandelt werden. Dies ist zum einen der Dekorrelierende Multiuser Detektor (Abschnitt 4.4.1), der die MAI komplett eliminiert, dabei aber zu einer Rauschverstärkung führt. Zum anderen ist dies der MMSE Multiuser Detektor, der die MAI nur soweit eliminiert, dass die durch eine weitere Reduzierung entstehende zusätzliche Rauschverstärkung nicht die Vorteile einer weiteren MAI Verringerung zunichte macht.

4.4.1 Dekorrelierender Multiuser Detektor

Der Ansatz für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor ist [36]

$$\mathbf{L}_{\text{DEK}} = \mathbf{R}^{-1}, \quad (4.13)$$

der Detektor beruht somit auf der Inversen der Korrelationsmatrix \mathbf{R} . Setzt man (4.13) in (4.12) ein und berücksichtigt (2.15), so erhält man

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{d}} &= \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{y}_{\text{MF}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{y} \\ &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{n}.\end{aligned}\tag{4.14}$$

Damit sind die Signale der einzelnen Nutzer frei von Störungen durch die anderen Nutzer. Die MAI wird somit beim Dekorrelierenden Multiuser Detektor komplett eliminiert. Allerdings erhält man eine Verstärkung des Rauschvektors \mathbf{n} durch den Term $\mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}^H$. Die Rauschverstärkung kann bei kleinem Signal-zu-Rauschverhältnis sogar die Vorteile der MAI Eliminierung zunichte machen, so dass der Dekorrelierende Multiuser Detektor bei sehr kleinem Signal-zu-Rauschverhältnis sogar schlechtere Bitfehlerwahrscheinlichkeiten als der Matched Filter Empfänger liefert. Allerdings ist ein Betrieb von nachrichtentechnischen System bei solchen kleinen Signal-zu-Rauschverhältnissen in der Regel nicht mehr sinnvoll möglich. Damit ist die Verschlechterung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit in diesem Bereich von nur geringem Interesse. In dem für Anwendungen interessanten Bereich (Signalenergie pro bit liegt um 5 dB über der Rauschleistungsdichte) überwiegt beim Dekorrelierenden Detektor klar der Vorteil der MAI Eliminierung gegenüber dem Nachteil der Rauschverstärkung.

Der Dekorrelierende Multiuser Detektor wurde in [25], [43] vorgeschlagen. In [31], [32] wurde dieser Detektor detailliert untersucht und viele seiner Eigenschaften wurden dargestellt. Dazu gehören die oben schon diskutierte Verbesserung der Dekodierfähigkeit in den meisten Fällen sowie der im Vergleich zum MLSE deutlich geringere Rechenaufwand. Des Weiteren ist bei diesem Detektor kein Wissen über die Empfangsamplituden notwendig, was ein weiterer wichtiger Vorteil ist, da dadurch keine Schätzung dieser notwendig wird. Zudem liefert der Dekorrelierende Multiuser Detektor die beste gemeinsame Schätzung der übertragenen Symbole und deren Amplitude, falls kein Wissen über die Empfangsamplituden vorliegt [57].

Des Weiteren hängt die Bitfehlerwahrscheinlichkeit des Dekorrelierenden Multiuser Detektors nicht von den Empfangsamplituden ab und der Detektor liefert eine optimale Near-Far Resistenz (vgl. Abschnitt 5.5). Diese Eigenschaft ist besonders für Mobilfunksysteme von großer Bedeutung.

Von Nachteil für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor ist der Rechenaufwand,

der für die Invertierung der Korrelationsmatrix \mathbf{R} nötig ist. Vor allen bei ISI (verursacht durch asynchrone Systeme oder durch Mehrwegeausbreitung) muss zur vollständigen Entkoppelung der einzelnen Nutzersignale ein kompletter Slot herangezogen werden. Dies führt zu sehr großen Matrizen der Dimension $NK \times NK$, die sich nur mit erheblichen Rechenaufwand invertieren lassen.

4.4.2 MMSE Multiuser Detektor

Der Ansatz für den linearen MMSE Multiuser Detektor beruht auf der Minimierung des Ausdruckes $E\{|\mathbf{d} - \hat{\mathbf{d}}|^2\}$, also auf der Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers zwischen \mathbf{d} und $\hat{\mathbf{d}}$. Da $\hat{\mathbf{d}}$ gleich $\mathbf{L} \cdot \mathbf{y}_{\text{MF}}$ ist (vgl. (4.12)), sucht man demgemäß nach der Matrix \mathbf{L} , die den o. g. Erwartungswert minimiert. Als Lösung dieser Minimierungsaufgabe erhält man [57]

$$\mathbf{L}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1}. \quad (4.15)$$

Dabei bezeichnet σ^2 die auf die Signalleistung normierte Leistung des Rauschvektors \mathbf{n} . Der MMSE Multiuser Detektor in (4.15) berücksichtigt somit neben der Korrelationsmatrix auch noch das Signal-zu-Rauschverhältnis, welches bei der Invertierung der Matrix \mathbf{R} in Betracht gezogen wird. Insbesondere wird die MAI nur soweit eliminiert, bis eine zusätzliche Verringerung zu einer Rauschverstärkung führt, die *größer* als die MAI Reduzierung ist. Somit wählt der MMSE Multiuser Detektor zwischen möglichst großer MAI Verringerung und minimaler Rauschverstärkung.

Dementsprechend strebt der MMSE Multiuser Detektor für hohe Signal-zu-Rauschverhältnisse ($\sigma^2 \rightarrow 0$) asymptotisch gegen den Dekorrelierenden Multiuser Detektor und für niedrige Signal-zu-Rauschverhältnisse ($\sigma^2 \rightarrow \infty$) asymptotisch gegen den Matched Filter Empfänger. Die Dekodierfähigkeit des MMSE Multiuser Detektors ist also für jedes Signal-zu-Rauschverhältnis gleich oder besser als der des Matched Filter Empfängers *und* als der des Dekorrelierenden Multiuser Detektors.

Allerdings muss der MMSE Multiuser Detektor das Signal-zu-Rauschverhältnis schätzen, was zusätzlichen Aufwand bedeutet. Zudem verschlechtern Schätzfehler die Leistungsfähigkeit des Detektors. Gegenüber dem Dekorrelierenden Multiuser Detektor verliert der MMSE Multiuser Detektor auch die Eigenschaft der optimalen Near-Far Resistenz.

Für den Rechenaufwand gilt das gleiche wie beim Dekorrelierenden Multiuser De-

tektor. Auch beim MMSE Multiuser Detektor liegt der überragende Teil des Rechenaufwands in der Invertierung einer eventuell sehr großen Matrix. Eine deutliche Reduzierung des Rechenaufwands für die beiden in diesem Abschnitt vorgestellten Multiuser Detektoren lässt sich über den im nächsten Abschnitt vorgestellten PE Multiuser Detektor erzielen.

4.5 PE Multiuser Detektor

Der PE Multiuser Detektor ist ein sehr allgemeiner Ansatz mit dem über ein Matrixpolynom verschiedene Multiuser Detektoren iterativ approximiert werden können. Dies ist vor allem deshalb interessant, da der PE Detektor sich sehr einfach schaltungstechnisch realisieren lässt und damit nur geringe Anforderungen an eine Realisierung in Hardware stellt.

Der allgemeine Ansatz für den PE Multiuser Detektor lautet [36]:

$$\mathbf{L}_{\text{PE}} = \sum_{i=0}^{N_{\text{Iter}}} w_i \tilde{\mathbf{R}}^i \quad (4.16)$$

Dabei gibt N_{Iter} die Anzahl der Iterationen des PE Multiuser Detektors an und ist damit auch ein Maß für die Genauigkeit der Approximation. Die w_i repräsentieren die Gewichte dieses Detektors. Die Matrix $\tilde{\mathbf{R}}$ und die Gewichte w_i müssen so gewählt werden, dass (4.16) den gewünschten Multiuser Detektor approximiert.

Die Struktur des PE Detektors ist in Bild 4.6 dargestellt. Als Basis dient, wie schon beim Dekorrelierenden und beim MMSE Multiuser Detektor, das Signal nach der Matched Filter Bank. Jede Stufe des PE Detektors in Bild 4.6 entspricht genau einem Summenterm in Gleichung (4.16).

Im folgenden Kapitel soll ein Spezialfall des allgemeinen PE Detektors aus (4.16) vorgestellt werden [28], [37], dessen Ansatz auf einer Taylorreihe beruht. Diese Vorgehensweise führt zu einem sehr einfachen Satz an Gewichten und die Matrix $\tilde{\mathbf{R}}$ lässt sich auch direkt bestimmen. Bei anderen Ansätzen ist die Berechnung von w_i und/oder $\tilde{\mathbf{R}}$ oft aufwendig oder führt zu Einschränkungen hinsichtlich verschiedener Systemparameter (besonders in Bezug auf die verwendeten Spreiz- und Verwürfelungscodes).

Der Ansatz über die Taylorreihe führt zur Approximation des Dekorrelierenden Multiuser Detektors oder des MMSE Multiuser Detektors, wie im folgenden Kapi-

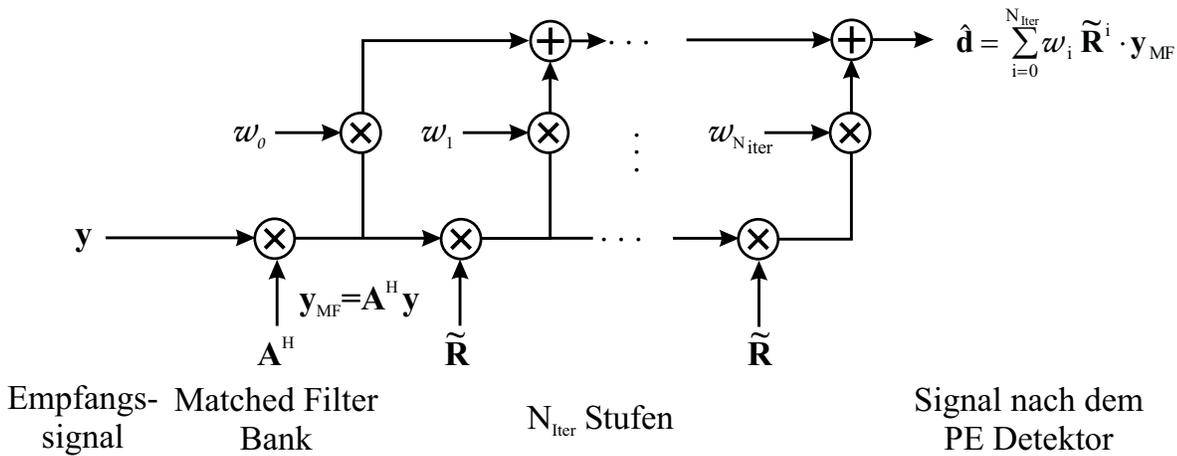


Bild 4.6 Realisierung des PE Detektors über eine mehrstufige Schaltung. Die Anzahl der Stufen entspricht dabei der Anzahl der Iterationen des PE Detektors

tel gezeigt wird.

4.6 Zusammenfassung

Bei der Übertragung von CDMA Signalen ergeben sich zwei prinzipiell unterschiedliche Ansätze zur Detektion des Empfangssignals, nämlich Singleuser Detektion oder Multiuser Detektion. Die Gesamtzahl der möglichen Detektionsansätze in beiden Klassen ist groß, so dass in dieser Arbeit eine Auswahl aus den verschiedenen Ansätzen getroffen werden musste. Weitere Ansätze finden sich in [36], [42], [57].

Aus der Klasse der Singleuser Detektoren wurde der RAKE Empfänger diskutiert, welcher das Signal-zu-Rauschverhältnis am Empfänger maximiert. Durch Maximum Ratio Combining können beim RAKE auch noch die Effekte des Mehrwegkanals berücksichtigt werden. Allerdings berücksichtigen die Singleuser Empfänger nicht die MAI und liefern deshalb bei einem hohen MAI-Anteil schlechte Ergebnisse.

Deutlich bessere Ergebnisse kann man über Multiuser Detektoren erreichen, von denen mehrere besprochen wurden. Der MAP-Folgeschätzer und bei gleichen Sendewahrscheinlichkeiten auch der ML-Folgeschätzer liefern die Sendefolge, die mit der größten Wahrscheinlichkeit gesendet wurde. Diese Ansätze zur Mul-

tiuser Detektion findet man auch in dem CLB RBF Multiuser Detektor wieder. Der Aufwand dieser nichtlinearen Verfahren zur Multiuser Detektion ist im Allgemeinen aber viel zu hoch. Eine Vereinfachung des CLB RBF Multiuser Detektors, welche den Rechenaufwand senkt, wurde vorgestellt. Allerdings bleibt der Rechenaufwand für diesen Detektor immer noch sehr hoch.

Ein weiterer Ansatz führt über die linearen Multiuser Detektoren, von denen der Dekorrelierende und der MMSE Multiuser Detektor besprochen wurden. Ersterer kann mit Hilfe der Inversen der Korrelationsmatrix die MAI im Empfangssignal komplett eliminieren. Die MAI Eliminierung geht allerdings mit einer Rauschverstärkung einher. Der MMSE Multiuser Detektor berücksichtigt auch noch diese Rauschverstärkung und liefert deshalb Dekodierergebnisse, die besser oder gleich sind wie die des Dekorrelierenden Multiuser Detektors. Der Aufwand beider linearer Detektoren ist im Wesentlichen durch die Matrixinversion bestimmt und bei realistischen Randbedingungen deutlich geringer als bei den oben genannten MAP- bzw. ML-Folgeschätzern. Trotzdem wird bei einer großen Anzahl von Nutzern auch bei diesen Verfahren der Rechenaufwand sehr hoch.

Am Ende dieses Kapitels wurde dann der PE Multiuser Detektor vorgestellt. Dieser kann, wie im nächsten Kapitel gezeigt wird, u. a. so eingesetzt werden, dass er asymptotisch die selbe Dekodiereigenschaften wie der Dekorrelierende bzw. der MMSE Multiuser Detektor besitzt, ohne eine rechenaufwändige Matrixinvertierung zu benötigen.

5 Polynomial Expansion Multiuser Detektor

Im vorhergehenden Kapitel wurde kurz der allgemeine Ansatz für den PE Multiuser Detektor erläutert. In diesem Kapitel soll nun auf eine spezielle Variante dieses Detektors zurückgegriffen werden, mit der der Dekorrelierende und der MMSE Multiuser Detektor iterativ approximiert werden können (Abschnitt 5.1 bzw. aufwandsarme Realisierung: Abschnitt 5.2). Ansätze zur Approximation der beiden linearen Detektoren gab es unter anderen bereits in [28], [37] bzw. [34]. Allerdings besitzen die dort besprochenen Varianten nur eine geringe Konvergenzgeschwindigkeit bzw. gelten nur für Zufallsmatrizen. In [45] wurde ein schnell konvergierender PE Detektor vorgestellt der allgemein eingesetzt werden kann. Jedoch muss bei diesem, in Abhängigkeit der Systemauslastung, die Länge der geschätzten Kanalimpulsantwort beschnitten werden. Damit können stärker verzögerte Mehrwegepfade nicht mehr bei der Detektion berücksichtigt werden. Dies führt zu einer Verschlechterung der Dekodierleistung, die dann besonders signifikant ist, wenn die Leistung in den nichtberücksichtigten Mehrwegepfaden hoch ist. Der im Rahmen dieser Arbeit weiter entwickelte und im Folgenden vorgestellte PE Detektor weist die oben genannten Einschränkungen nicht auf.

Die Konvergenzgeschwindigkeit des vorgeschlagenen PE Detektors hängt ganz wesentlich von der geeigneten Wahl eines Normierungsfaktors ab. In Abschnitt 5.3 wird der optimale Normierungsfaktor (hinsichtlich der Konvergenzgeschwindigkeit) des PE Detektors hergeleitet. Dabei zeigt sich, dass dieser Faktor von den Eigenwerten der Korrelationsmatrix abhängt. Die *Berechnung* der für die Normierung notwendigen Eigenwerte ist allerdings sehr rechenintensiv und würde somit den Komplexitätsvorteil des PE Detektors zunichte machen. Deshalb wird eine *Abschätzung* der Eigenwerte vorgestellt, die auf einer Modifikation des Satzes von Gershgorin (1931) beruht (Abschnitt 5.4). Mit diesem Ansatz lassen sich die benötigten Eigenwerte sehr genau eingrenzen. Die hohe Güte der Abschätzung beruht auf der Ausnutzung der starken Diagonaldominanz, die die Korrelationsmatrix bei CDMA basierten System in der Regel besitzt. Des Weiteren wird das Verfahren hinsichtlich seiner Near-Far Resistenz verbessert (Abschnitt 5.5), so dass es auch bei sehr ungleichen Empfangsleistungen der einzelnen Nutzer noch gute Ergebnisse liefert.

Gegen Ende des Kapitels wird noch die Güte des Konvergenzverhaltens analytisch beschrieben. Dabei wird gezeigt, dass der Approximationsfehler des hier vorgestellten PE Detektors exponentiell mit der Anzahl der Iterationen abfällt (Abschnitt 5.6). Abschließend wird dann die Anzahl der Operationen dieses Detektors (einschließlich der verwendeten Eigenwertabschätzungen) mit der Anzahl der Operationen des zu approximierenden Detektors verglichen (Abschnitt 5.7).

5.1 Approximation durch den PE Detektor

Die hohe Komplexität der Matrixinvertierung für den Dekorrelierenden und für den MMSE Multiuser Detektor, vgl. (4.13) und (4.15), ist vor allen für große Matrizen (diese treten unter anderem bei vielen Nutzern auf) nicht mehr sinnvoll zu bewältigen. Demgegenüber bietet der PE Detektor eine rechenaufwandsarme Alternative. Dabei kann man den allgemeinen Ansatz für den PE Detektor mit Hilfe einer Taylorreihe so umformen, dass er iterativ den Dekorrelierenden bzw. MMSE Multiuser Detektor approximiert [28], [34], [45]. Der Ansatz hierzu beruht auf der für eine skalare Größe x sehr gängigen Potenzreihe

$$(1 - x)^{-1} = \sum_{i=0}^{\infty} x^i = 1 + x + x^2 + x^3 + \dots \quad \text{für } |x| < 1, \quad (5.1)$$

die man über eine Taylorreihenentwicklung erhält. Diese spezielle Potenzreihe wird als *geometrische Reihe* bezeichnet. Sie lässt sich auch auf Matrizen erweitern [12], [59]:

$$(\mathbf{I} - \mathbf{X})^{-1} = \sum_{i=0}^{\infty} \mathbf{X}^i, \quad \forall \mathbf{X} \text{ mit } |\lambda_n(\mathbf{X})| < 1 \quad \forall n \quad (5.2)$$

Dabei bezeichnet $\lambda_n(\mathbf{X})$ den n -ten Eigenwert der Matrix \mathbf{X} . Die Matrix \mathbf{X} lässt sich so wählen, dass der Term $(\mathbf{I} - \mathbf{X})^{-1}$ den Dekorrelierenden bzw. den MMSE Multiuser Detektor repräsentiert.

Die Reihe in (5.2) konvergiert allerdings nur für solche Matrizen \mathbf{X} , für die alle Eigenwerte $\lambda_n(\mathbf{X})$ innerhalb des Einheitskreises liegen. Um diese Konvergenzbedingung zu gewährleisten, soll ein Normierungsfaktor α eingeführt werden. Die geeignete Wahl von α ist für die Konvergenz und vor allem auch für die *Konvergenzgeschwindigkeit* von entscheidender Bedeutung. Dieser Aspekt wird im Abschnitt 5.3 detailliert behandelt. Mit (5.2) und dem Normierungsfaktor α ergibt

sich somit

$$\alpha(\mathbf{I} - \mathbf{X})^{-1} = \alpha \sum_{i=0}^{\infty} \mathbf{X}^i, \quad \forall \mathbf{X} \text{ mit } |\lambda_n(\mathbf{X})| < 1 \quad \forall n. \quad (5.3)$$

Setzt man nun die linke Seite von (5.3) gleich den entsprechenden Ansätzen für den Dekorrelierenden bzw. den MMSE Multiuser Detektor (Gleichung (4.13) bzw. (4.15)) so erhält man für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor [28], [45]

$$\mathbf{X} = \mathbf{I} - \alpha \mathbf{R}, \quad (5.4)$$

und für den MMSE Multiuser Detektor [28], [45]

$$\mathbf{X} = \mathbf{I} - \alpha(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}). \quad (5.5)$$

Die Analogie zum PE Multiuser Detektor wird klar, wenn man in (4.16) alle Gewichte w_i zu Eins setzt und $\tilde{\mathbf{R}}$ gleich \mathbf{X} wählt. Damit ist gezeigt, dass der in (4.16) gegebene PE Multiuser Detektor für die oben angegebene Wahl von w_i und $\tilde{\mathbf{R}}$ asymptotisch ($N_{\text{Iter}} \rightarrow \infty$) gegen den Dekorrelierenden bzw. den MMSE Multiuser Detektor konvergiert. Für endliches N_{Iter} erhält man also

$$\mathbf{L}_{\text{PE}} = \alpha \sum_{i=0}^{N_{\text{Iter}}} \mathbf{X}^i \approx \alpha(\mathbf{I} - \mathbf{X})^{-1}, \quad (5.6)$$

und somit eine Approximation des Dekorrelierenden bzw. des MMSE Multiuser Detektors. Der Restfehler, den man über diese Approximation in Kauf nimmt, lässt sich über die Restfehlermatrix \mathbf{R}_{L} darstellen

$$\mathbf{R}_{\text{L}} = \alpha \sum_{i=N_{\text{Iter}}+1}^{\infty} \mathbf{X}^i. \quad (5.7)$$

Dieser Restfehler kann als ein zusätzlicher „Rauschterm“ angesehen werden, der unabhängig vom vorhandenen E_b/N_0 einen bestimmten Noise-Floor erzeugt.

5.2 Aufwandsarme Realisierung des PE Detektors

Der entscheidende Vorteil des PE Detektors, der den Dekorrelierenden bzw. den MMSE Multiuser Detektor approximiert, gegenüber der direkten Berechnung des Dekorrelierenden bzw. des MMSE Multiuser Detektors wird erst bei Betrachtung

der Rechenkomplexität klar. Letztere benötigen nämlich eine Matrixinversion, die einen Rechenaufwand von $\mathcal{O}(N^3)$ nach sich zieht [60]. Dabei bezeichnet N die Dimension der quadratischen Korrelationsmatrix, die durch die Anzahl der Nutzer und die Anzahl der betrachteten Symbole bestimmt ist (vgl. Abschnitt 2.2).

Der Aufwand für den PE Detektor in (5.6) ist durch die Matrix-Matrix Multiplikationen der Matrizenpotenz \mathbf{X}^i bestimmt. Matrix-Matrix Multiplikationen¹ verursachen ebenfalls einen Aufwand von $\mathcal{O}(N^3)$ und man erhält somit, auf den ersten Blick, keinen Komplexitätsvorteil für den PE Detektor. Eine geringere Komplexität lässt sich allerdings bei näherer Betrachtung des kompletten PE Detektors erreichen. Unter Verwendung von (4.12) und (5.6) erhält man für die geschätzten Symbole $\hat{\mathbf{d}}$ am Ausgang des PE Detektors

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}} = \alpha \sum_{i=0}^{N_{\text{Iter}}} \mathbf{X}^i \mathbf{y}_{\text{MF}}. \quad (5.8)$$

Diese Gleichung lässt sich nach dem Horner-Schema so umschreiben, dass sie nur noch Matrix-Vektor Multiplikationen enthält (Komplexität: $\mathcal{O}(N^2)$). Dies ist im Folgenden für einen PE Detektor mit drei Iterationen ($N_{\text{Iter}} = 3$) veranschaulicht

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}} &= \alpha \cdot (\mathbf{y}_{\text{MF}} + \mathbf{X}\mathbf{y}_{\text{MF}} + \mathbf{X}^2\mathbf{y}_{\text{MF}} + \mathbf{X}^3\mathbf{y}_{\text{MF}}) \\ &= \alpha \cdot (\mathbf{y}_{\text{MF}} + \mathbf{X}(\mathbf{y}_{\text{MF}} + \mathbf{X}(\mathbf{y}_{\text{MF}} + \mathbf{X}\mathbf{y}_{\text{MF}}))). \end{aligned} \quad (5.9)$$

Für beliebiges N_{Iter} lässt sich (5.8) auch über eine rekursive Formel darstellen [45]

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i+1) = \alpha \mathbf{y}_{\text{MF}} + \mathbf{X} \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i), \quad i = 0, 1, \dots, N_{\text{Iter}} - 1, \quad (5.10)$$

deren Rekursionsstart über $\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(0) = \alpha \mathbf{y}_{\text{MF}}$ gegeben ist. Die Berechnung der Matrizenpotenzen \mathbf{X}^i lässt sich somit umgehen. Der PE Detektor hat also eine Komplexität, die quadratisch mit der Anzahl der Nutzer steigt und er benötigt somit einen signifikant geringeren Rechenaufwand als die Matrixinversion, die für den Dekorrelierenden bzw. MMSE Multiuser Detektor notwendig ist. Die gegenüber der allgemeinen Gleichung des PE Detektors vereinfachte Gleichung (5.10) lässt sich auch wieder als Schaltung veranschaulichen [36], wie Bild 5.1 zeigt.

¹Das Produkt zweier $N \times N$ -Matrizen ergibt wieder eine $N \times N$ -Matrix, deren $N \cdot N$ Elemente jeweils über N Multiplikationen bestimmt werden. Daraus ergibt sich eine Komplexität von $\mathcal{O}(N^3)$.

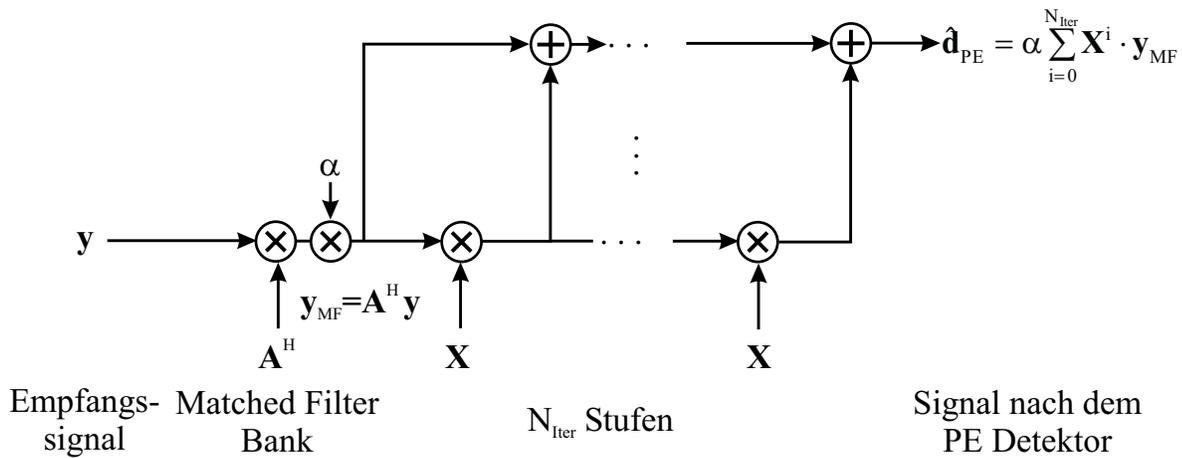


Bild 5.1 Realisierung des PE Detektors über eine mehrstufige Schaltung. Die Anzahl der Stufen entspricht dabei der Anzahl der Iterationen des PE Detektors

5.3 Konvergenzverhalten des PE Detektors

5.3.1 Konvergenzbedingung für den PE Detektor

Die in (5.3) gegebene Konvergenzbedingung für den PE Detektor folgt aus dem Satz [59]:

Satz 5.1: Zur Matrizenpotenz \mathbf{X}^i einer Matrix \mathbf{X} mit den Eigenwerten $\lambda_n(\mathbf{X})$ gehören bei positiven oder (im Falle nichtsingulärer Matrix \mathbf{X}) negativen ganzzahligen Exponenten i die Eigenwerte $(\lambda_n(\mathbf{X}))^i$.

Damit wird klar, dass die Matrix \mathbf{X}^i aus (5.3) nur dann gegen die Nullmatrix konvergiert wenn alle Eigenwerte $\lambda_n(\mathbf{X})$ kleiner als Eins sind und somit alle Eigenwerte der Matrizenpotenz $(\lambda_n(\mathbf{X}))^i$ gegen Null konvergieren. Damit konvergiert dann auch die Matrix \mathbf{X}^i mit $i \rightarrow \infty$ gegen die Nullmatrix. Ist hingegen mindestens ein Eigenwert $\lambda_n(\mathbf{X})$ größer als Eins so divergiert die Matrix \mathbf{X}^i , da dann der entsprechende Eigenwert $(\lambda_n(\mathbf{X}))^i$ für $i \rightarrow \infty$ ebenfalls divergiert.

Formal führt die Umsetzung der Konvergenzbedingung für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor, unter Berücksichtigung von (5.4), zu folgender Bedingung [28]

für den Normierungsfaktor α

$$|\lambda_n(\mathbf{X})| < 1 \quad \forall n$$

$$|\lambda_{\max}(\mathbf{X})| < 1$$

$$|\lambda_{\max}(\mathbf{I} - \alpha\mathbf{R})| < 1$$

$$|1 - \alpha\lambda_{\max}(\mathbf{R})| < 1 \tag{5.11}$$

$$0 < |\alpha\lambda_{\max}(\mathbf{R})| < 2 \tag{5.12}$$

$$0 < \alpha < \frac{2}{|\lambda_{\max}(\mathbf{R})|}. \tag{5.13}$$

Dabei bezeichnet $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ den maximalen Eigenwert der Matrix \mathbf{R} . Analog erhält man mit (5.5) für den MMSE Multiuser Detektor

$$|\lambda_{\max}(\mathbf{X})| < 1$$

$$|\lambda_{\max}(\mathbf{I} - \alpha\mathbf{R} - \alpha\sigma^2\mathbf{I})| < 1$$

$$|1 - \alpha\lambda_{\max}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})| < 1 \tag{5.14}$$

$$0 < \alpha < \frac{2}{|\lambda_{\max}(\mathbf{R}) + \sigma^2|}. \tag{5.15}$$

Um die Konvergenz für den PE Detektor zu gewährleisten, muss α also die in (5.13) bzw. (5.15) gegebene Bedingung erfüllen.

Anschaulich lässt sich das Konvergenzverhalten des PE Detektors auch über die Eigenwertverteilung darstellen. Dazu soll zuerst der allgemeine Fall einer beliebigen quadratischen Matrix betrachtet werden. Deren Eigenwerte lassen sich in der komplexen Ebene als „Wolke“ darstellen. Für die in dieser Arbeit besonders interessante Klasse der Korrelationsmatrizen ergeben sich aus deren Erzeugung über $\mathbf{R} = \mathbf{A}^H\mathbf{A}$ zwei wichtige Eigenschaften für die Matrix \mathbf{R} , die bedeutenden Einfluss auf die Verteilung der Eigenwerte haben. Erstens ist die Matrix \mathbf{R} positiv definit und damit sind sämtliche Eigenwerte positiv und zweitens ist sie Hermitesch (d. h. $\mathbf{R} = \mathbf{R}^H$) woraus folgt, dass alle Eigenwerte reell sind. Damit befinden sich die Eigenwerte der Matrix \mathbf{R} in einem Intervall im positiven Bereich der Realteilachse, wie Bild 5.2 zeigt.

Die gleichen Bedingungen für die Eigenwerte gelten auch für die zur Approximation des MMSE Multiuser Detektors entscheidende Matrix² $\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I}$. Die in den folgenden Abschnitten gezeigten Bilder zur Eigenwertverteilung gelten somit qua-

²Da für die Eigenwerte $\lambda_n(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I}) = \lambda_n(\mathbf{R}) + \sigma^2$ gilt und σ^2 positiv und reell ist

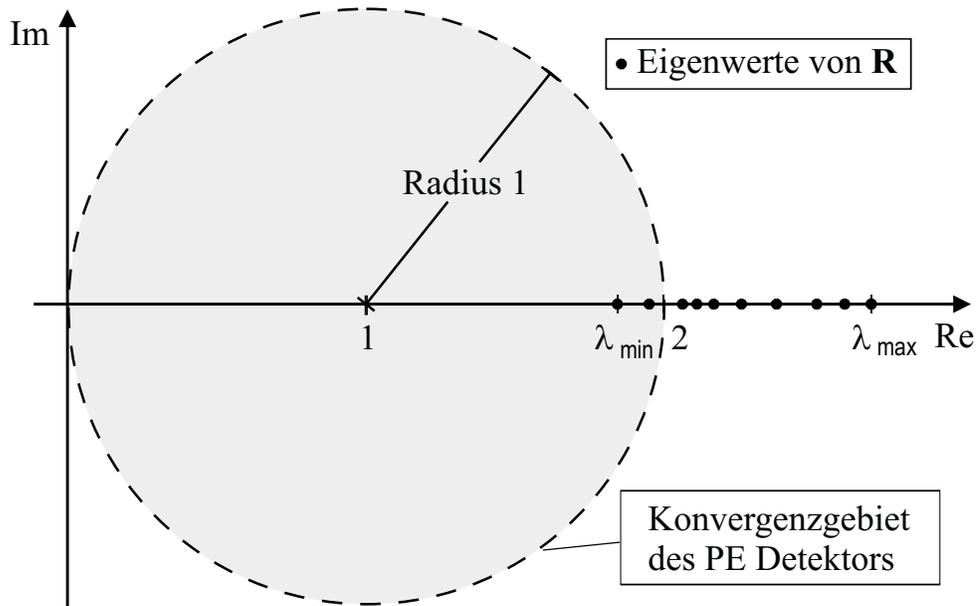


Bild 5.2 Beispiel für die Verteilung der Eigenwerte der positiv definiten Matrix \mathbf{R} .
Zudem zeigt der graue Bereich das Konvergenzgebiet des PE Detektors

litativ genauso für die Approximation des MMSE Multiuser Detektors (\mathbf{R} muss dann dementsprechend durch $\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}$ ersetzt werden).

Des Weiteren gibt Bild 5.2 auch den Bereich an (graue Kreisfläche), in dem alle Eigenwerte liegen müssen, um eine Konvergenz des PE Detektors zu gewährleisten (*Konvergenzgebiet*). Die Kreisfläche mit Mittelpunkt eins und Radius eins ergibt sich aus (5.11) für die Matrix \mathbf{R} (Approximation des Dekorrelierenden Multiuser Detektors) bzw. aus (5.14) für die Matrix $\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}$ (Approximation des MMSE Multiuser Detektors).

Da im allgemeinen Fall die Eigenwerte der Matrix \mathbf{R} (bzw. $\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}$ bei Approximation des MMSE Multiuser Detektors) nicht innerhalb des Konvergenzgebietes liegen, müssen die Eigenwerte über den Normierungsfaktor in das Konvergenzgebiet hineingeschoben werden. Wählt man α maximal unter Berücksichtigung der in (5.13) bzw. (5.15) gegebenen Konvergenzbedingungen, so erhält man die in Bild 5.3 dargestellte Eigenwertverteilung. Man sieht, dass alle Eigenwerte über den Normierungsfaktor α so skaliert sind, dass sie innerhalb des Konvergenzgebietes liegen. Allerdings wurde bei der Bestimmung vorausgesetzt, dass der maximale Eigenwert $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ bekannt ist. Eine Möglichkeit zur Schätzung dieses Eigenwertes wird im nächsten Abschnitt erläutert.

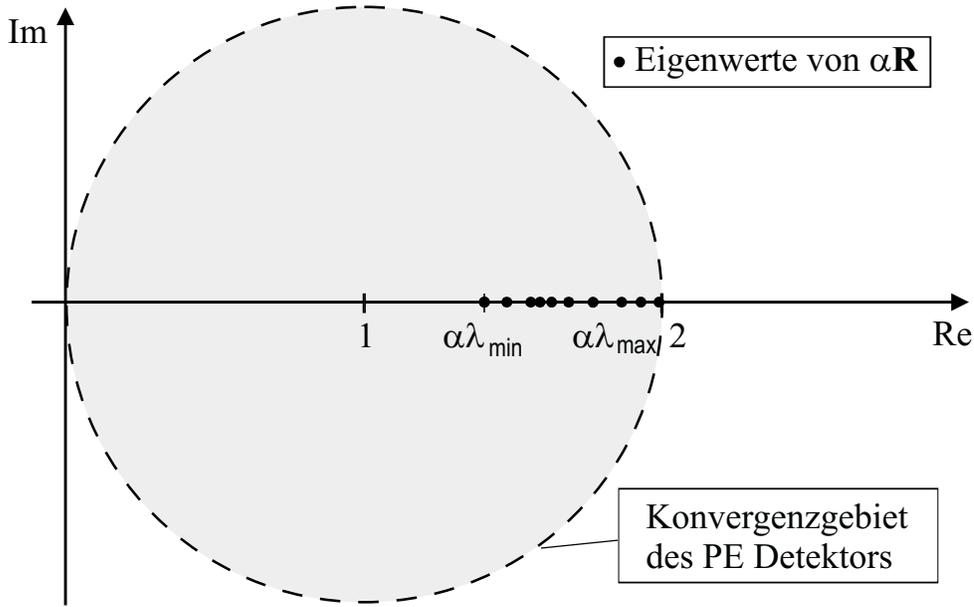


Bild 5.3 Beispiel für die Verteilung der Eigenwerte der mit $\alpha = 2/(\lambda_{\max}(\mathbf{R}) + \varepsilon)$, ($\varepsilon > 0$) normierten Matrix $\alpha\mathbf{R}$ mit kleinem ε (ε ist wegen der echten Ungleichheit von (5.13) erforderlich). Die Eigenwerte liegen nun im Konvergenzgebiet und der PE Detektor konvergiert

5.3.2 Abschätzung von $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$

Die exakte Bestimmung des Eigenwertes $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ ist sehr rechenaufwändig, da im allgemeinen Fall sowohl die Bestimmung eines als auch die Bestimmung aller Eigenwerte eine Komplexität von $\mathcal{O}(N^3)$ erfordert. Dies würde jedoch den Komplexitätsvorteil des PE Multiuser Detektors zunichte machen. Deshalb ist hier eine *Abschätzung* des Eigenwertes $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ sinnvoll. In [28] wurde im Zusammenhang mit dem PE Detektor eine sehr einfache und grobe Abschätzung genutzt. Diese Abschätzung beruht auf der $\text{Spur}\{\cdot\}$ Operation. Die Spur einer quadratischen Matrix $\mathbf{R} = (r_{n,m})$ ist definiert als die Summe ihrer Hauptdiagonalelemente

$$\text{Spur}\{\mathbf{R}\} = \sum_{n=1}^N r_{n,n}. \quad (5.16)$$

Die Summe aller Eigenwerte einer Matrix ist immer gleich der Spur der Matrix [59]

$$\text{Spur}\{\mathbf{R}\} = \sum_{n=1}^N \lambda_n(\mathbf{R}) = \lambda_1(\mathbf{R}) + \lambda_2(\mathbf{R}) + \dots + \lambda_N(\mathbf{R}). \quad (5.17)$$

Da \mathbf{R} nur positive und reelle Eigenwerte besitzt erhält man über die Spur der Matrix eine obere Abschätzung für $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$:

$$\hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}) = \text{Spur}\{\mathbf{R}\} = \sum_{n=1}^N r_{n,n} = \sum_{n=1}^N \lambda_n(\mathbf{R}) \geq \lambda_{\max}(\mathbf{R}) \quad (5.18)$$

Diese Abschätzung führt in der Regel zu einer deutlichen Überschätzung des Eigenwertes $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$. Für den Fall gleicher Eigenwerte $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \dots = \lambda_N$ liegt die Schätzung von $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ genau um den Faktor N über dem tatsächlichen Wert von $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$.

Mit (5.18) ergibt sich für den Normierungsfaktor bei Approximation des Dekorrelierenden Multiuser Detektors

$$\alpha = \frac{2}{\text{Spur}\{\mathbf{R}\}}, \quad (5.19)$$

bzw. bei Approximation des MMSE Multiuser Detektors

$$\alpha = \frac{2}{\text{Spur}\{\mathbf{R}\} + \sigma^2}. \quad (5.20)$$

Die Abschätzung des Eigenwertes $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ über die Spur Operation führt dann zu der in Bild 5.4 dargestellten Eigenwertverteilung.

Mit der in (5.18) dargestellten Abschätzung wird die in (5.13) bzw. (5.15) gegebene Konvergenzbedingung immer erfüllt. Der Aufwand für die Berechnung der Spur $\{\cdot\}$ hat eine Ordnung von $\mathcal{O}(N)$ und steigert somit nicht nennenswert den Rechenaufwand des PE Multiuser Detektors. Allerdings ist in diesen Ansätzen noch nicht der Aspekt der Konvergenzgeschwindigkeit berücksichtigt worden, auf den im Folgenden näher eingegangen wird. Dabei wird sich herausstellen, dass durch eine im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Abschätzung der Eigenwerte von \mathbf{R} , welche im Abschnitt 5.4 vorgestellt wird, die Konvergenzgeschwindigkeit im Vergleich zur Abschätzung über die Spur wesentlich gesteigert werden kann.

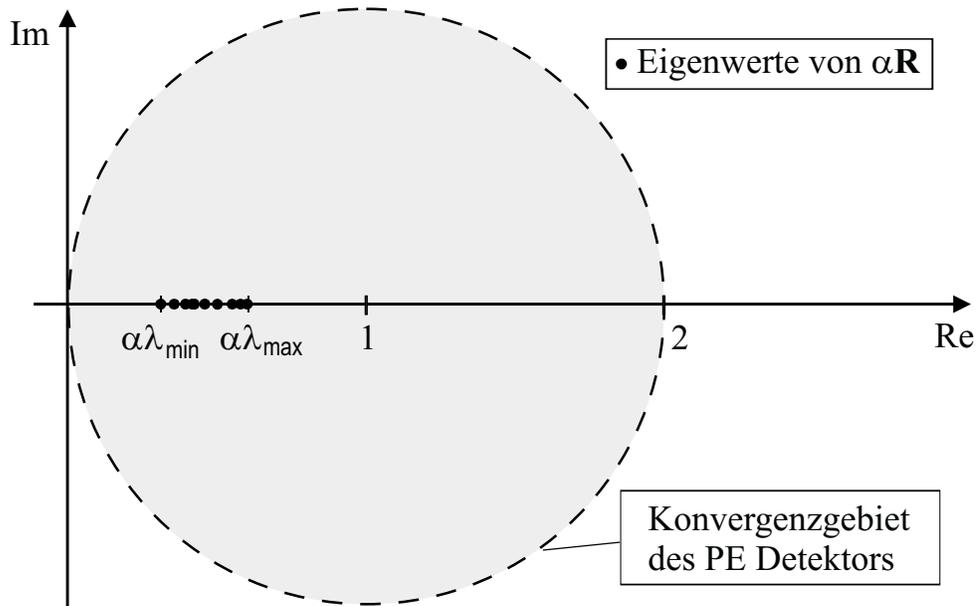


Bild 5.4 Beispiel für die Verteilung der Eigenwerte der mit $\alpha = 2/\hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R})$ normierten Matrix $\alpha\mathbf{R}$, wobei $\hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}) = \text{Spur}\{\mathbf{R}\}$ gewählt wurde. Mit diesem $\hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R})$ konvergiert der PE Detektor

5.3.3 Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors

Entscheidend für die Leistungsfähigkeit des PE Multiuser Detektors ist die Fähigkeit, schnell zu der Lösung des zu approximierenden Detektors zu konvergieren. Als Konvergenzgeschwindigkeit wollen wir im Folgenden die „Geschwindigkeit“ (d. h. die Anzahl der Iterationen) bezeichnen, mit der der PE Multiuser Detektor zu einer Lösung mit festgesetzter Genauigkeit (d. h. bestimmter Bitfehlerrate) konvergiert. Anschaulich gesprochen heißt das, dass ein PE Detektor, der in wenigen Iterationen zum gleichen Ergebnis kommt wie ein PE Detektor mit vielen Iterationen, eine höhere Konvergenzgeschwindigkeit besitzt. Es sei noch einmal vermerkt, dass die in Abschnitt 5.3.1 gegebene Bedingung für die Konvergenz nur etwas darüber aussagt, dass der PE Multiuser Detektor konvergiert, nichts aber über die tatsächliche Konvergenzgeschwindigkeit dieses Detektors erkennen lässt.

Zu einer Aussage über die Konvergenzgeschwindigkeit kommt man wie folgt. Da mit Satz 5.1 die Eigenwerte von \mathbf{X}^i über $(\lambda_n(\mathbf{X}))^i$ gegeben sind, bestimmen die Eigenwerte von \mathbf{X} nicht nur *ob* die Matrizenpolynome \mathbf{X}^i gegen die Nullmatrix konvergieren, sondern auch *wie schnell* sie gegen die Nullmatrix konvergieren. Asymptotisch gesehen ist für die Konvergenzgeschwindigkeit allerdings nur ent-

scheidend, wie groß der Wert des betragsmäßig größten Eigenwertes ist. Dieser maximale Wert kann durchaus auch von zwei (oder mehr) Eigenwerten erreicht werden. Alle anderen Eigenwerte, für welche $|\lambda_n(\mathbf{X})| < |\lambda_{\max}(\mathbf{X})|$ ist, spielen für die asymptotische Konvergenzgeschwindigkeit ($i \rightarrow \infty$) keine Rolle, da

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \left(\frac{|\lambda_n(\mathbf{X})|}{|\lambda_{\max}(\mathbf{X})|} \right)^i = 0, \quad \forall n \text{ für die gilt: } |\lambda_n(\mathbf{X})| < |\lambda_{\max}(\mathbf{X})|. \quad (5.21)$$

Aus (5.21) folgt also direkt für die Matrix \mathbf{X}^i , dass der Wert aller anderen Eigenwerte relativ zum Wert des maximalen Eigenwertes asymptotisch gegen Null geht. Mit $\mathbf{X} = \mathbf{I} - \alpha\mathbf{R}$ (bzw. $\mathbf{X} = \mathbf{I} - \alpha(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})$) ergibt sich zudem, dass die Eigenwerte von \mathbf{R} (bzw. $\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I}$) möglichst nahe bei Eins liegen sollten. Genauer gesagt bedeutet dies, dass die asymptotische Konvergenzgeschwindigkeit durch den betragsmäßig von Eins am weitesten entfernten Eigenwert bestimmt wird. Zeigen lässt sich dies für die Approximation des Dekorrelierenden Multiuser Detektors über (5.21) mit

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \left(\frac{|1 - \alpha\lambda_n(\mathbf{R})|}{|1 - \alpha\lambda_{\min/\max}(\mathbf{R})|} \right)^i = 0, \quad \forall n \text{ für die gilt: } |1 - \alpha\lambda_n(\mathbf{R})| < |1 - \alpha\lambda_{\min/\max}(\mathbf{R})|. \quad (5.22)$$

Dabei wird deutlich, dass sowohl der minimale Eigenwert $\lambda_{\min}(\mathbf{R})$ als auch der maximale Eigenwert $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ für die Konvergenzgeschwindigkeit entscheidend sein können. Die Konvergenzgeschwindigkeit wird somit durch den Eigenwert, der den größten Betrag von $|1 - \alpha\lambda_{\min}(\mathbf{R})|$ bzw. von $|1 - \alpha\lambda_{\max}(\mathbf{R})|$ erzeugt, bestimmt. Für die Approximation des MMSE Multiuser Detektors gilt entsprechend

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \left(\frac{|1 - \alpha\lambda_n(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})|}{|1 - \alpha\lambda_{\min/\max}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})|} \right)^i = 0, \quad \forall n \text{ für die gilt: } |1 - \alpha\lambda_n(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})| < |1 - \alpha\lambda_{\min/\max}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})|. \quad (5.23)$$

Anschaulicher formuliert heißt dies, dass die Größe des Radius des Kreises mit Mittelpunkt Eins, der alle Eigenwerte von \mathbf{R} (bzw. $\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I}$) enthält, für die asymptotische Konvergenzgeschwindigkeit entscheidend ist. In Bild 5.5 ist dieser Kreis (dunkelgraue Fläche im Bild) für das aus Bild 5.4 gegebene Beispiel eingezeichnet.

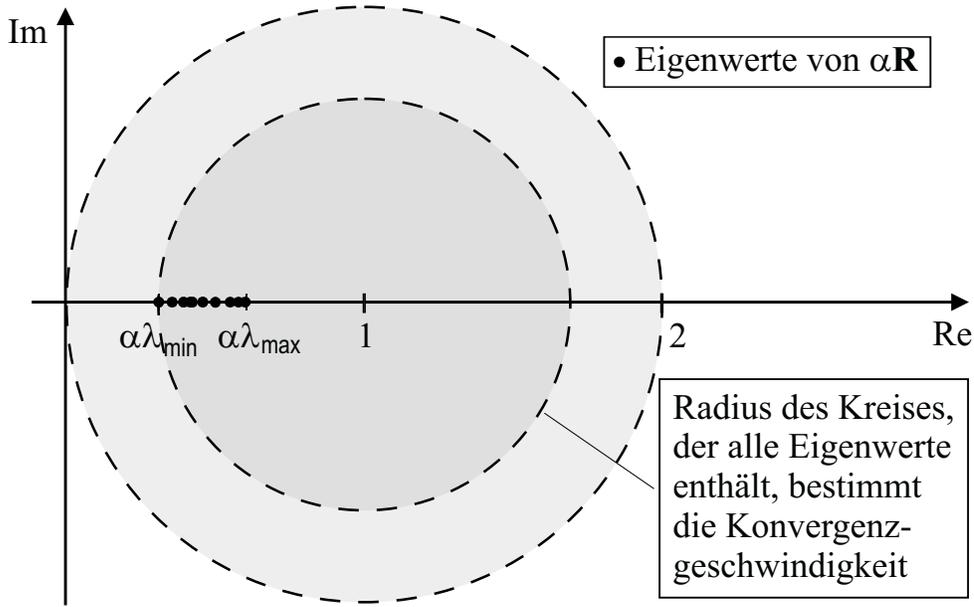


Bild 5.5 Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors für das Beispiel aus Bild 5.4 ($\alpha = 2/\text{Spur}\{\mathbf{R}\}$). Der große Radius des für die Konvergenzgeschwindigkeit entscheidenden Kreises führt zu einer langsamen Konvergenz des PE Detektors

5.3.4 Hohe Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors

Einfluss auf die Konvergenzgeschwindigkeit kann man über den Normierungsfaktor α , mit dem sich die Eigenwerte der normierten Matrix $\alpha\mathbf{R}$ (bzw. $\alpha(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})$) auf der Realteilachse verschieben lassen, nehmen. Da für die Höhe der Konvergenzgeschwindigkeit die am weitesten von Eins entfernten Eigenwerte entscheidend sind, wird hier vorgeschlagen, den minimalen Eigenwert $\alpha\lambda_{\min}(\mathbf{R})$ (bzw. $\alpha\lambda_{\min}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})$) und den maximalen Eigenwert $\alpha\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ (bzw. $\alpha\lambda_{\max}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})$) über α so zu skalieren, dass sie äquidistant zu Eins liegen. Damit wird der Radius des Kreises (mit Mittelpunkt eins), der alle Eigenwerte beinhaltet, minimiert und somit die Konvergenzgeschwindigkeit maximiert. Dies führt zur optimalen Wahl des Normierungsfaktors α hinsichtlich der asymptotischen Konvergenzgeschwindigkeit, vgl. (5.22) bzw. (5.23).

Man erhält also für die Approximation des Dekorrelierenden Multiuser Detektors den folgenden Normierungsfaktor [48]

$$\alpha_{\text{opt}} = \frac{2}{\lambda_{\min}(\mathbf{R}) + \lambda_{\max}(\mathbf{R})}. \quad (5.24)$$

Auf die Betragsbildung kann wegen der positiven und reellen Eigenwerte von \mathbf{R} verzichtet werden. Der Faktor α_{opt} erfüllt die in (5.13) gegebene Konvergenzbedingung, wegen

$$\alpha_{\text{opt}} = \frac{2}{\lambda_{\min}(\mathbf{R}) + \lambda_{\max}(\mathbf{R})} < \frac{2}{\lambda_{\max}(\mathbf{R})} \quad (5.25)$$

immer. Die Wahl von $\alpha = \alpha_{\text{opt}}$ führt zu der in Bild 5.6 dargestellten Eigenwertverteilung. Analog erhält man für die Approximation des MMSE Multiuser Detektors

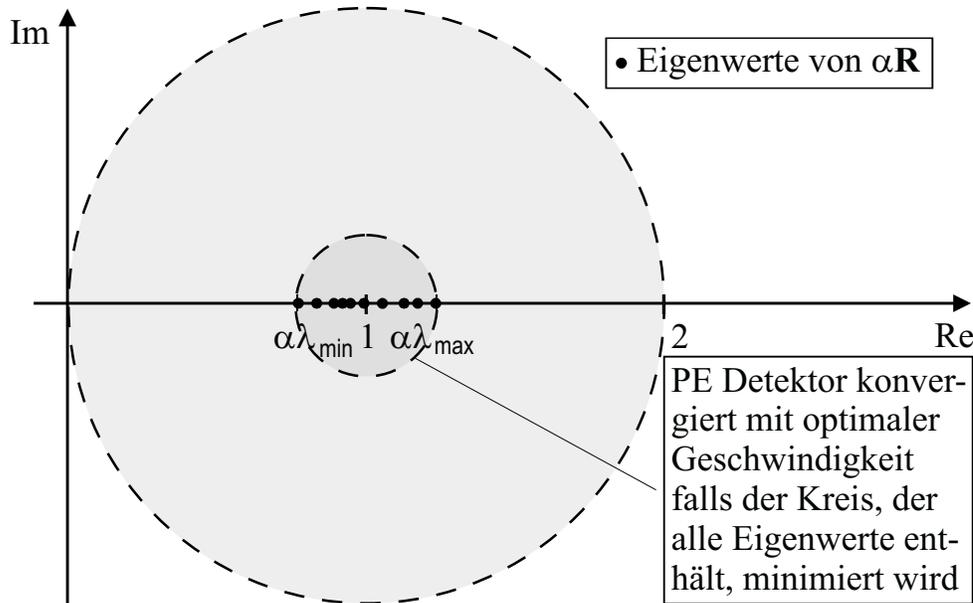


Bild 5.6 Beispiel für die Verteilung der Eigenwerte der mit $\alpha = \alpha_{\text{opt}} = 2/(\lambda_{\min}(\mathbf{R}) + \lambda_{\max}(\mathbf{R}))$ normierten Matrix $\alpha\mathbf{R}$. Über diese Wahl von α erhält man eine hohe Konvergenzgeschwindigkeit

$$\begin{aligned} \alpha_{\text{opt}} &= \frac{2}{\lambda_{\min}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I}) + \lambda_{\max}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})} \\ &= \frac{2}{\lambda_{\min}(\mathbf{R}) + \lambda_{\max}(\mathbf{R}) + 2\sigma^2}. \end{aligned} \quad (5.26)$$

Auch hier ist die in (5.15) gegebene Konvergenzbedingung immer erfüllt:

$$\alpha_{\text{opt}} = \frac{2}{\lambda_{\min}(\mathbf{R}) + \lambda_{\max}(\mathbf{R}) + 2\sigma^2} < \frac{2}{\lambda_{\max}(\mathbf{R}) + 2\sigma^2} \quad (5.27)$$

Entscheidend für die Minimierung der Anzahl der Iterationsschritte ist also eine Eigenwertverteilung die zu einem möglichst kleinen Kreis, mit dem Mittelpunkt

Eins in der komplexen Ebene, der alle Eigenwerte einschließt, führt. Für eine feste Matrix \mathbf{R} wird dies *optimal* durch den in (5.24) bzw. (5.26) gegebenen Normierungsfaktor erfüllt. Zusätzlich können über Transformationen die Eigenwerte auch *gegeneinander* verschoben werden. Die zusätzlichen Möglichkeiten, die sich durch Transformationen ergeben, sind im Falle stark unterschiedlicher Hauptdiagonalelemente („Near-Far Szenario“) besonders interessant und werden ausführlich in Abschnitt 5.5 behandelt.

5.4 Eigenwertabschätzung

In Abschnitt 5.3.4 wurde gezeigt, dass für die Berechnung des optimalen Normierungsfaktors die Kenntnis der Eigenwerte $\lambda_{\min}(\mathbf{R})$ und $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ notwendig ist. Eine exakte mathematische Berechnung der Eigenwerte ist, wie bereits vorher erwähnt wurde, aus Komplexitätsgründen nicht sinnvoll da der Rechenaufwand $\mathcal{O}(N^3)$ beträgt. Die in Abschnitt 5.3.2 benutzte Schätzung des maximalen Eigenwertes erfordert zwar nur einen geringen Rechenaufwand; allerdings ist sie auch nur sehr grob und führt deswegen zu einer niedrigen Konvergenzgeschwindigkeit (vgl. Bild 5.5). Gesucht ist deshalb ein Verfahren, das mit geringem Aufwand eine deutlich bessere Schätzung der Eigenwerte liefert. Im Folgenden soll ein solches Verfahren hergeleitet werden, das auf einer Modifikation des Satzes von Gershgorin beruht [12].

5.4.1 Satz von Gershgorin

Eine Aussage zur Lage der Eigenwerte einer quadratischen Matrix liefert der Satz von Gershgorin [26]:

Satz von Gershgorin:

Sei $\mathbf{S} = (s_{n,m})$ eine beliebige quadratische $M \times M$ Matrix und $\lambda_{n'}(\mathbf{S})$ mit $n' \in (1, M)$ ein beliebiger Eigenwert von \mathbf{S} , so gibt es ein $n \in (1, M)$ für welches die folgende Gleichung gilt:

$$|s_{n,n} - \lambda_{n'}(\mathbf{S})| \leq \sum_{m=1, m \neq n}^M |s_{n,m}| \quad (\text{„Zeilenschreibweise“}) \quad (5.28)$$

Dieser Satz gilt auch für die Summe über die einzelnen Spaltenelemente:

$$|s_{n,n} - \lambda_{n'}(\mathbf{S})| \leq \sum_{m=1, m \neq n}^M |s_{m,n}| \quad (\text{„Spaltenschreibweise“}) \quad (5.29)$$

Beweis:

Der zum Eigenwert $\lambda_{n'}(\mathbf{S})$ entsprechende Eigenvektor sei $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_M)^T$. Für diesen gilt

$$\mathbf{S}\mathbf{x} = \lambda_{n'}(\mathbf{S})\mathbf{x} \quad \text{oder} \quad (\mathbf{S} - \lambda_{n'}(\mathbf{S})\mathbf{I})\mathbf{x} = 0 \quad (5.30)$$

Die Komponente des Vektors \mathbf{x} mit dem größten Absolutwert sei x_n . Dann gilt $|x_m/x_n| \leq 1 \forall m$. Die Vektorgleichung (5.30) ist identisch zu einem Gleichungssystem mit M Gleichungen für die M Komponenten des Vektors. Die n -te dieser Gleichungen ist

$$s_{n,1}x_1 + \dots + s_{n,n-1}x_{n-1} + (s_{n,n} - \lambda_{n'}(\mathbf{S}))x_n + s_{n,n+1}x_{n+1} + \dots + s_{n,M}x_M = 0. \quad (5.31)$$

Durch Umformung erhält man

$$s_{n,n} - \lambda_{n'}(\mathbf{S}) = -s_{n,1} \frac{x_1}{x_n} - \dots - s_{n,n-1} \frac{x_{n-1}}{x_n} - s_{n,n+1} \frac{x_{n+1}}{x_n} - \dots - s_{n,M} \frac{x_M}{x_n}. \quad (5.32)$$

Betragsbildung auf beiden Seiten von (5.32) und Anwendung der verallgemeinerten Dreiecksungleichung liefert:

$$|s_{n,n} - \lambda_{n'}(\mathbf{S})| \leq \left| s_{n,1} \frac{x_1}{x_n} \right| + \dots + \left| s_{n,n-1} \frac{x_{n-1}}{x_n} \right| + \left| s_{n,n+1} \frac{x_{n+1}}{x_n} \right| + \dots + \left| s_{n,M} \frac{x_M}{x_n} \right| \quad (5.33)$$

Mit $|x_m/x_n| \leq 1 \forall n$ erhält man den Satz von Gershgorin in der Zeilenschreibweise, vgl. (5.28):

$$|s_{n,n} - \lambda_{n'}(\mathbf{S})| \leq |s_{n,1}| + \dots + |s_{n,n-1}| + |s_{n,n+1}| + \dots + |s_{n,M}| = \sum_{m=1, m \neq n}^M |s_{n,m}| \quad (5.34)$$

Da die Hermitesche einer Matrix die selben Eigenwerte wie die Matrix selbst besitzt $\text{eig}\{\mathbf{S}\} = \text{eig}\{\mathbf{S}^H\}$ verläuft der Beweis für die Spaltenschreibweise, vgl. (5.29), entsprechend.

Anschaulich gesprochen ist die Aussage des Satzes von Gershgorin, dass sich jeder Eigenwert in einem der M Gershgorinkreise befindet. Der Mittelpunkt jedes dieser M Kreise ist durch je ein Hauptdiagonalelement $s_{n,n}$ bestimmt. Der Radius des Kreises ergibt sich aus der Summe der Absolutwerte der verbleibenden Zeilenelemente $\sum_{m=1, m \neq n}^M |s_{n,m}|$ bzw. Spaltenelemente $\sum_{m=1, m \neq n}^M |s_{m,n}|$. **Alle Eigenwerte einer quadratischen Matrix liegen also in der Vereinigungsmenge aller M Gershgorinkreise.**

Das folgende Beispiel soll den für diese Arbeit zentralen Satz veranschaulichen.

Beispiel:

Es wird folgende komplexwertige Matrix \mathbf{S} betrachtet:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 9 + j & 0,5j & 0,25 \\ 0 & 7 - j & -1 \\ -0,25j & 0,25 & 6 \end{pmatrix} \quad (5.35)$$

Aus den drei Zeilen der Matrix ergeben sich nach (5.28) drei Gershgorinkreise:

1. Zeile: Kreismittelpunkt bei $9 + j$ und Radius von $|0,5j| + |0,25| = 0,75$
2. Zeile: Kreismittelpunkt bei $7 - j$ und Radius von $|0| + |-1| = 1$
3. Zeile: Kreismittelpunkt bei 6 und Radius von $|-0,25j| + |0,25| = 0,5$

Die Gershgorinkreise in der Zeilenschreibweise und die tatsächlichen Eigenwerte von \mathbf{S} ($\lambda_1(\mathbf{S}) \approx 8,99 + 0,99j$, $\lambda_2(\mathbf{S}) \approx 6,09 + 0,14j$ und $\lambda_3(\mathbf{S}) \approx 6,92 - 1,13j$) sind in Bild 5.7 dargestellt.

Analog kann man auch (5.29) verwenden und erhält dann folgende Gershgorinkreise:

1. Spalte: Kreismittelpunkt bei $9 + j$ und Radius von $|0| + |-0,25j| = 0,25$
2. Spalte: Kreismittelpunkt bei $7 - j$ und Radius von $|0,5j| + |0,25| = 0,75$
3. Spalte: Kreismittelpunkt bei 6 und Radius von $|0,25| + |-1| = 1,25$

Bild 5.8 zeigt die Gershgorinkreise bei Nutzung der Spaltenschreibweise. Im Allgemeinen liefern (5.28) und (5.29) also Gershgorinkreise mit unterschiedlichen Ra-

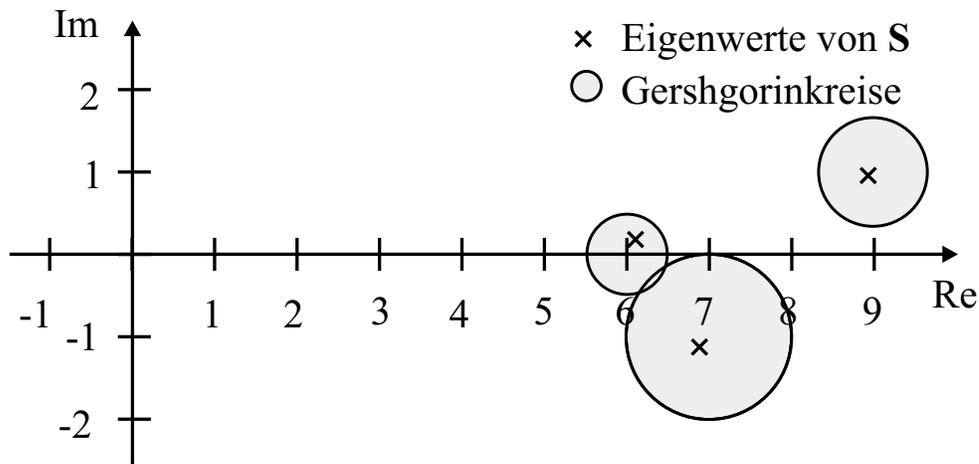


Bild 5.7 Eigenwerte und Gershgorinkreise (Zeilenschreibweise) für die in (5.35) gegebene Matrix. Alle Eigenwerte von S befinden sich innerhalb der grau schraffierten Bereiche

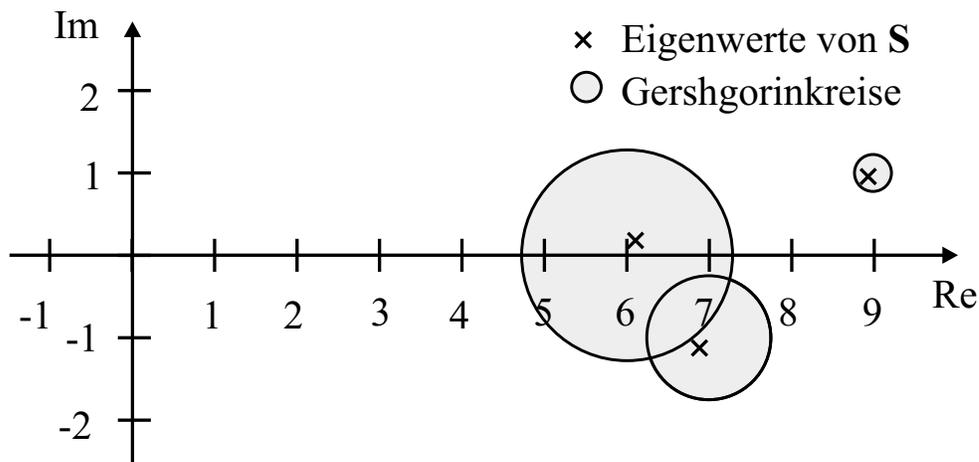


Bild 5.8 Eigenwerte und Gershgorinkreise (Spaltenschreibweise) für die in (5.35) gegebene Matrix. Alle Eigenwerte von S befinden sich innerhalb der grau schraffierten Bereiche

dien, aber gleichen Kreismittelpunkten.

Die Kombination von Zeilen- und Spaltenschreibweise kann zur besseren Abschätzung der Eigenwerte dienen. So kann man aus der Vereinigungsmenge aller Gershgorinkreise in der Zeilenschreibweise geschnitten mit der Vereinigungsmenge aller Gershgorinkreise in der Spaltenschreibweise eine verbesserte Abschätzung erhalten, wie Bild 5.9 verdeutlicht.

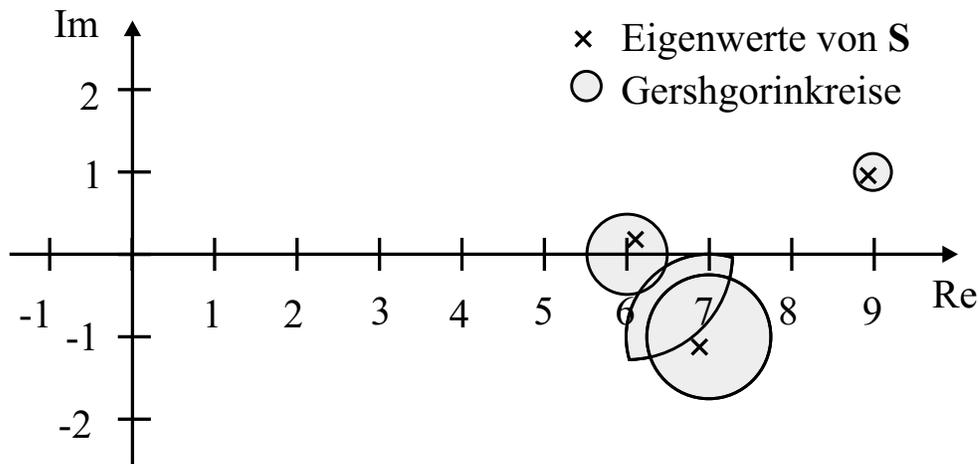


Bild 5.9 Verbesserte Abschätzung der Eigenwerte über die Gershgorinkreise für die in (5.35) gegebene Matrix. Dabei wurde die Schnittmenge aus der Vereinigungsmenge der Gershgorinkreise in Zeilenschreibweise (vgl. Bild 5.7) mit der Vereinigungsmenge der Gershgorinkreise in Spaltenschreibweise (vgl. Bild 5.8) gebildet

5.4.2 Eigenwertabschätzung für den PE Detektor

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass sich alle Eigenwerte einer Matrix in den Gershgorinkreisen befinden. Diese Aussage lässt sich für die Korrelationsmatrix des PE Detektors $\mathbf{R} = (r_{n,m})$ noch weiter präzisieren. Da die Korrelationsmatrix positiv definit und Hermitesch ist, sind die Eigenwerte positiv und reell. Damit liegen die Eigenwerte der Korrelationsmatrix auf der reellen Achse der komplexen Ebene. Somit lässt sich die Abschätzung der Lage der Eigenwerte weiter verbessern da aus den Gershgorinkreisen Intervalle abgeleitet werden können, in denen die Eigenwerte der Matrix liegen. D. h. jeder Eigenwert $\lambda_{n'}(\mathbf{R})$ befindet sich in einem oder mehreren der durch $n \in (1, N)$ bestimmten Intervalle:

$$\lambda_{n'}(\mathbf{R}) \in \left[\left\{ r_{n,n} - \sum_{m=1, m \neq n}^N |r_{n,m}| \right\}, \left\{ \sum_{m=1}^N |r_{n,m}| \right\} \right] \quad \forall n' \quad (5.36)$$

Dabei geben die Ausdrücke in den geschweiften Klammern die obere bzw. untere Intervallsgrenze an. Die Intervalle aus (5.36) basieren auf der Zeilenschreibweise, die Spaltenschreibweise liefert allerdings genau die selben Intervalle, da die Matrix \mathbf{R} Hermitesch ist und damit $|r_{n,m}| = |r_{m,n}| \forall n, m$ gilt. Aus (5.36) und der Eigenschaft, dass alle Eigenwerte der betrachteten Matrix positiv sind, wurde im

Rahmen der vorliegenden Arbeit folgende untere Abschätzung $\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R})$ für den PE Detektor vorgeschlagen [47]:

$$\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) = \max \left\{ \min_{n \in (1, N)} \left\{ r_{n,n} - \sum_{\substack{m=1, \\ m \neq n}}^N |r_{n,m}| \right\}, \varepsilon \right\} \leq \lambda_{\min}(\mathbf{R}) \quad (5.37)$$

Dabei ist ε eine beliebig kleine positive Zahl ($\varepsilon > 0$). Des Weiteren leitet sich aus (5.36) folgende obere Abschätzung $\hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R})$ ab:

$$\hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}) = \max_{n \in (1, N)} \left\{ \sum_{m=1}^N |r_{n,m}| \right\} \geq \lambda_{\max}(\mathbf{R}). \quad (5.38)$$

Die Größe der in (5.36) gegebenen Intervalle und damit auch die Genauigkeit der Eigenwertabschätzung ist stark abhängig von der Struktur der Matrix. Über die bei CDMA Systemen in der Regel stark diagonaldominanten³ Korrelationsmatrizen lässt sich eine Aussage zur Größe des Intervalls treffen. Da die Summen der Absolutwerte der Nebendiagonalelemente direkt die Größe der Gershgorinkreise bzw. der in (5.36) gegebenen Intervalle bestimmen, kann man bei starker Diagonaldominanz ableiten, dass die Größe der Intervalle klein gegenüber den Hauptdiagonalelementen, die die Mittelpunkte der Kreise bzw. der Intervalle bestimmen, sind. Die Flächen bzw. die Bereiche in denen sich die Eigenwerte befinden werden somit eng eingeschlossen, was zu einer guten Abschätzung der Eigenwerte führt.

Deshalb wird hier vorgeschlagen diese Eigenwertabschätzung für die Berechnung des in (5.24) bzw. (5.26) vorgestellten optimalen Normierungsfaktors zu verwenden. Man erhält dann für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor:

$$\alpha = \frac{2}{\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) + \hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R})} \quad (5.39)$$

$$= \frac{2}{\max \left\{ \min_{n \in (1, N)} \left\{ r_{n,n} - \sum_{m=1, m \neq n}^N |r_{n,m}| \right\}, \varepsilon \right\} + \max_{n \in (1, M)} \left\{ \sum_{m=1}^N |r_{n,m}| \right\}} \quad (5.40)$$

Dabei kann die Konvergenzbedingung aus (5.13) immer gewährleistet werden, da

³Diagonaldominanz: $r_{n,n} \geq \sum_{m=1, m \neq n}^N |r_{n,m}| \forall n$

mit $\hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}) \geq \lambda_{\max}(\mathbf{R})$ und $\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) \geq \varepsilon > 0$ für (5.39) folgt

$$\alpha = \frac{2}{\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) + \hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R})} \leq \frac{2}{\varepsilon + \hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R})} < \frac{2}{\lambda_{\max}(\mathbf{R})}. \quad (5.41)$$

Analog gilt für die Wahl von α beim MMSE Multiuser Detektor:

$$\alpha = \frac{2}{\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) + \hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}) + 2\sigma^2} \quad (5.42)$$

$$= \frac{2}{\max \left\{ \min_{n \in (1, N)} \left\{ r_{n,n} - \sum_{m=1, m \neq n}^N |r_{n,m}| \right\}, \varepsilon \right\} + \max_{n \in (1, M)} \left\{ \sum_{m=1}^N |r_{n,m}| \right\} + 2\sigma^2} \quad (5.43)$$

Auch hier ist die Konvergenzbedingung aus (5.15) immer erfüllt

$$\alpha = \frac{2}{\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) + \hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}) + 2\sigma^2} < \frac{2}{\lambda_{\max}(\mathbf{R}) + 2\sigma^2}. \quad (5.44)$$

Bild 5.10 veranschaulicht das Konvergenzverhalten des PE Detektors bei Nutzung der in (5.40) gegebenen Eigenwertabschätzung. Für die bei CDMA Systemen übli-

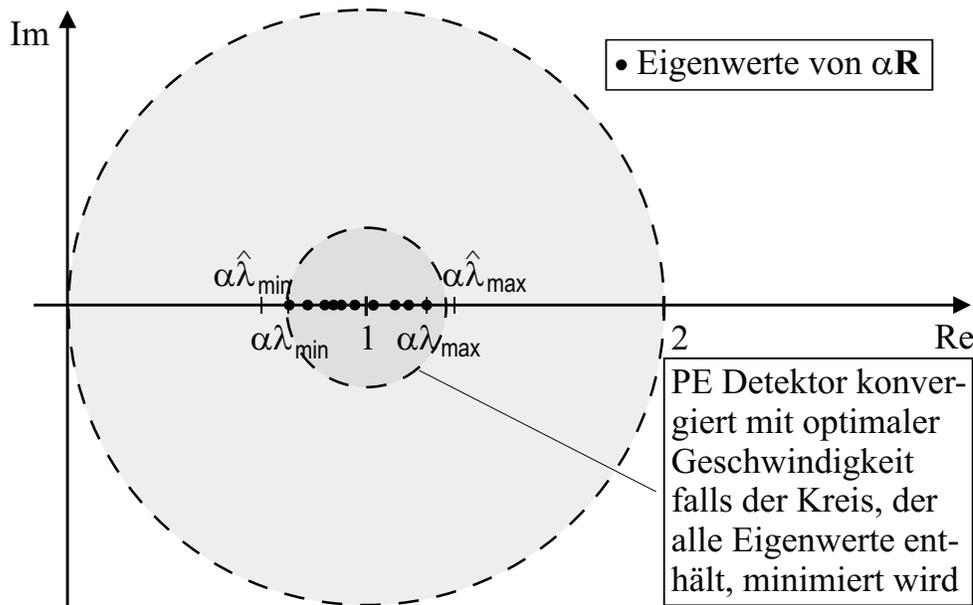


Bild 5.10 Beispiel für die Verteilung der Eigenwerte der mit $\alpha = 2/(\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) + \hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}))$ normierten Matrix $\alpha\mathbf{R}$

chen Korrelationsmatrizen führt die in (5.37) und (5.38) gegebene Abschätzung nur zu einer geringfügigen Vergrößerung des Kreises, der die Konvergenzgeschwin-

digkeit bestimmt. Dabei ist zudem noch zu beachten, dass die Wahl einer *unteren* Abschätzung von $\lambda_{\min}(\mathbf{R})$ und einer *oberen* Abschätzung von $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ zu einer teilweisen Elimination des Schätzfehlers führt. Die leichte Überschätzung von $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ wird somit teilweise durch die leichte Unterschätzung von $\lambda_{\min}(\mathbf{R})$ kompensiert und man erhält eine verbesserte Wahl des Normierungsfaktors.

Abschließend bleibt zu vermerken, dass die Abschätzungen in (5.37) und (5.38) auch bei nicht diagonaldominanten Korrelationsmatrizen gelten. Damit konvergiert der PE Detektor sowohl bei diagonaldominanten als auch bei nicht diagonaldominanten Matrizen; allerdings liegt die Konvergenzgeschwindigkeit bei diagonaldominanten Matrizen in der Regel höher. Die Eigenwertabschätzung für den PE Detektor nutzt somit gezielt die Struktur der Matrix aus, ohne dass diese Struktur jedoch Voraussetzung für die Konvergenz ist.

5.5 Near-Far Effekt

5.5.1 Near-Far Szenario

In Mobilfunksystemen haben die verschiedenen Teilnehmer in der Regel eine unterschiedliche Entfernung zur Basisstation. Dies kann zu stark unterschiedlichen Empfangsleistungen der einzelnen Nutzersignale führen. Zudem kann sich dieser Effekt durch verschiedenartige Signalausbreitungsbedingungen (z. B. direkter Ausbreitungspfad liegt vor bzw. nicht vor) noch verschärfen.

Stark unterschiedliche Empfangsleistungen können (abhängig von der Art des Empfängers) zu einer deutlichen Verschlechterung der Bitfehlerrate führen. Dies ist dadurch bedingt, dass die starken Nutzer die Signale der schwachen Nutzer „überdecken“ [39], [57]. Allgemein wird das Problem der unterschiedlichen Empfangsleistungen im Mobilfunk als „Near-Far Effekt“ bezeichnet. Abschwächen lässt sich dieser Effekt durch eine Leistungsregelung der einzelnen Nutzersignale. Dabei wird die Sendeleistung derjenigen Nutzersignale, die stark empfangen werden, heruntersetzt und die Sendeleistung derjenigen Nutzersignale, die schwach empfangen werden, heraufgesetzt. Jedoch lässt sich mit der Leistungsregelung wegen der nichtidealen Kanalschätzung und der Zeitveränderlichkeit der Kanäle nur eine Milderung des Near-Far Effekts erreichen.

Somit ist es für den Empfänger wichtig, auch bei unterschiedlichen Empfangsleistungen ein gutes Dekodierergebnis für alle Nutzerdaten zu liefern. Um dies prin-

ziell zu erreichen, sind Multiuser Detektoren notwendig. Multiuser Detektoren, die auch bei extrem unterschiedlichen Empfangsleistungen keinerlei Verschlechterung der Bitfehlerrate aufweisen werden als *ideal* Near-Far Resistent bezeichnet [57]. Dies gilt für den in Abschnitt 4.4.1 besprochenen Dekorrelierenden Multiuser Detektor. Der MMSE Multiuser Detektor weist asymptotisch eine ideale Near-Far Resistenz auf.

Eine gute Near-Far Resistenz ist somit wichtig und sollte beim Entwurf eines Multiuser Detektors mit berücksichtigt werden. Im Folgenden soll die Near-Far Resistenz des PE Multiuser-Detektors untersucht und eine Möglichkeit zu seiner Verbesserung aufgezeigt werden.

5.5.2 Near-Far Resistenz des PE Detektors

Asymptotisch gesehen hat der PE Detektor die gleiche Near-Far Resistenz wie der Detektor den er approximiert. D. h. für $N_{\text{Iter}} \rightarrow \infty$ hat der PE Detektor bei Approximation des Dekorrelierenden Multiuser Detektors eine ideale und bei Approximation des MMSE Multiuser Detektors eine asymptotisch ideale Near-Far Resistenz. Allerdings sollte der PE Detektor nicht nur asymptotisch, sondern auch bei einer geringen Anzahl an Iterationen eine gute Near-Far Resistenz aufweisen. Insofern stellt sich die Frage, wie groß die Near-Far Resistenz dieses Detektors für eine kleine Anzahl von Iterationen ist. Bild 5.11 zeigt hierzu die Eigenwertverteilung in einem Near-Far Szenario. Wie man zeigen kann erhöht sich die Eigenwertstreuung in einem solchen Szenario. Somit wird der Kreis, der die Konvergenzgeschwindigkeit bestimmt, größer und deshalb die Konvergenzgeschwindigkeit kleiner. Im folgenden Abschnitt soll eine Methode zur Verbesserung der Konvergenzgeschwindigkeit in einem Near-Far Szenario vorgestellt werden.

5.5.3 Verbesserung der Near-Far Resistenz des PE Detektors

Formal lässt sich ein Near-Far Szenario über unterschiedliche Amplituden D_{k,n_k} der in (2.14) eingeführten Diagonalmatrix \mathbf{D} beschreiben. Falls $\mathbf{D} \neq a\mathbf{I}$, $a \in \mathbb{R}$ ist, liegt ein Near-Far Szenario vor.

In einem Near-Far Szenario führt die unterschiedliche Gewichtung der zu einem Nutzer korrespondierenden Elemente (k -te Spalte bzw. k -te Zeile) der Matrix \mathbf{R} bei dem iterativen Vorgehen des PE Detektors zu unterschiedlichen *relativen* Ge-

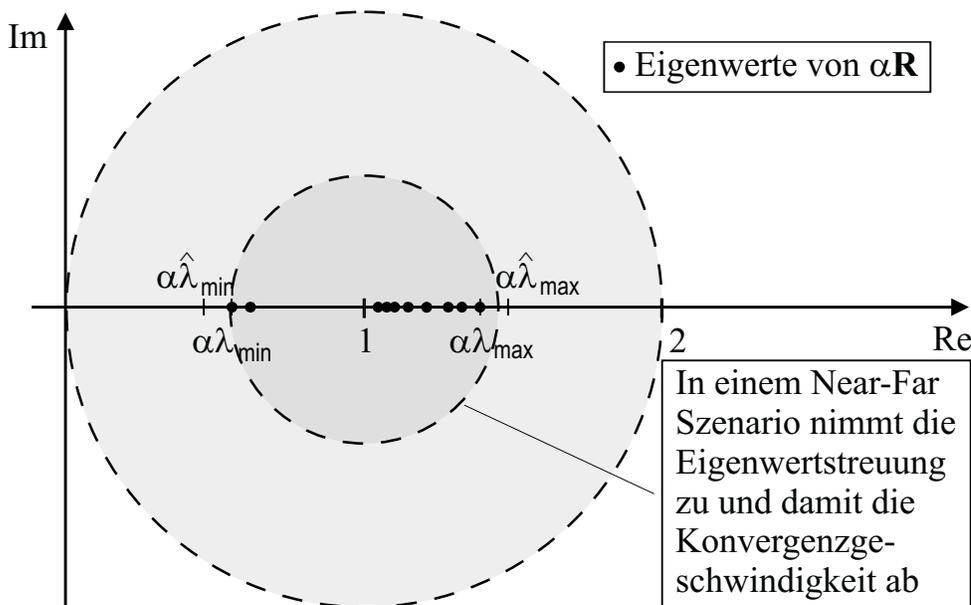


Bild 5.11 Beispiel für die Verteilung der Eigenwerte der mit $\alpha = 2/(\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) + \hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}))$ normierten Matrix $\alpha\mathbf{R}$ in einem Near-Far Szenario, welches zu einer erhöhten Streuung der Eigenwerte führt

naugigkeiten. Diese Unterschiede kommen durch die jeweilige Gewichtung der Absolutwerte der einzelnen Matrixelemente verschiedener Nutzer zustande, wohingegen der absolute Approximationsfehler der einzelnen Matrixelemente (bei einer bestimmten Anzahl an Iterationen) für alle Nutzer in der gleichen Größenordnung liegt. Damit ergibt sich ein unterschiedlicher *relativer* Fehler, der für die schwächeren Nutzersignale zu einer Verschlechterung der Bitfehlerrate führt [46].

Zudem lässt sich noch über die größere Eigenwertstreuung (vgl. Bild 5.11) argumentieren, die im Mittel zu einer Vergrößerung des Kreises, der die Konvergenzgeschwindigkeit bestimmt, führt und damit konvergiert der PE Detektor langsamer. Dabei liegt die höhere Eigenwertstreuung in den durch die Matrix \mathbf{D} gegeneinander verschobenen Hauptdiagonalelementen begründet. Dadurch erhält man stark unterschiedliche Mittelpunkte der in (5.36) gegebenen Intervalle, was im Allgemeinen dazu führt, dass $\lambda_{\min}(\mathbf{R})$ und $\lambda_{\max}(\mathbf{R})$ einen großen Abstand haben.

Der PE Detektor lässt sich so umformen, dass die Mittelpunkte der Intervalle in (5.36) gleich werden und dass die relativen Approximationsfehler für alle Nutzer im Mittel gleich sind. Damit werden auch die zu den schwachen Nutzersignalen korrespondierenden Matrixelemente mit vergleichbarer Präzision berechnet. Die Transformation welche für den den Dekorrelierenden Multiuser Detektor approxi-

mierenden PE Detektor vorgeschlagen wird, lautet:

$$\begin{aligned}\mathbf{R}^{-1} &= \alpha (\mathbf{D}\mathbf{D}^{-1}\alpha\mathbf{R}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{D})^{-1} \\ &= \alpha\mathbf{D}^{-1} (\mathbf{I} - (\mathbf{I} - \mathbf{D}^{-1}\alpha\mathbf{R}\mathbf{D}^{-1}))^{-1} \mathbf{D}^{-1} \\ &= \alpha\mathbf{D}^{-1} (\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{X}})^{-1} \mathbf{D}^{-1} \quad \text{mit} \quad \tilde{\mathbf{X}} := \mathbf{I} - \mathbf{D}^{-1}\alpha\mathbf{R}\mathbf{D}^{-1}\end{aligned}\quad (5.45)$$

Mit (5.2) folgt daraus ein PE Detektor mit verstärkter Near-Far Resistenz

$$\mathbf{R}^{-1} \approx \alpha\mathbf{D}^{-1} \sum_{i=0}^{N_{\text{Iter}}} \tilde{\mathbf{X}}^i \mathbf{D}^{-1} = \mathbf{L}_{\text{PE}} \quad \text{mit} \quad \tilde{\mathbf{X}} := \mathbf{I} - \mathbf{D}^{-1}\alpha\mathbf{R}\mathbf{D}^{-1}. \quad (5.46)$$

Die verbesserte Near-Far Resistenz wird erreicht, da über $\tilde{\mathbf{X}} := \mathbf{I} - \mathbf{D}^{-1}\alpha\mathbf{R}\mathbf{D}^{-1}$ die Mittelwerte der zu jedem Nutzer korrespondierenden Matrixelemente angeglichen werden und damit alle Matrixelemente vergleichbare relative Approximationsfehler besitzen. Zudem werden die Intervallmittelpunkte angeglichen und damit die Eigenwertstreuung reduziert. Bild 5.12 zeigt die Eigenwertverteilung nach Ausnutzung der in (5.46) gegebenen Transformation zur Verbesserung der Near-Far Resistenz. Dabei ist eine, gegenüber Bild 5.12, deutlich erhöhte Konvergenz-

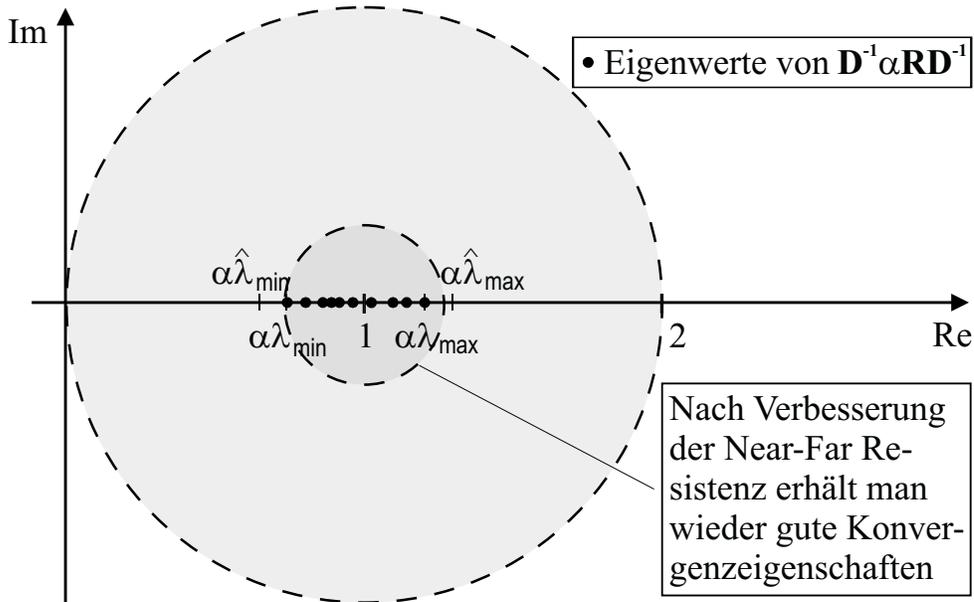


Bild 5.12 Beispiel für die Verteilung der Eigenwerte der mit $\alpha = 2/(\hat{\lambda}_{\min}(\mathbf{R}) + \hat{\lambda}_{\max}(\mathbf{R}))$ normierten Matrix $\alpha\mathbf{R}$ in einem Near-Far Szenario, welches zu einer erhöhten Streuung der Eigenwerte führt. Über eine Near-Far Transformation wird diese erhöhte Streuung allerdings wieder reduziert

geschwindigkeit zu erkennen.

Analog lässt sich für den PE Detektor, der den MMSE Multiuser Detektor approximiert, folgendes schreiben:

$$\begin{aligned}
(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} &= \alpha (\mathbf{D} \mathbf{D}^{-1} \alpha (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{D}^{-1} \mathbf{D})^{-1} \\
&= \alpha \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{I} - (\mathbf{I} - \mathbf{D}^{-1} \alpha (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{D}^{-1}))^{-1} \mathbf{D}^{-1} \\
&= \alpha \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{X}})^{-1} \mathbf{D}^{-1} \\
&\approx \alpha \mathbf{D}^{-1} \sum_{i=0}^{N_{\text{Iter}}} \tilde{\mathbf{X}}^i \mathbf{D}^{-1} = \mathbf{L}_{\text{PE}} \\
&\quad \text{mit } \tilde{\mathbf{X}} := \mathbf{I} - \mathbf{D}^{-1} \alpha (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{D}^{-1}
\end{aligned} \tag{5.47}$$

Die Berechnung der Inversen von \mathbf{D} ist trivial, da \mathbf{D} eine Diagonalmatrix ist und die Inverse damit über

$$\mathbf{D}^{-1} = \text{diag} \left\{ \frac{1}{D_{1,1}}, \dots, \frac{1}{D_{1,N_1}}, \dots, \frac{1}{D_{K,1}}, \dots, \frac{1}{D_{K,N_K}} \right\} \tag{5.48}$$

gegeben ist. Die zusätzlich notwendigen Matrix-Vektor Multiplikationen mit \mathbf{D}^{-1} die durch Einsetzen von (5.46) und (5.47) in (5.10) entstehen, erhöhen wegen der Diagonalgestalt von \mathbf{D}^{-1} nur unwesentlich die Gesamtkomplexität des PE Detektors. Die entsprechende Multiplikation hat lediglich eine Komplexität von $\mathcal{O}(N)$.

5.6 Abschätzung der Konvergenzgeschwindigkeit

Im Folgenden soll die Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors noch analytisch betrachtet werden. Aus [15] lässt sich eine obere Abschätzung des Approximationsfehlers der i -ten Iteration des Datensymbols $\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i)$ des hier vorgestellten PE Detektors zum Datensymbol $\hat{\mathbf{d}}_{\text{Dek}}$ bzw. $\hat{\mathbf{d}}_{\text{MMSE}}$ des zu approximierenden Detektors ableiten:

$$\begin{aligned}
\|\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i) - \hat{\mathbf{d}}_{\text{Dek/MMSE}}\| &\leq \frac{\eta^i}{1 - \eta} \|\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(1) - \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(0)\| \\
&\leq \frac{\eta^i}{1 - \eta} \|\alpha \mathbf{y}_{\text{MF}} + \mathbf{X} \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(0) - \alpha \mathbf{y}_{\text{MF}}\| \\
&\leq \frac{\eta^i}{1 - \eta} \|\mathbf{X} \alpha \mathbf{y}_{\text{MF}}\|
\end{aligned} \tag{5.49}$$

Dabei bezeichnet $\|\cdot\|$ den Betrag eines Vektors bzw. bei Matrizen eine beliebige Norm, mit der für η in (5.49) gilt $\|\mathbf{X}\| \leq \eta < 1$. Da \mathbf{X} über $\mathbf{X} = \mathbf{I} - \alpha\mathbf{R}$ bzw. $\mathbf{X} = \mathbf{I} - \alpha(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{I})$ gegeben ist, wird nun auch klar, dass durch eine geeignete Wahl von α sich der Wert von $\|\mathbf{X}\|$ verringern lässt und man somit ein kleineres η wählen kann. Damit vermindert sich der maximal mögliche Schätzfehler.

Des Weiteren lässt sich über η^i aus (5.49) schlussfolgern, dass asymptotisch gesehen *der Approximationsfehler des PE Detektors mindestens exponentiell mit der Anzahl der Iterationen abfällt*. Damit ist die schnelle Konvergenz des vorgestellten PE Detektors zu dem Dekorrelierenden bzw. dem MMSE Multiuser Detektor gezeigt.

5.7 Vergleich des Rechenaufwands

Abschließend soll auf Basis der Korrelationsmatrix der Rechenaufwand für den PE Detektor abgeschätzt und mit dem des zu approximierenden Dekorrelierenden bzw. MMSE Multiuser Detektors verglichen werden. Dabei wird hier von der bisher verwendeten \mathcal{O} -Notation, die nur die *Ordnung* des Rechenaufwands angibt, zu einem Zählen der Additionen und der Multiplikationen übergegangen. Es werden nur die vier Grundrechenoperationen berücksichtigt und es wird nicht zwischen Addition und Subtraktion bzw. zwischen Multiplikation und Division unterschieden. Allerdings wird berücksichtigt, dass komplexe Multiplikationen aus vier reellen Multiplikationen und zwei reellen Additionen bestehen bzw. dass komplexe Additionen aus zwei reellen Additionen bestehen. Man erhält dadurch die Anzahl der Floating Point Operations (FLOPs).

Im Folgenden wird der Rechenaufwand des PE Detektors mit dem des zu approximierenden Dekorrelierenden Multiuser Detektors verglichen. Für die Approximation des MMSE Multiuser Detektors benötigt man für diesen und für den PE Detektor nur unwesentlich mehr Operationen - auf eine getrennte Betrachtung wird deswegen verzichtet.

Der Rechenaufwand für den PE Detektor wird durch die folgenden beiden Operationen bestimmt:

- Abschätzung der Eigenwerte (vgl. Abschnitt 5.4)
- Berechnung der einzelnen Iterationen in (5.10)

Für die *Abschätzung der Eigenwerte* nach (5.37) und (5.38) erhält man wegen der Symmetrie der Matrix $(N - 2) \cdot N/2$ Additionen für das Aufsummieren der Nebendiagonalelemente und jeweils N Additionen für die Berechnung der N unteren bzw. oberen Intervallsgrenzen. Insgesamt sind also $N^2/2 + N$ komplexe Additionen oder $N^2 + 2N$ reelle Additionen notwendig. Die Berechnung von $\alpha = 2/(\lambda_{\min}(\mathbf{R}) + \lambda_{\max}(\mathbf{R}))$ erfordert noch eine weitere reelle Addition und eine reelle Multiplikation.

Für die *Berechnung der einzelnen Iterationen* wird

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i + 1) &= \alpha \mathbf{y}_{\text{MF}} + (\mathbf{I} - \alpha \mathbf{R}) \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i) \\ &= \alpha \mathbf{y}_{\text{MF}} + \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i) - \mathbf{R} \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i) \alpha\end{aligned}\quad (5.50)$$

ausgewertet. Dabei kann der Vorfaktor α bei $\alpha \mathbf{y}_{\text{MF}}$ (und nur da!) weggelassen werden, da dies nur zu einer Skalierung der geschätzten Symbole führt, vgl. (5.8). Für (5.50) erhält man somit N^2 komplexe Multiplikationen ($\mathbf{R} \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i)$) und $2N$ reelle Multiplikationen (Skalierung mit α). Zudem erhält man $N(N - 1)$ komplexe Additionen ($\mathbf{R} \hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i)$) und $2N$ komplexe Additionen für das Aufaddieren der drei Vektoren in (5.50).

Tabelle 5.1 fasst die Anzahl der Operationen zusammen. Dabei wurden komplexe Operationen in reelle umgerechnet und zum Vergleich die Anzahl der reellen Operationen für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor aus [33] entnommen. Für diesen Detektor wurde hier die besonders aufwandsarme Berechnung über die Cholesky-Zerlegung [59] gewählt, welche die Symmetrie der Korrelationsmatrix gezielt ausnutzt und damit eine signifikante Aufwandsreduzierung erzielt. Für große N hat man einen um den Faktor sechs geringeren Aufwand als bei der allgemeinen Matrixinversion.

Im Vergleich zwischen beiden Empfängern erkennt man dass sich deren Rechenkomplexität im Wesentlichen durch den zusätzlich für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor benötigten Term dritter Ordnung unterscheidet. Damit ergibt sich für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor, besonders für große Matrizen, eine nur noch schwer zu bewältigende Anzahl an Rechenoperationen. Demgegenüber verzeichnet der PE Detektor bei wachsender Matrixdimension nur einen moderaten Anstieg an Rechenoperationen.

Die Hinzunahme der in Abschnitt 5.5.3 vorgestellten Transformation zur Verbesserung der Near-Far Resistenz führt zu zwei weiteren Matrix-Vektor Multiplikationen. Diese ergeben aber, wegen der Diagonalgestalt der reellen Matrix \mathbf{D} , die

Empfänger	Dekorrelierender Detektor (über Cholesky-Zerlegung)	PE Multiuser Detektor (approx. des Dek.)
Reelle Additionen (einmalig)	$\frac{1}{3}N^3 + 2N^2 - \frac{7}{3}N$	$N^2 + 2N + 1$
Reelle Multiplikationen (einmalig)	$N^3 + 6N^2 - N$	1
Reelle Additionen pro Iteration)	–	$4N^2 + 2N$
Reelle Multiplikationen (pro Iteration)	–	$4N^2 + 2N$
Gesamtzahl an Operationen (FLOPs)	$\frac{4}{3}N^3 + 8N^2 - \frac{10}{3}N$	$N^2 + 2N + 2 + N_{\text{Iter}}(8N^2 + 4N)$

Tabelle 5.1 Vergleich der Rechenoperationen für den Dekorrelierenden Multiuser Detektor und den PE Detektor, der den Dekorrelierenden Multiuser Detektor approximiert

mit einem komplexwertigen Vektor multipliziert wird, nur $2 \cdot 2N$ reelle Multiplikationen. Somit steigt der Rechenaufwand des PE Detektors bei Nutzung der verbesserten Near-Far Resistenz nur geringfügig.

5.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde der spezielle Ansatz des PE Multiuser Detektors, welcher den Dekorrelierenden bzw. den MMSE Multiuser Detektor approximiert, betrachtet. Der PE Detektor zeichnet sich vor allem durch einen geringen Rechenaufwand aus. Im Gegensatz zu der mit der dritten Potenz der Korrelationsmatrixdimension ansteigenden Komplexität des Dekorrelierenden bzw. des MMSE Multiuser Detektors, besitzt der PE Multiuser Detektor nur eine Komplexität welche quadratisch mit der Matrixdimension wächst.

Bei den Betrachtungen zum PE Detektor in diesem Kapitel wurde zuerst dessen Konvergenzbereich angegeben. Damit der Detektor auch innerhalb dieses Konvergenzbereiches liegt, muss eine Normierung über den Faktor α vorgenommen werden. Die über die Normierung zu erfüllende Konvergenzbedingung wird dabei von dem maximalen Eigenwert der Korrelationsmatrix bestimmt. Allerdings liegt der maximale Eigenwert der Matrix am Empfänger nicht vor und eine exakte Berech-

nung dieses Wertes erfordert einen sehr hohen Rechenaufwand (proportional zur dritten Potenz der Matrixdimension). Die Möglichkeit der oberen Abschätzung des Eigenwertes über die Spur-Operation bietet ein einfaches Verfahren, mit dem man die Konvergenz des PE Detektors gewährleisten kann.

Neben der Konvergenz an sich spielt zudem noch die Konvergenzgeschwindigkeit des Detektors eine entscheidende Rolle. Eine hohe Konvergenzgeschwindigkeit gewährleistet, dass der Approximationsfehler des PE Multiuser Detektors bereits nach wenigen Iterationen sehr klein wird. Demgemäß wurde gezeigt, wie der Normierungsfaktor des PE Detektors zu wählen ist, damit nicht nur die Konvergenzbedingung erfüllt, sondern auch eine hohe Konvergenzgeschwindigkeit erreicht wird. Um diesen optimalen Normierungsfaktor zu erreichen, ist allerdings die Kenntnis des maximalen und des minimalen Eigenwertes der Korrelationsmatrix erforderlich. Eine Abschätzung des maximalen Eigenwertes über die Spur-Operation ist zwar prinzipiell möglich, aber wegen der hohen Ungenauigkeit (und der daraus resultierenden starken Absenkung der Konvergenzgeschwindigkeit) nicht sinnvoll.

Um eine möglichst hohe Konvergenzgeschwindigkeit zu erzielen, wurde im Rahmen dieser Arbeit eine Abschätzung vorgeschlagen, die auf einer Modifikation des Satzes von Gershgorin beruht. Damit erhält man sowohl eine Abschätzung des minimalen als auch des maximalen Eigenwertes. Es wurde zudem gezeigt, dass diese Abschätzung besonders genau ist, falls eine diagonaldominante Matrix, wie im Falle von CDMA Systemen üblich, vorliegt. Ferner wurde die Abschätzung so gewählt, dass die für die Konvergenzgeschwindigkeit entscheidende Summe aus minimalem und maximalem Eigenwert besonders gut approximiert wird. Dazu wurde für den minimalen Eigenwert eine *untere* und für den maximalen Eigenwert eine *obere* Abschätzung ausgewählt. Diese Wahl führt zu einem teilweisen Herausmitteln des Schätzfehlers, wodurch eine weitere Erhöhung der Konvergenzgeschwindigkeit erreicht wird.

Des Weiteren wurde das Konvergenzverhalten des PE Multiuser Detektors in einem Near-Far Szenario betrachtet. Dabei stellte sich heraus, dass die Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors bei stark unterschiedlichen Empfangsleistungen der einzelnen Nutzersignale wegen der erhöhten Eigenwertstreuung abnimmt. Um diesem Verhalten entgegen zu wirken, wurde eine Near-Far Transformation vorgeschlagen, die die Eigenwertstreuung erheblich absenken kann und damit eine hohe Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors gewährleistet.

Danach wurde die Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors analytisch be-

trachtet und festgestellt, dass der Approximationsfehler des Detektors exponentiell mit der Anzahl der Iterationen abfällt und somit bereits mit wenigen Iterationen eine gute Approximation des Dekorrelierenden bzw. des MMSE Multiuser Detektors erreicht wird. Abschließend wurde noch der Rechenaufwand des PE Detektors mit dem des zu approximierenden Detektors verglichen. Dabei zeigte sich für den PE Detektor, dass er eine erheblich geringere Anzahl an Rechenoperationen benötigt.

Der in dieser Arbeit vorgeschlagene spezielle PE Multiuser Detektor mit genauer Eigenwertabschätzung ist flexibel einsetzbar. Da keine Einschränkungen hinsichtlich der Korrelationsmatrix gemacht wurden, kann das Verfahren sowohl im Up- als auch im Downlink verwendet werden. Zudem wurde nur die Struktur einer Korrelationsmatrix vorausgesetzt. Da sich aber die verschiedensten nachrichtentechnischen Systeme über eine solche Korrelationsmatrix beschreiben lassen, wie in [29] ausführlich gezeigt wurde, kann das Verfahren prinzipiell auch auf andere Systeme, wie z. B. Multiple Input Multiple Output (MIMO) Systeme oder Multi-Carrier-CDMA (MC-CDMA) Systeme übertragen werden. Letztere bieten zudem eine in der Regel stark diagonaldominante Struktur, die sich wiederum günstig auf das Konvergenzverhalten des PE Detektors auswirkt.

Der Aspekt der Verkettung von Kanalcodierung mit dem Multiuser Detektor bietet eine weitere interessante Perspektive zur Verbesserung des Verfahrens. Dabei könnte man über ein Gütemaß für die Ein- bzw. Ausgangssignale des PE Multiuser Detektors das Signal nach dem Detektor wieder zurückkoppeln. Durch die gezielte Verknüpfung der Multiuser Detektion mit der Kanalcodierung lassen sich somit weitere Verbesserungen erzielen.

6 Simulationsergebnisse

In diesem Kapitel werden verschiedene Simulationsergebnisse für den im Kapitel 5 diskutierten PE Detektor präsentiert. Dabei wurden alle Simulationen mit dem in Abschnitt 3.3 erläuterten UTRA-TDD Standard (3,84 Mchip/s Option) durchgeführt. Hierbei wurde der im Standard vorgesehene Übertragungsmodus ohne Kanalcodierung gewählt und eine perfekte Kanalschätzung über die Midamble angenommen. Die Spreizcodelänge wurde in allen Simulationen für alle Nutzer einheitlich auf 16 gesetzt und die Eingangssequenzlänge der Multiuser Detektoren betrug 256 chip. Die mittlere Empfangsleistung aller Nutzersignale war, sofern nicht anders angegeben, gleich.

Bei den folgenden Simulationen wird der PE Multiuser Detektor mit verschiedenen anderen Empfängern verglichen. Für alle Simulationen diente der Matched Filter Singleuser Empfänger und der Empfänger den der PE Detektor approximiert (Dekorrelierender bzw. MMSE Multiuser Detektor) als Referenz. Zudem wurden je nach Simulationsszenario noch weitere Referenzkurven als Vergleich hinzugenommen.

Als Kanalmodell wurde jeweils eine der beiden folgenden Möglichkeiten berücksichtigt. Entweder wurde ein zeitinvarianter, normierter 4-Tap Mehrwegekanal oder der zeitvariante Vehicular A Kanal (vgl. Anhang A) verwendet. Beim Zweiten kann es wegen der Zeitvarianz des Kanals zu Unterschieden zwischen der im Empfänger verwendeten Kanalimpulsantwort und der tatsächlichen Kanalimpulsantwort kommen. In allen Simulationen wurde zwar eine perfekte Kanalschätzung vorausgesetzt, allerdings wird pro Slot nur *eine* Kanalschätzung in der Midamble durchgeführt. Die tatsächliche Kanalimpulsantwort kann sich also in den zeitlich von der Midamble getrennten Datenfeldern (vgl. Abschnitt 3.3.2) bereits verändert haben.

Bei beiden Kanalmodellen wurde noch Additives Weißes Gaußsches Rauschen (AWGN) auf das Signal addiert. Dabei bezeichnet E_b/N_0 die Energie pro bit zu Rauschleistungsdichte.

Tabelle 6.1 gibt einen Überblick über die in den folgenden Abschnitten betrachteten Szenarien.

Teile der folgenden Simulationen wurden so oder in abgewandelter Form im Rahmen dieser Arbeit bereits in [45], [46], [47] bzw. [48] veröffentlicht.

Abschnitt	Approx. des Dek. bzw. des MMSE MUD	Uplink / Downlink	Anzahl der Nutzer	Kanalmodell
6.1	MMSE MUD	Uplink	8	Zeitinvariant
	Dek. MUD	Uplink	8	Zeitinvariant
6.2	MMSE MUD	Downlink	8	Zeitinvariant
6.3	MMSE MUD und Gauß-Seidel	Uplink	8	Zeitinvariant
6.4	MMSE MUD	Uplink	12	Zeitinvariant
	MMSE MUD	Uplink	16	Zeitinvariant
6.5	MMSE MUD	Uplink	8	Zeitvariant
	MMSE MUD	Downlink	8	Zeitvariant
6.6	Dek. MUD (Near-Far Szenario)	Uplink	8	Zeitinvariant

Tabelle 6.1 Übersicht der in diesem Kapitel betrachteten Szenarien für den PE Multiuser Detektor (MUD)

6.1 Approximation des Dekorrelierenden und des MMSE Multiuser Detektors

In diesem Abschnitt soll gezeigt werden wie sich der PE Detektor bei Approximation des Dekorrelierenden bzw. des MMSE Multiuser Detektors verhält. Dazu wird der im Rahmen dieser Arbeit vorgeschlagene PE Detektor auf Basis der Eigenwertabschätzung über die modifizierte Gershgorinabschätzung verwendet (in den folgenden Bildern als „PE Mod.“ bezeichnet). Der Normierungsfaktor α wurde dabei nach den im Abschnitt 5.3.4 hergeleiteten Formeln berechnet. Als Vergleich zum „PE Mod.“ dient, neben dem zu approximierenden Multiuser Detektor („Dek. MUD“ bzw. „MMSE MUD“), auch der Matched Filter Empfänger („MF Empfänger“). Des Weiteren werden die Ergebnisse des PE Detektors auf Basis der Abschätzung über die Spur (vgl. Abschnitt 5.3.2) gezeigt („PE Spur“). Um die Güte der Eigenwertabschätzung zu beurteilen, wird noch ein PE Detektor, dem die tatsächlichen Eigenwerte zur Verfügung stehen, angeführt („PE Ref.“). Wegen des hohen Rechenaufwands zur Berechnung der Eigenwerte kann dieser Detektor allerdings nur als Referenz gesehen werden. Je nachdem, wie weit die Bitfehlerraten des „PE Mod.“ und des „PE Ref.“ auseinander liegen, lassen sich Rückschlüsse über die Genauigkeit der Eigenwertabschätzung ziehen. Liegen die Bitfehlerraten

dicht beieinander, so liegt eine für den PE Detektor hohe Güte der Eigenwertabschätzung vor, da eine weitere Verbesserung der Abschätzung nur noch zu einem geringen Absenken der Bitfehlerrate führen kann.

Bild 6.1 zeigt die Bitfehlerrate (BER) des PE Detektors bei Approximation des

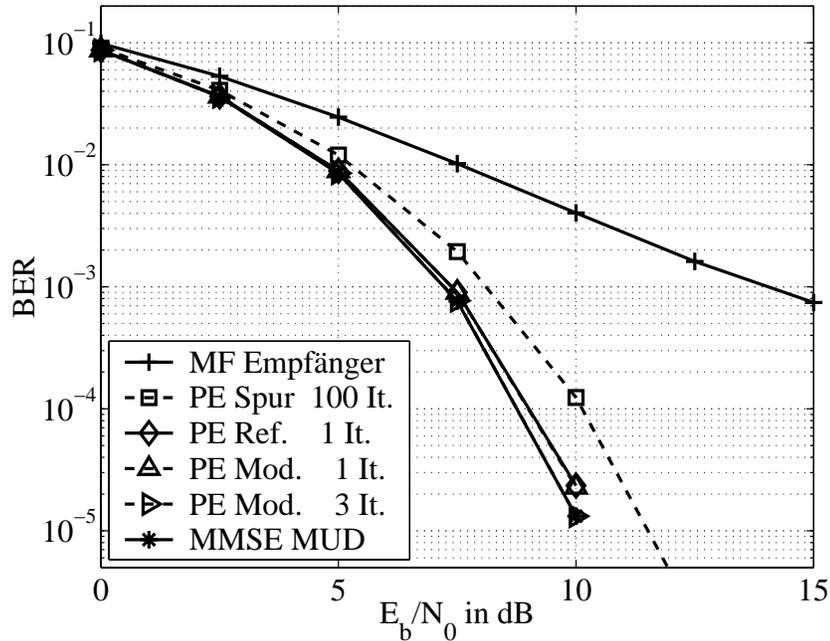


Bild 6.1 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors (*Approx. des MMSE Multiuser Detektors*) in einem 8 Nutzer UTRA-TDD System (Spreizfaktor 16) mit einem zeitinvarianten 4-Tap Mehrwegekanal im Uplink

MMSE Multiuser Detektors im Uplink (8 Nutzer) mit dem zeitinvarianten Mehrwegekanalmodell. Dabei ist zu erkennen, dass der PE Detektor, basierend auf der Abschätzung über die Spur Operation, nur sehr langsam konvergiert und bei 100 Iterationen immer noch nicht die Bitfehlerraten des MMSE Multiuser Detektors erreicht hat. Dieses langsame Konvergenzverhalten war bereits im letzten Kapitel vorhergesagt worden und liegt darin begründet, dass die Spur Operation den maximalen Eigenwert drastisch überschätzt und damit der Kreis, der die Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors bestimmt, sehr groß wird. Anders sieht es bei dem in dieser Arbeit vorgeschlagenen „PE Mod.“ aus, der die Eigenwerte wesentlich genauer schätzt. Bereits nach einer Iteration ist dessen Ergebnis dicht an dem des „MMSE MUD“; nach drei Iterationen sind die Bitfehlerraten beider Detektoren kaum noch zu unterscheiden. Die hohe Genauigkeit der Eigenwertabschätzung wird beim Vergleich des „PE Mod. 1 It.“ mit dem „PE Ref. 1It.“ klar. Obwohl dem

„PE Ref.“ die exakten Eigenwerte vorliegen, ist dessen Bitfehlerrate nicht erkennbar besser (Kurven liegen aufeinander). D. h. die vorgeschlagene Abschätzung der Eigenwerte bringt in diesem Szenario keinen sichtbaren Verlust an Konvergenzgeschwindigkeit gegenüber der exakten Lösung.

Zur Veranschaulichung des Konvergenzverhaltens wurde in Kapitel 5 mehrmals die Eigenwertverteilung der Korrelationsmatrix des PE Detektors herangezogen. Zum Vergleich zeigt nun Bild 6.2 die Eigenwertverteilung der normierten Korrelationsmatrix des bei den Simulationen in Bild 6.1 verwendeten „PE Mod.“¹. Dabei wurde

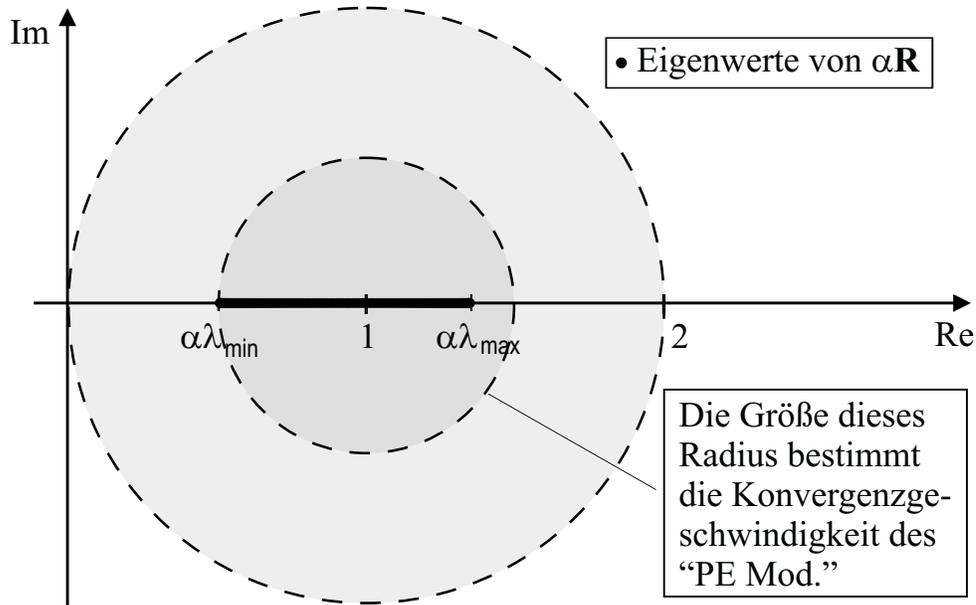


Bild 6.2 Eigenwertverteilung des „PE Mod.“ nach Normierung mit dem über (5.43) bestimmten Normierungsfaktor. Dadurch, dass die Eigenwerte sehr dicht beieinander liegen, sind sie im Bild nur als schwarzer Balken zu erkennen

der Normierungsfaktor α über die geschätzten Eigenwerte nach (5.43) bestimmt. Im Bild 6.2 ist zu erkennen, dass die Eigenwerte sehr gleichmäßig und sehr dicht in einem Intervall verteilt sind. Die vorgeschlagene Eigenwertabschätzung führt zu einer leichten Überschätzung des optimalen Normierungsfaktors. Dies hat, wie die Simulationsergebnisse in Bild 6.1 zeigen, jedoch keinen sichtbaren Einfluss auf die Konvergenzgeschwindigkeit.

Bild 6.3 zeigt die Simulationsergebnisse bei Approximation des Dekorrelierenden Multiuser Detektors. Der Verlauf der Bitfehlerraten ist sehr ähnlich zu dem in Bild

¹Um eine vom E_b/N_0 unabhängige Darstellung zu erhalten, wurde σ^2 gleich Null gesetzt (dies hat keinerlei Einfluss auf die Eigenwertabschätzung)

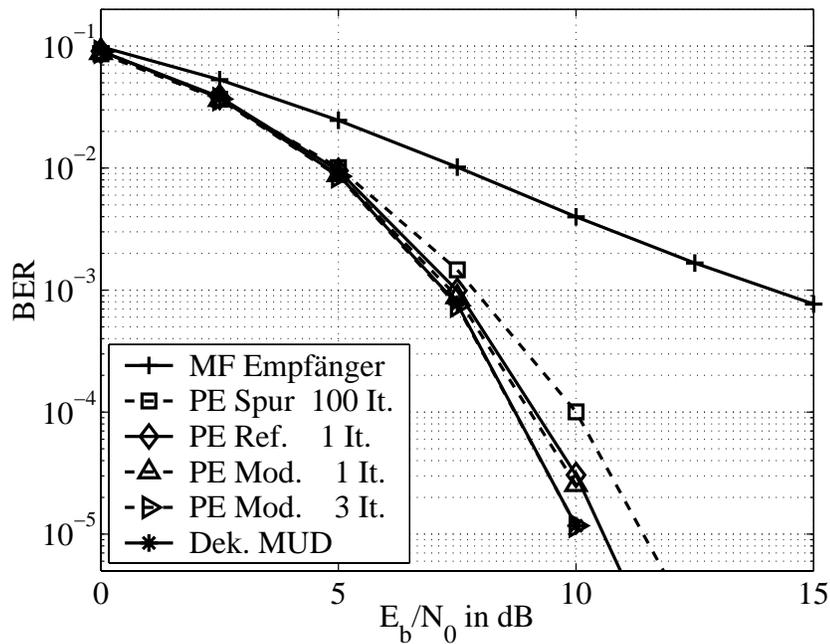


Bild 6.3 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors (*Approx. des Dekorrelierenden Multiuser Detektors*) in einem 8 Nutzer UTRA-TDD System (Spreizfaktor 16) mit einem zeitinvarianten 4-Tap Mehrwegekanal im Uplink

6.1 und die in diesem Zusammenhang getroffenen Aussagen, einschließlich der Eigenwertverteilung aus Bild 6.2, gelten hier entsprechend. Dies trifft auch für die im Folgenden betrachteten Szenarien zu. Deshalb wird im weiteren Verlauf auf eine getrennte Darstellung der beiden Approximationsmöglichkeiten verzichtet.

6.2 Verhalten im Downlink

Im UTRA-TDD Standard weisen der Up- und der Downlink sehr starke Symmetrien auf. Für den Empfänger ergibt sich der größte Unterschied deshalb nicht durch den Standard sondern durch die Tatsache, dass im Downlink alle Signale den selben Weg zurückgelegt und damit auch den selben Kanal erfahren haben. Im Downlink ist damit, im Gegensatz zum Uplink, die berücksichtigte Kanalimpulsantwort aller Teilnehmer gleich. Bild 6.4 zeigt den Verlauf der Bitfehlerrate bei Approximation des MMSE Multiuser Detektors. Der „PE Mod.“ weist auch im Downlink die bereits im Uplink beobachtete (vgl. Bild 6.1) schnelle Konvergenz und die gute Abschätzung der Eigenwerte auf. Wegen der vergleichbaren Ergebnisse wird im Folgenden, mit Ausnahme des im Abschnitt 6.5 dargestellten Szenarios, auf eine

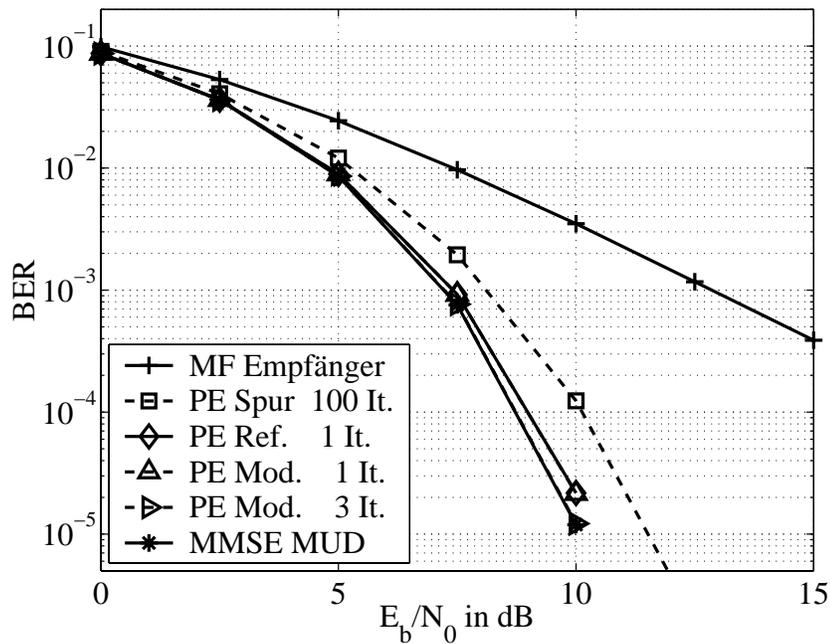


Bild 6.4 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors in einem 8 Nutzer UTRA-TDD System (Spreizfaktor 16) mit einem zeitinvarianten 4-Tap Mehrwegekanal im *Downlink*

gesonderte Betrachtung des Downlinks verzichtet. Zudem ist der Uplink durch die unterschiedlichen Kanalimpulsantworten die wohl anspruchsvollere Herausforderung an einen Multiuser Detektor.

6.3 Vergleich zum Gauß-Seidel Verfahren

In dieser Arbeit wurde eine Möglichkeit gezeigt, wie sich der Dekorrelierende bzw. der MMSE Multiuser Detektor über den PE Detektor approximieren lassen und man somit die Matrixinversion umgehen kann. Alternativ könnte man allerdings auch die Invertierung der Matrix über ein Näherungsverfahren aus der Mathematik durchführen. Als besonders leistungsfähig gilt hier im Allgemeinen das Gauß-Seidel Verfahren [15], das auch wegen eines sehr ähnlichen Rechenaufwands einen fairen Vergleich zum PE Detektor bietet.

In Bild 6.5 ist der Verlauf der Bitfehlerraten des MMSE Multiuser Detektors mit Matrixinversion nach Gauß-Seidel („Gauß-S.“) und des „PE Mod.“ zu sehen. Man erkennt, dass der auf dem Gauß-Seidel Verfahren beruhende Detektor nach drei It-

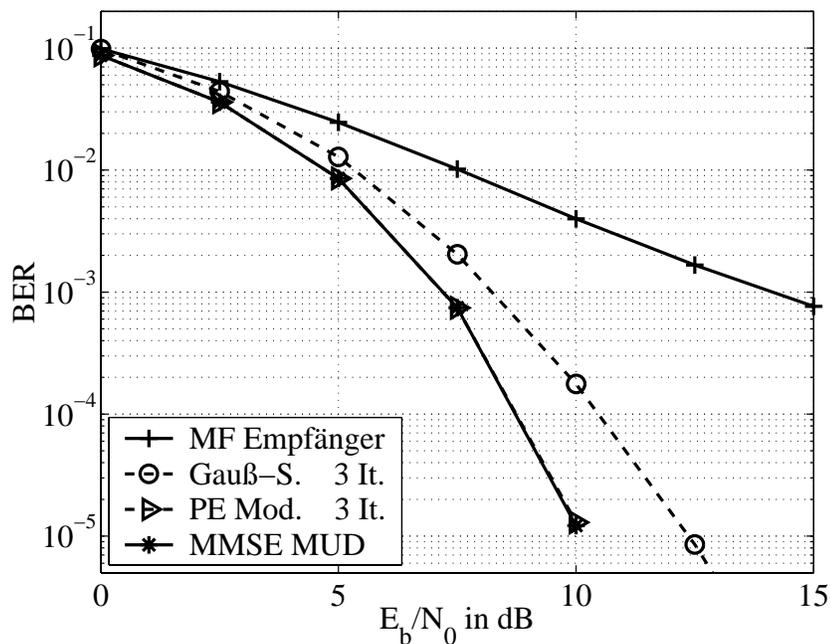


Bild 6.5 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors in einem 8 Nutzer UTRA-TDD System (Spreizfaktor 16) mit einem zeitinvarianten 4-Tap Mehrwegekanal im Uplink zum Vergleich zum MMSE Multiuser Detektor mit Matrixinversion nach *Gauß-Seidel*

rationen, im Gegensatz zum „PE Mod.“, noch nicht gegen die Lösung des „MMSE MUD“ konvergiert. Der „PE Mod.“ besitzt somit ein merklich höhere Konvergenzgeschwindigkeit als der Ansatz über das Gauß-Seidel Verfahren. Das bessere Konvergenzverhalten des „PE Mod.“ lässt sich über dessen gezielte Ausnutzung der Matrixstruktur erklären.

6.4 Verhalten bei hoher Teilnehmerzahl

In den bisherigen Simulationen wurden UTRA-TDD Systeme mit 8 Nutzern betrachtet. Um zu erfahren welche Auswirkung die Anzahl der Nutzer auf den Verlauf der Bitfehlerrate des „PE Mod.“ hat, soll im Folgenden die Nutzerzahl erhöht werden. Bild 6.6 zeigt ein UTRA-TDD System mit 12 Nutzern. Klar zu erkennen ist, dass der Verlauf der Bitfehlerrate für den MF Empfänger deutlich schlechter geworden ist, was in der zusätzlichen MAI begründet liegt. Dagegen verschlechtern sich die Ergebnisse des „PE Mod.“ mit drei Iterationen nur geringfügig. Dass überhaupt eine Verschlechterung für den „PE Mod.“ vorliegt ist nicht weiter verwunderlich,

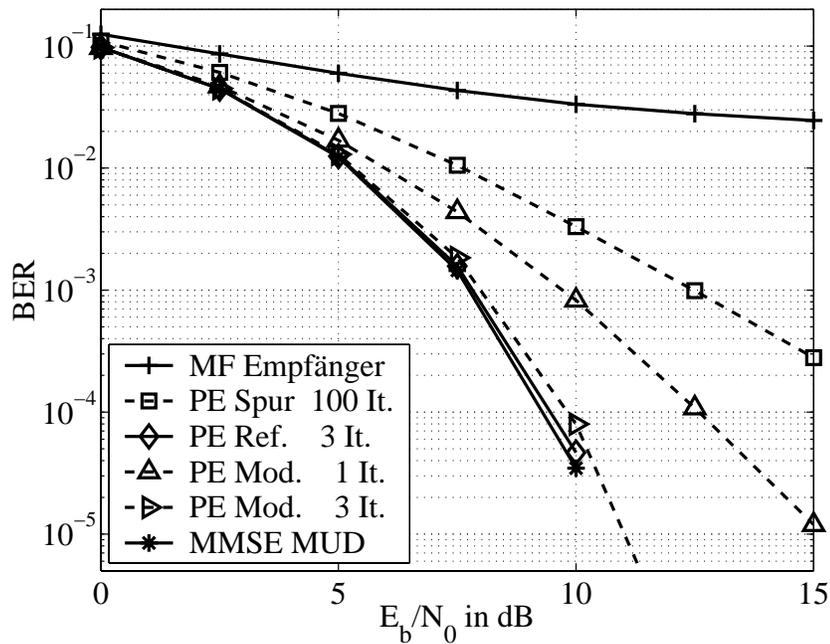


Bild 6.6 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors in einem *12 Nutzer* UTRA-TDD System (Spreizfaktor 16) mit einem zeitinvarianten 4-Tap Mehrwegekanal im Uplink

da dieser den MF Empfänger als Rekursionsstart nutzt (vgl. Abschnitt 5.2). Der Verlust für den „PE Mod.“ fällt deswegen geringer aus, weil dieser asymptotisch den „MMSE MUD“ approximiert und sich damit mit steigender Iterationsanzahl auch deren Bitfehlerraten annähern.

In Bild 6.7 sind nun noch die Ergebnisse für ein mit 16 Nutzern voll ausgelastetes UTRA-TDD System zu sehen. Auch hier führt die zusätzliche Anzahl an Teilnehmern zu einer weiteren leichten Verschlechterung der Ergebnisse für den „PE Mod.“. Während bisher drei Iterationen des „PE Mod.“ für die Konvergenz zum „MMSE MUD“ gereicht hatten ergibt sich nun bei drei Iterationen eine Degradation von ca. 1 dB zum „MMSE MUD“. Um die Konvergenz zu diesem zu erzielen müsste man somit die Anzahl der Iterationen des „PE Mod.“ geringfügig erhöhen.

Für die Genauigkeit der Eigenwertabschätzung lässt sich aus Bild 6.6 bzw. Bild 6.7 folgern, dass diese sich bei Erhöhung der Nutzeranzahl leicht verschlechtert und sich damit die Konvergenzgeschwindigkeit geringfügig gegenüber der optimalen Wahl der Eigenwerte verringert hat (vgl. „PE Mod. 3It.“ zu „PE Ref. 3It.“).

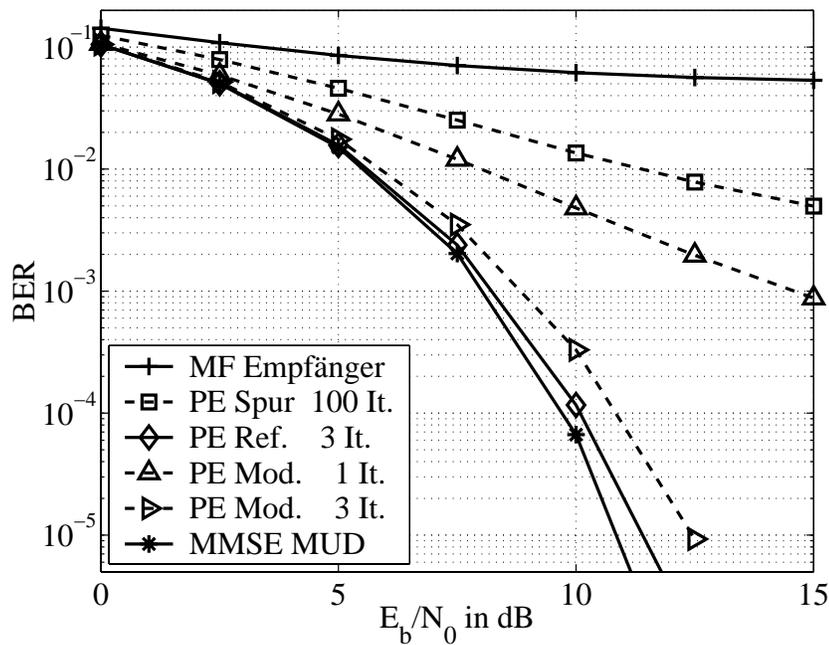


Bild 6.7 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors in einem *16 Nutzer* UTRA-TDD System (Spreizfaktor 16) mit einem zeitinvarianten 4-Tap Mehrwegekanal im Uplink

6.5 Verhalten im Vehicular A Kanal

In diesem Abschnitt soll der PE Detektor in einem Szenario mit einem zeitvarianten Kanalmodell untersucht werden. Hierfür wird das im Anhang A.1 erläuterte Vehicular A Mehrwegekanalmodell verwendet. Dabei wird allen Teilnehmern eine Geschwindigkeit von 50 km/h zugeordnet.

Bild 6.8 zeigt den Verlauf der Bitfehlerrate für die verschiedenen Empfänger. In diesem Szenario erleidet der „PE Mod.“ relativ zum „MMSE MUD“ eine stärkere Degradation als in den vorherigen Szenarien. Dies liegt an der durch den Vehicular A Kanal verursachten höheren Eigenwertstreuung (u.a. wegen Fadingeinbrüchen), die zu einer Vergrößerung des Kreises, der die Konvergenzgeschwindigkeit bestimmt, führt. Damit sinkt die Konvergenzgeschwindigkeit.

In diesem Szenario ergeben sich für den Downlink signifikant andere Ergebnisse als für den Uplink. Deshalb werden diese im Folgenden zusätzlich wiedergegeben. Bild 6.9 zeigt den entsprechenden Verlauf der Bitfehlerrate für den Downlink. Man erkennt, dass die Ergebnisse für den „PE Mod.“ gegenüber dem Uplink merklich besser geworden sind. Dies liegt daran, dass am Downlinkempfänger die Signale

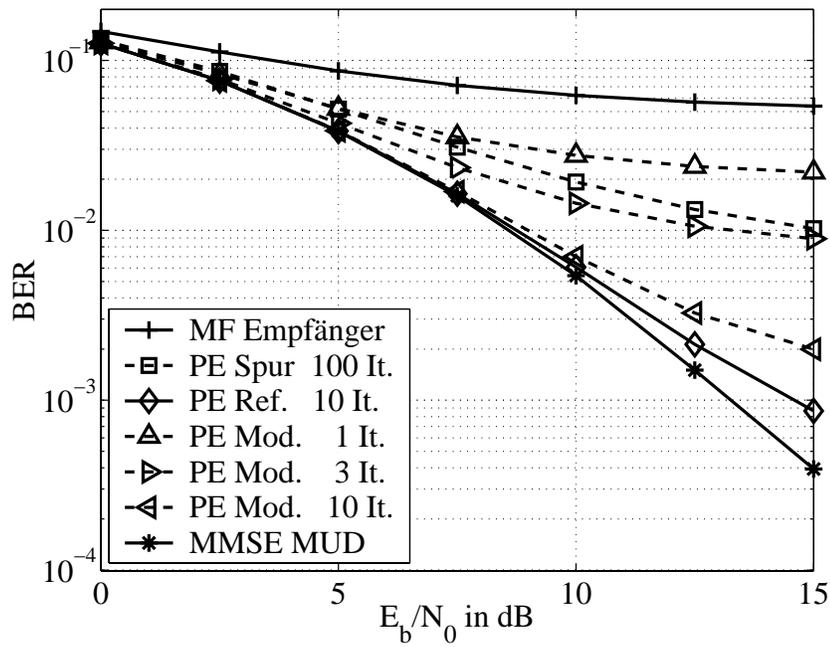


Bild 6.8 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors in einem UTRA-TDD System (Spreizfaktor 16) mit einem *zeitvarianten* Vehicular A Mehrwegekanal im Uplink

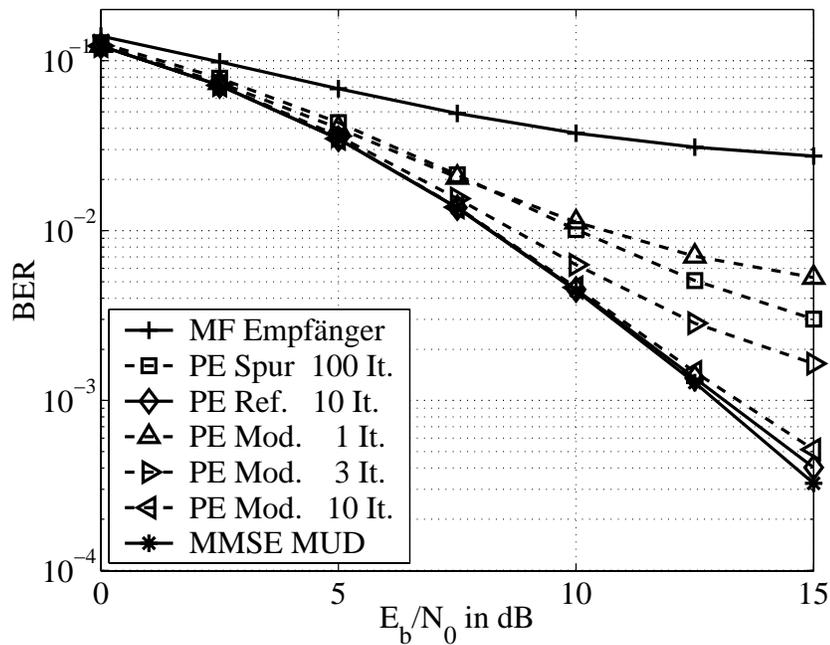


Bild 6.9 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors in einem UTRA-TDD System (Spreizfaktor 16) mit einem *zeitvarianten* Vehicular A Mehrwegekanal im Downlink

aller Nutzer den selben Kanal erfahren haben und sich deshalb die Absolutwerte der Matrixelemente für die verschiedenen Nutzer in der Korrelationsmatrix angleichen (es gibt keine unterschiedlichen Fadingeinbrüche mehr für die verschiedenen Nutzer). Daraus resultiert eine bessere Abschätzung der Eigenwerte (wegen der Angleichung der Gershgorinkreise), aus der auch eine höhere Konvergenzgeschwindigkeit für den „PE Mod.“ folgt.

6.6 Verhalten in einem Near-Far Szenario

Als nächstes wird das Verhalten des PE Detektors in einem Near-Far Szenario untersucht. Dazu wird ein Nutzer betrachtet und dessen Bitfehlerrate für die verschiedenen Empfänger gegenüber dem Near-Far Verhältnis aufgetragen. Das Near-Far Verhältnis bezeichnet dabei das Verhältnis, um das die Leistung *jedes* der anderen Nutzer stärker als die des betrachteten Nutzers ist. Ausgehend von einer gleichen Empfangsleistung aller Nutzer (Near-Far Verhältnis von 0 dB), wird also die Empfangsleistung des betrachteten Nutzers um das Near-Far Verhältnis heruntersetzt, während die Empfangsleistung der anderen Nutzer konstant bleibt.

Für die Simulationen wurde das in Bild 6.3 verwendete Szenario gewählt, da dort der Dekorrelierende Multiuser Detektor verwendet wurde, der sich wegen seiner optimalen Near-Far Resistenz gut als Referenz eignet. Für diesen Detektor ist die Bitfehlerrate deswegen unabhängig vom gewählten Near-Far Verhältnis, wie auch Bild 6.10 zeigt. Des Weiteren erkennt man, dass sich die Bitfehlerraten sowohl beim MF Empfänger als auch beim „PE Spur“ mit zunehmenden Near-Far Verhältnis drastisch verschlechtern. Der „PE Mod.“ ohne Near-Far Normierung erleidet ebenfalls eine deutliche Verschlechterung der Bitfehlerrate, wohingegen der PE Detektor mit der zusätzlichen Near-Far Transformation zur Erhöhung der Near-Far Resistenz („PE Mod+NFR“) sehr gut abschneidet. Bis zu einem Near-Far Verhältnis von 15 dB ergibt sich für den „PE Mod+NFR 3It.“ fast keine Verschlechterung der Bitfehlerrate. Erst bei 20 dB kann man durch eine zusätzliche Erhöhung der Anzahl der Iterationen („PE Mod+NFR 5It.“) einen leichten Gewinn erzielen. Man erkennt also, dass über die in Abschnitt 5.5.1 vorgeschlagene Near-Far Transformation der PE Detektor eine starke Near-Far Resistenz erhält. Des Weiteren ist die Güte der Eigenwertabschätzung auch in diesem Szenario sehr hoch, wie man an dem geringen Abstand zwischen den Kurven des „PE Mod+NFR 3It.“ und des „PE Ref+NFR 3It.“ erkennt.

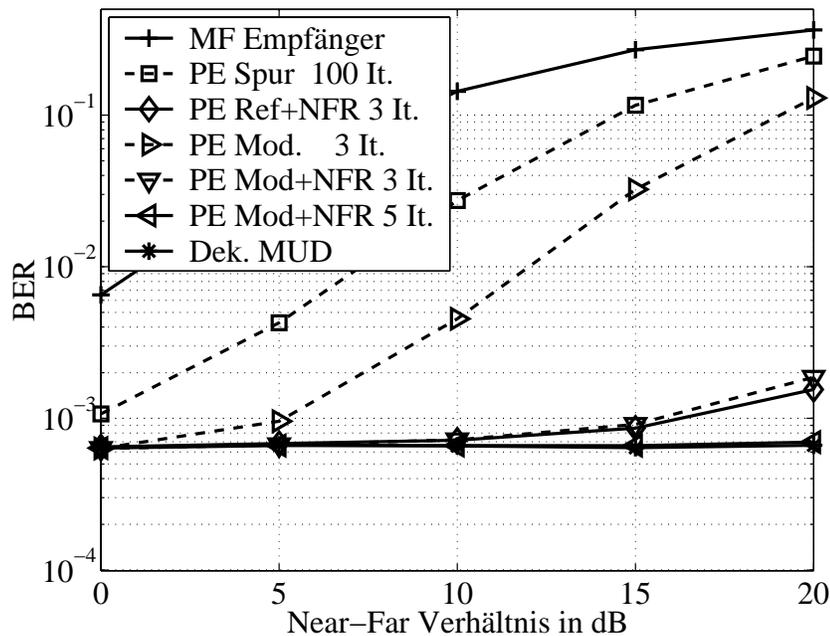


Bild 6.10 Simulationsergebnisse des PE Multiuser Detektors für das in Bild 6.3 angegebene UTRA-TDD System bei einem E_b/N_0 von 7,5 dB für verschiedene Near-Far Verhältnisse

Der Grund für die relativ schlechte Konvergenz des PE Detektors ohne Near-Far Transformation („PE Mod.“) wird bei Betrachtung der Eigenwertstreuung klar. In Bild 6.11 ist die Eigenwertverteilung bei einem Near-Far Verhältnis von 10 dB für den PE Detektor *ohne* Near-Far Transformation aufgezeigt. Wie man erkennen kann, liegen die Eigenwerte sehr weit auseinander. Zudem ist im Near-Far Szenario die Eigenwertabschätzung recht ungenau, was zu einer Überschätzung von α_{opt} um einen Faktor von etwa zwei führt. Durch die hohe Eigenwertstreuung und die Überschätzung des optimalen Normierungsfaktors wird der Kreis der die Konvergenzgeschwindigkeit bestimmt (dunkelgraue Fläche) sehr groß, was zwangsläufig zu einer geringeren Konvergenzgeschwindigkeit führt (vgl. auch Bild 5.11).

Bild 6.12 zeigt nun zum Vergleich die Eigenwertverteilung des PE Detektors *mit* Near-Far Transformation („PE Mod+NFR“). Die Eigenwerte liegen jetzt deutlich dichter beieinander und sind im entsprechenden Intervall weitestgehend gleichverteilt. Außerdem werden die Eigenwerte nun wieder deutlich besser abgeschätzt und man kommt nur zu einer leichten Überschätzung des optimalen Normierungsfaktors. Damit ist der Kreis, der die Konvergenzgeschwindigkeit bestimmt, beim „PE Mod+NFR“ wesentlich kleiner als beim „PE Mod.“. Dies führt zu einer deutlichen

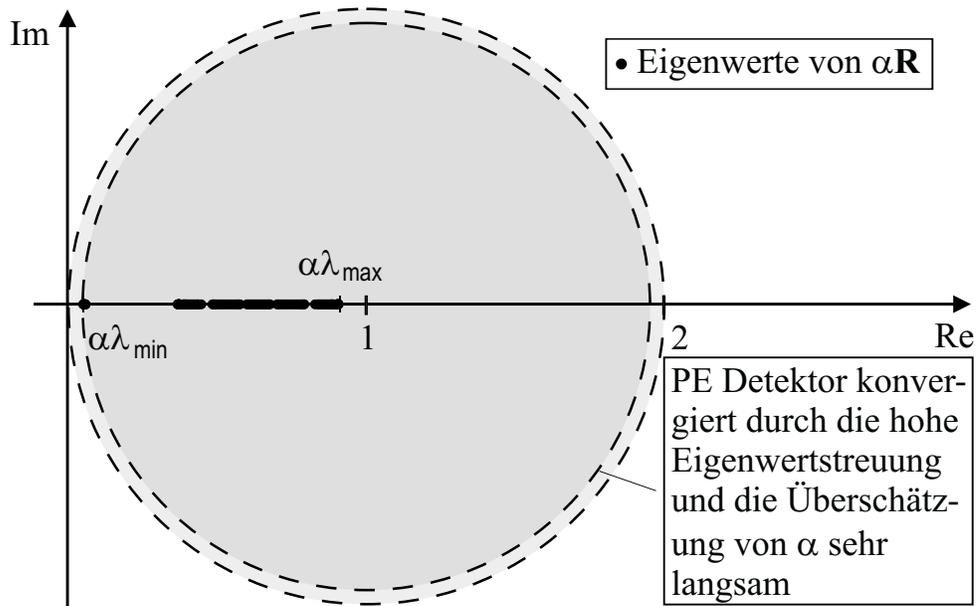


Bild 6.11 Eigenwertverteilung des „PE Mod.“ bei einem Near-Far Verhältnis von 10 dB. Wegen des Near-Far Szenarios nimmt die Eigenwertstreuung der Korrelationsmatrix zu, was zu einer Abnahme der Konvergenzgeschwindigkeit des „PE Mod.“ führt

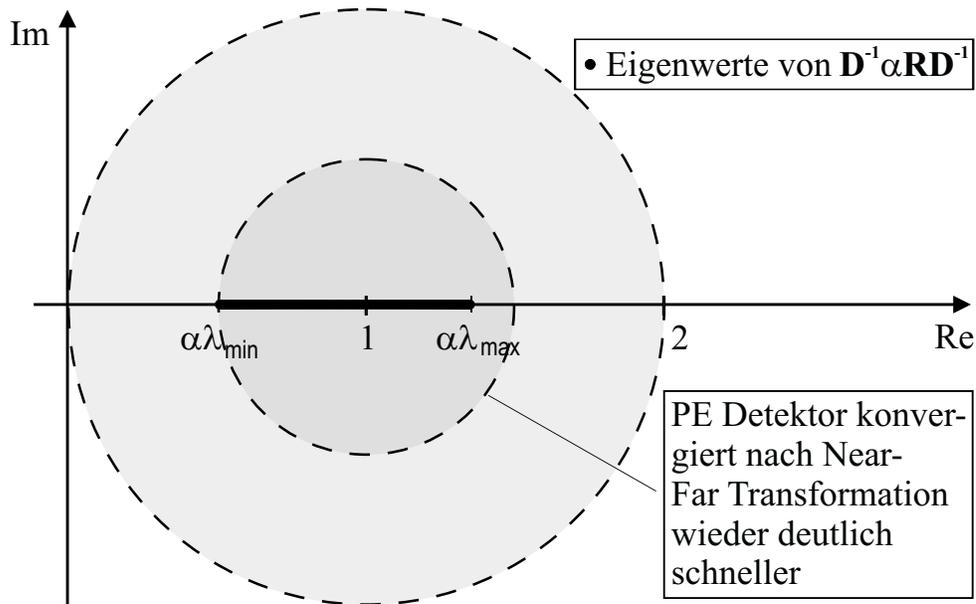


Bild 6.12 Eigenwertverteilung des „PE Mod+NFR“ bei einem Near-Far Verhältnis von 10 dB. Durch die Near-Far Transformation kann man die hohe Eigenwertstreuung aus Bild 6.11 wieder auf ihr ursprüngliches Niveau (Bild 6.2) senken, was zu einer schnellen Konvergenz des „PE Mod+NFR“ führt

Erhöhung der Konvergenzgeschwindigkeit (vgl. auch Bild 5.12).

Mit der vorgeschlagenen Near-Far Transformation erreicht man somit eine geringe Eigenwertstreuung und eine relativ genaue Abschätzung der Eigenwerte. Dies führt zu einer starken Near-Far Resistenz des PE Detektors.

6.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die Simulationsergebnisse für den in dieser Arbeit vorgestellten PE Multiuser Detektor mit modifizierter Gershgorinabschätzung vorgestellt. Dabei zeigt sich, dass die Bitfehlerrate des PE Detektors bereits nach wenigen Iterationen die des wesentlich aufwändigeren Dekorrelierenden bzw. MMSE Multiuser Detektors erreicht. Die schnelle Konvergenz zum approximierten Detektor gilt sowohl im Up- als auch im Downlink. Dabei zeichnet sich im Downlink bei Verwendung des zeitvarianten Vehicular A Kanalmodells eine Verbesserung der Konvergenzgeschwindigkeit des PE Detektors gegenüber dem Uplink ab. Allerdings benötigt der PE Detektor sowohl im Up- als auch im Downlink bei den Simulationen mit dem zeitvarianten Vehicular A Kanalmodell mehr Iterationen als bei den Simulationen mit dem zeitinvarianten Mehrwegekanalmodell. Für letztere ist in der Regel nur eine Iteration notwendig, um sehr nahe an die Bitfehlerrate des zu approximierenden Detektors zu gelangen. Lediglich bei hoher Systemauslastung (Anzahl der Nutzer nahe an der maximal zulässigen Anzahl) reicht eine Iteration nicht mehr aus. Dennoch kann durch eine leichte Erhöhung der Anzahl der Iterationen auch hier wieder eine zum approximierten Detektor vergleichbare Bitfehlerrate erreicht werden.

Der Vergleich des PE Detektors, dessen Eigenwertabschätzung über die Spur Operation erfolgt, mit dem des PE Detektors der die in dieser Arbeit vorgeschlagene Eigenwertabschätzung benutzt, wies eine deutliche Überlegenheit des letzteren auf. Ein weiterer Vergleich mit dem Gauß-Seidel Verfahren zur näherungsweise Berechnung der Inversen der Korrelationsmatrix zeigt ebenfalls eine höhere Konvergenzgeschwindigkeit für den hier vorgeschlagenen PE Detektor.

Die Güte der Eigenwertabschätzung kann, im Rahmen der vom PE Detektor benötigten Genauigkeit, als sehr hoch angesehen werden. Der PE Detektor erreicht dabei sogar fast immer die Bitfehlerrate, die ein PE Detektor mit dem Wissen über die exakten Eigenwerte erzielt. Da diese Rate als untere Fehlerschranke für einen PE De-

tektor mit beliebig genauer Eigenwertabschätzung gesehen werden kann, lässt sich aus den in der Regel sehr dicht an dieser Schranke liegenden Ergebnissen, welche man mit der vorgeschlagenen Eigenwertabschätzung erhält, eine sehr hohe Präzision dieses Verfahrens schlussfolgern. Zudem ist der Aufwand dieser Abschätzung relativ gering und führt nur zu einer leichten Erhöhung des PE Detektoraufwands.

Abschließend wurde der PE Detektor noch in einem Near-Far Szenario untersucht. Dabei wurde die Leistung des betrachteten Nutzers heruntergefahren und beobachtet wie sich dessen Bitfehlerraten bei Verwendung der verschiedenen Detektoren verhält. Sowohl der PE Detektor auf Basis der Spur Operation als auch der vorgestellte PE Detektor *ohne* Near-Far Transformation zeigen eine deutliche Verschlechterung der Bitfehlerrate mit zunehmenden Near-Far Verhältnis. Das schlechte Abschneiden des PE Detektors lässt sich allerdings durch die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte Near-Far Transformation beseitigen. Bei Verwendung des PE Detektors mit Near-Far Transformation erhält man für diesen für weite Bereiche des Near-Far Verhältnisses eine konstante Bitfehlerrate und damit eine hohe Near-Far Resistenz.

Die Simulationen haben somit die hohe Konvergenzgeschwindigkeit und die genaue Abschätzung der Eigenwerte des hier vorgeschlagenen PE Detektors gezeigt. Der Detektor kann in einen weiten Bereich von Anwendungsszenarien verwendet werden und erreicht dabei, bei deutlich geringerem Rechenaufwand, eine zum Dekorelierenden bzw. MMSE Multiuser Detektor vergleichbare Dekodierfähigkeit.

A UMTS Kanalmodelle

Im Folgenden sollen die drei Kanalmodelle „Vehicular A“, „Vehicular B“ und „Indoor to Outdoor and Pedestrian A“ [17] näher beschrieben werden. Die Kanalmodelle beruhen im Wesentlichen auf dem im Abschnitt 2.3.4 vorgestellten Tapped Delay Line Modell. Dabei entspricht die Verzögerungszeit der einzelnen Pfade Vielfachen der Chipdauer $T_C \approx 260,4$ ns. Die Koeffizienten der einzelnen Pfade sind unkorreliert und komplex normalverteilt. In den folgenden drei Abschnitten sind die einzelnen Koeffizienten für die drei Kanalmodelle angegeben. Die dargestellte relative Leistung der Koeffizienten gilt nur im Mittel und kann sich von Realisierung zu Realisierung deutlich unterscheiden. Des Weiteren berücksichtigen die Kanalmodelle auch noch das Dopplerspektrum. In den Simulationen wurde dieses, für die ausgewählte Geschwindigkeit, über ein IIR Filter approximiert [14].

A.1 Vehicular A Kanalmodell

Das Vehicular A Kanalmodell setzt sich aus 10 verschiedenen Taps zusammen, wobei der längste Mehrwegpfad um $11 T_C$ oder $2,86 \mu s$ verzögert ist. Die relative Verzögerung der einzelnen Pfade und deren relative mittlere Leistung sind in Bild A.1 zu sehen.

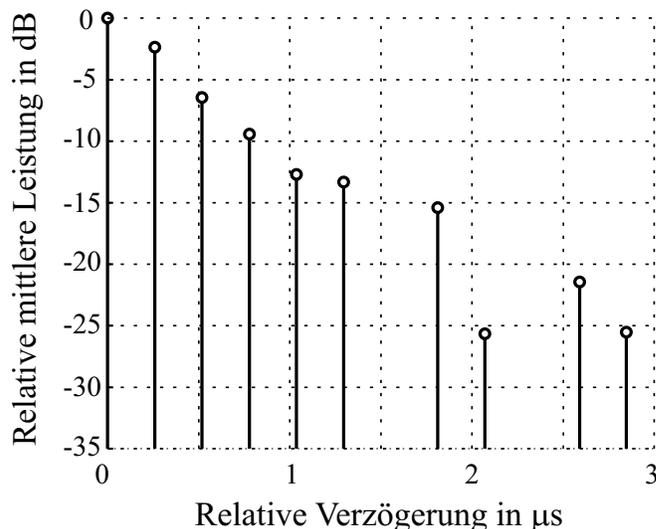


Bild A.1 Mittlere Leistung der einzelnen rayleighverteilten Mehrwegpfade beim Vehicular A Kanalmodell

A.2 Vehicular B Kanalmodell

Das Vehicular B Kanalmodell besitzt Mehrwegepfade mit sehr langen Verzögerungszeiten. Die längste Verzögerungszeit entspricht $82 T_C$ oder $21,35 \mu s$. Insgesamt gibt es bei diesem Kanalmodell 6 von Null verschiedene Taps, deren Verzögerungszeiten und relative mittlere Leistungen in Bild A.2 zu sehen sind.

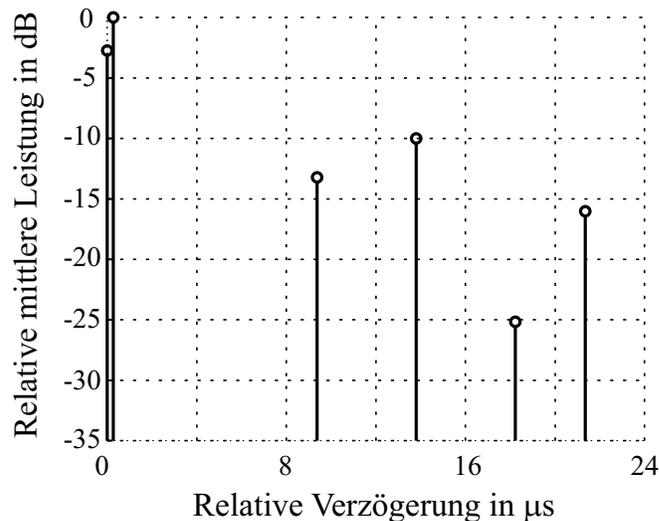


Bild A.2 Mittlere Leistung der einzelnen rayleighverteilten Mehrwegepfade beim Vehicular B Kanalmodell

A.3 Indoor to Outdoor and Pedestrian A Kanalmodell

Das Indoor to Outdoor and Pedestrian A Kanalmodell setzt sich aus 3 Taps zusammen, die um 0, 1 und $2 T_C$, also bis zu $520,8 \text{ ns}$, verzögert sind. Die relative Verzögerung der einzelnen Pfade und deren relative mittlere Leistung sind in Bild A.3 dargestellt.

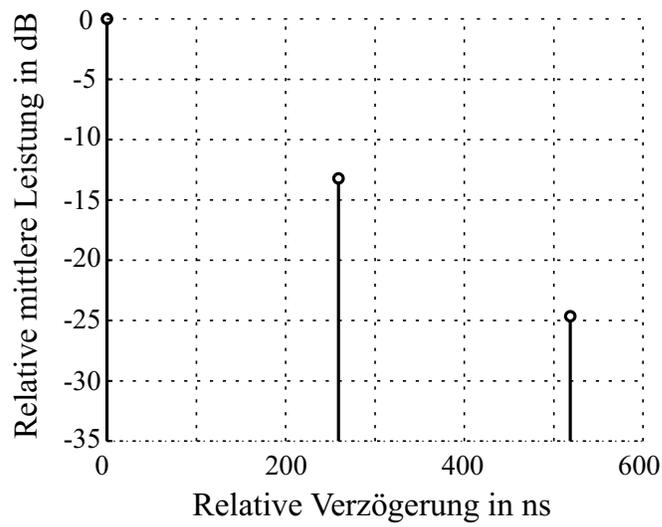


Bild A.3 Mittlere Leistung der einzelnen rayleighverteilten Mehrwegepfade beim Indoor to Outdoor and Pedestrian A Kanalmodell

Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

Abkürzungen

AWGN	Additives Weißes Gaußsches Rauschen
BPSK	Binäre PSK
CDMA	Code Division Multiple Access
CLB	Chip Level Based
CRC	Cyclic Redundancy Check
Dek.	Dekorrelierender
DL	Downlink
DPCCH	Dedicated Physical Control Channel
DPDCH	Dedicated Physical Data Channel
DS-CDMA	Direct-Sequence CDMA
FBI	Feedback Information
FH-CDMA	Frequency Hopping CDMA
FIR	Finite Impulse Response
FLOPs	Floating Point Operations
GSM	Global System for Mobile Communication
HS-DPCCH	High-Speed Dedicated Physical Control Channel
IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000
ISI	Intersymbolinterferenz
It.	Iteration(en)
I-Zweig	Inphasenzweig
LOS	Line Of Sight
LTI	Linear Time Invariant
LTV	Linear Time Variant
MAI	Multiple Access Interference
MAP	Maximum A Posteriori
MAPSE	Maximum A Posteriori Sequence Estimation
MC-CDMA	Multi-Carrier-CDMA
MF	Matched Filter
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation

MMSE	Minimum Mean Square Error
MUD	Multiuser Detektor
OVSF	Othogonal Variable Spreading Factor
PE	Polynomial Expansion
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadratur Amplituden Modulation
QPSK	Quadratur PSK
Q-Zweig	Quadraturphasenzweig
RBF	Radial-Basis Funktionen
SS	Synchronization Shift
SZ	Superzentren
TFCI	Transport Format Combination Indicator
TPC	Transmit Power Control
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
US	Uncorrelated Scattering
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access
UTRA-FDD	UTRA Frequency Division Duplex
UTRA-TDD	UTRA Time Division Duplex
WSS	Wide Sense Stationary
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

Notation

a	Index
a	Variable
\hat{a}	Geschätzter Wert von a
A_{TP}	Tiefpasssignal von A
\mathbf{a}	Vektor
\mathbf{A}	Matrix
$\mathbf{A} = (a_{n,m})$	Elemente einer Matrix
\mathbf{A}^{-1}	Inverse einer Matrix
$\text{diag}\{\cdot\}$	Erzeugt aus einem Vektor eine Diagonalmatrix
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$\text{eig}\{\cdot\}$	Eigenwerte der Matrix
$\text{Im}\{\cdot\}$	Imaginärteil

$\max\{\cdot\}$	Maximum
$\min\{\cdot\}$	Minimum
mod	modulo-Operation
$\mathcal{O}(\cdot)$	Ordnung der Komplexität (\mathcal{O} -Notation)
$p(\cdot)$	Dichte
$P(\cdot)$	Wahrscheinlichkeit
$\operatorname{Re}\{\cdot\}$	Realteil
$\operatorname{Spur}\{\cdot\}$	Spur einer Matrix
$\lambda(\cdot)$	Eigenwert einer Matrix
$\ \cdot\ $	Norm einer Matrix bzw. Betrag eines Vektors
$(\cdot)^H$	Hermiteische eines Vektors oder einer Matrix
$(\cdot)^T$	Transponierte eines Vektors oder einer Matrix
*	Faltungsoperation

Formelzeichen

A	Systemmatrix
A_k	Nutzerspezifische Matrix
$b_{k,n,1}, \dots, b_{k,n,Q+L-1}$	Elemente der kombinierten Kanalimpulsantwort
b_{k,n}	Vektor der kombinierten Kanalimpulsantwort des k -ten Nutzers und des n -ten Symbols
B	Bandbreite
c_0	Lichtgeschwindigkeit
$c_k(t)$	Zeitkontinuierlicher Spreizcode
$c_{k,1}, \dots, c_{k,Q_k}$	Elemente der Teilnehmerspezifischen Spreizfolge
c_c	Spreizcode des DPCCH
c_{d,1}, c_{d,2}, ...	Spreizcode der Datenkanäle
c_{HS}	Spreizcode des HS-DPCCH
c_{OVSF}	OVSF-Codevektor
d_k	Datensymbol des k -ten Nutzers
\hat{d}_k	Geschätztes Datensymbol des k -ten Nutzers
$d_{k,n}$	n -tes Datensymbol des k -ten Nutzers
$d(t)$	Zeitkontinuierliches Datensignal

d_{TP}	Äquivalentes Tiefpasssignal
D_{k,n_k}	Empfangsamplitude des n_k -ten Symbols des k -ten Nutzers
D_{TP}	Fouriertransformierte von d_{TP}
\mathbf{d}	Datenvektor
$\hat{\mathbf{d}}$	Geschätzter Datenvektor
$\hat{\mathbf{d}}_{\text{Dek}}$	Schätzung des Datenvektors über den Dekorrelierenden Multiuser Detektor
$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MMSE}}$	Schätzung des Datenvektors über den MMSE Multiuser Detektor
$\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}$	Schätzung des Datenvektors über den PE Detektor
$\hat{\mathbf{d}}_{\text{PE}}(i)$	Geschätzter Datenvektor nach der i -ten Iteration des PE Detektors
$\tilde{\mathbf{d}}_u$	Mögliche Datenfolge des RBF Netzwerkes
\mathbf{D}	Diagonalmatrix bestehend aus den Empfangsamplituden der einzelnen Nutzer
\mathbf{e}	Eingangsvektor des allgemeinen RBF Netzwerkansatzes
E_b/N_0	Energie pro Bit zu Rauschleistungsdichte
f	Frequenz
f_C	Trägerfrequenz
f_D	Dopplerfrequenz
$f_h(x)$	Rice-/Rayleighdichte
\mathbf{g}	Ausgangsvektor des RBF Netzes
$h(t)$	Zeitkontinuierliche Kanalimpulsantwort
$h_{k,n,l}$	Teilnehmerspezifische Kanalimpulsantwort des k -ten Nutzers, n -ten Symbols und l -ten Pfades
$h_l(t)$	l -ter Kanalkoeffizient der Tapped Delay Line
$h(\tau,t)$	Kanalimpulsantwort eines zeitvarianten Kanals
$\mathbf{h}_{k,n}$	Vektor der teilnehmerspezifischen Kanalimpulsantwort des k -ten Nutzers und n -ten Symbols
$H(f,t)$	Fouriertransformierte von $h(\tau,t)$

i	Index
$I_0(\cdot)$	Modifizierte Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
j	Imaginäre Einheit: $j^2 = -1$
k	Index für den k -ten Teilnehmer
K	Anzahl der Teilnehmer
l	l -ter Pfad
L	Größte Verzögerungsdauer (in Vielfachen der Chipdauer) des längsten Mehrwegepfades
\mathbf{L}	Matrix eines linearen Multiuser Detektors
\mathbf{L}_{Dek}	Matrix des Dekorrelierenden Multiuser Detektors
\mathbf{L}_{MMSE}	Matrix des MMSE Multiuser Detektors
\mathbf{L}_{PE}	Matrix des Polynomial Expansion Multiuser Detektors
m	Index
m_1, \dots, m_P	Elemente des Midamble Grundcodes (UTRA)
M	Dimension der quadratischen Matrix \mathbf{S}
n	Index
n'	Index
$n(t)$	Zeitkontinuierlicher Rauschprozess
n_k	$n_k = \int_0^{T_s} c_k(t)n(t)$
\mathbf{n}	Rauschvektor
N	Anzahl der Datensymbole aller K Nutzer
N_{Iter}	Anzahl der Iterationen des PE Detektors
N_k	Anzahl der Datensymbole des k -ten Nutzers
P	Anzahl der Elemente des Midamble Grundcodes
Q	Spreizfaktor
Q_k	Spreizfaktor des k -ten Nutzers

r	Betrag des komplexen Gaußprozesses
$r_{n,m}$	Elemente der Matrix \mathbf{R}
R	Dimension des Eingangsvektors \mathbf{e} und der Referenzvektoren \mathbf{z}_m des RBF Netzwerkes
\mathbf{R}	Korrelationsmatrix
$\tilde{\mathbf{R}}$	Allgemeine Matrix des PE Detektoransatzes
\mathbf{R}_L	Restfehlermatrix des PE Detektors
$s_{n,m}$	Elemente der Matrix \mathbf{S}
S	Anzahl der Ausgänge des allgemeinen RBF Netzwerkansatzes
t	Zeit
T_C	Chipdauer
T_S	Symboldauer
u	Index
U	Anzahl der Referenzvektoren des RBF Netzwerkes
v	Wertigkeit eines Modulationsverfahrens
$v_{k,1}, \dots, v_W$	Elemente der Verwürfelungssequenz
\mathbf{v}	Vektor der Verwürfelungssequenz
$\tilde{\mathbf{v}}$	Vektor der kombinierten Sequenz aus Verwürfelungscode und Spreizcode
w_i	Gewichte des PE Detektors
$w_{u,s}$	Gewichte des RBF Detektors
W	Anzahl der Elemente der Verwürfelungssequenz
x	Skalar
\mathbf{x}	Eigenvektor
\mathbf{X}	Matrix des PE Detektors
$\tilde{\mathbf{X}}$	Near-Far normierte Matrix des PE Detektors
$y(t)$	Zeitkontinuierliches Empfangssignal
\mathbf{y}	Empfangsvektor

y_{MF}	Matched Filter Empfangsvektor
\mathbf{z}_u	u -ter Referenzvektor (Zentren) des RBF Netzwerkes
$\mathbf{z}_{u,AWGN}$	u -ter Referenzvektor (Zentren) des RBF Netzwerkes für einen AWGN Kanal
$\mathbf{z}_{u,SZ}$	u -ter Referenzvektor (Superzentren) des RBF Netzwerkes
α	Normierungsfaktor des PE Detektors
α_{opt}	Optimaler Normierungsfaktor des PE Detektors
β	Amplitude des dominierenden Pfades
β_d	Gewichtungsfaktor im UTRA
γ	Dopplerwinkel
$\Delta\tau$	Laufzeitunterschied
ε	ε ist eine beliebig kleine positive Zahl ($\varepsilon > 0$)
η	Faktor zur Abschätzung der Konvergenzgeschwindigkeit
$\lambda(\cdot)$	Eigenwert
$\lambda_{max}(\cdot)$	Maximaler Eigenwert
$\lambda_{min}(\cdot)$	Minimaler Eigenwert
ρ	Roll-off Faktor
σ^2	Varianz
τ	Relative Verzögerung
ϕ	Winkel
$\phi(\mathbf{e})$	R -dimensionale Gaußfunktion des RBF Netzwerkes
$\Phi(f)$	Jakes-Spektrum

Literaturverzeichnis

- [1] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network*. 3G TS 25.1XX. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [2] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network*. 3G TS 25.2XX. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [3] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network*. 3G TS 25.XXX. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [4] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network*. 3G TS 25.212. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [5] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (FDD)*. 3G TS 25.211. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [6] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (FDD)*. 3G TS 25.101. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [7] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (TDD)*. 3G TS 25.221. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [8] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network: Spreading and Modulation (FDD)*. 3G TS 25.213. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [9] 3gpp: *Technical Specification Group Radio Access Network: Spreading and Modulation (TDD)*. 3G TS 25.223. 3gpp (Release 5), März 2002.
- [10] I. W. Band, D. G. M. Cruickshank und D. I. Laurenson: *The Effects of Imperfect Channel Estimation on RBF-based Multi-user DS-CDMA Receivers*. In: *Proceedings of the VTC*, Bd. 2, S. 648–653, Sep. 1999.
- [11] P. Bello: *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*. *IEEE Trans. on Communications*, Bd. 11, Nr. 4, S. 360–393, Dez. 1963.
- [12] R. Bhatia: *Matrix Analysis*. Springer-Verlag, 1997.
- [13] M. Bossert: *Kanalcodierung*. Teubner Stuttgart, 1998.
- [14] H. Brehm, W. Stammler und M. Werner: *Design of a Highly Flexible Digital Simulator for Narrowband Fading Channels*. In: *Third European Signal Processing Conference EUSIPCO 86*, Bd. 2, S. 1113–1116, Den Haag, Sep. 1986.

- [15] I. Bronstein und K. Semendjajew: *Taschenbuch der Mathematik*. B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, 25. Aufl. 1991.
- [16] H. Elders-Boll: *Sequenz-Design und Multiuser-Detektion für asynchrone Codemultiplex-Systeme*. Dissertation, RWTH Aachen, Institut für Elektrische Nachrichtentechnik, 1999.
- [17] ETSI: *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA); Concept evaluation (UMTS 30.06; TR 101 146)*, 3.0.0 Aufl., Dez. 1997.
- [18] W. van Etten: *Maximum Likelihood Receiver for Multiple Channel Transmission Systems*. IEEE Trans. Commun., Bd. COM-24, S. 276–283, Feb. 1976.
- [19] H. Holma und A. Toskala: *WCDMA for UMTS*. John Wiley and Sons, New York, 2000.
- [20] F. K. Jondral: *Funksignalanalyse*. Teubner Stuttgart, 1991.
- [21] F. K. Jondral: *Nachrichtensysteme*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2001.
- [22] F. K. Jondral, R. Machauer und A. Wiesler: *Software Radio: Adaptivität durch Parametrisierung*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2002.
- [23] F. K. Jondral und A. Wiesler: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse*. Teubner, Stuttgart, 2. Aufl., 2002.
- [24] K. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. Informationstechnik. Teubner, Stuttgart, 2. Aufl., 1996.
- [25] R. Kohno, M. Hatori und H. Imai: *Cancellation Techniques of Co-Channel Interference in Asynchronous Spread Spectrum Multiple Access Systems*. Elect. and Commun. in Japan, Bd. 66-A, Nr. 5, S. 20–29, 1983.
- [26] E. Kreyszig: *Advanced Engineering Mathematics*. John Wiley and Sons, Inc., 1962.
- [27] K. Kroschel: *Statistische Nachrichtentheorie*. Springer-Verlag, 1996.
- [28] Z. D. Lei und T. J. Lim: *Simplified polynomial-expansion linear detectors for DS-SS-CDMA systems*. Electronics Letters, Bd. 34, Nr. 16, S. 1561–1563, Aug. 1998.
- [29] J. Lindner: *MC-CDMA in the Context of General Multiuser / Multisubchannel Transmission Methods*. European Trans. on Telecommunications, Bd. 10, Nr. 4, S. 351–367, Juli / August 1999.
- [30] H. Lüke: *Korrelationssignale*. Springer-Verlag, 1992.
- [31] R. Lupas und S. Verdu: *Linear Multi-User Detectors for Synchronous Code-Division Multiple Access Channels*. In: *IEEE Trans. Info. Theory*, Bd. 35, S. 123–136, Jan. 1989.
- [32] R. Lupas und S. Verdu: *Near-Far Resistance of Multi-User Detectors in Asynchronous Channels*. In: *IEEE Trans. Commun.*, Bd. 38, S. 496–508, Apr. 1990.

- [33] R. Machauer: *Multicode-Detektion im UMTS*. Dissertation, Universität Karlsruhe, Institut für Nachrichtentechnik, 2002.
- [34] R. R. Müller und S. Verdu: *Design and Analysis of Low-Complexity Interference Mitigation on Vector Channels*. IEEE J. on Selected Areas in Communications, Bd. 19, Nr. 8, S. 1429–1441, Aug. 2001.
- [35] A. F. Molisch: *Wideband Wireless Digital Communications*. Prentice Hall, New Jersey, 2001.
- [36] S. Moshavi: *Multi-User Detection for DS-CDMA Communications*. IEEE Communications Magazine, S. 124–136, Okt. 1996.
- [37] M. Mozaffarpour und R. Tafazolli: *Fast linear Multi-user Detector for DS-CDMA Systems*. In: *Capacity and Range Enhancement Techniques for the Third Generation Mobile Communications and Beyond (IEE Colloquium)*, S. 10/1–10/4, 2000.
- [38] B. Mulgrew: *Applying Radial Basis Functions*. IEEE Signal Processing Magazine, Bd. 13, Nr. 2, S. 50–65, März 1996.
- [39] T. Ojanperä: *WCDMA*. Artech House Publishers, Boston, 2001.
- [40] J. D. Parsons und A. S. Bajwa: *Wideband characterization of fading mobile radio channels*. In: *Inst. Elec. Eng. Proc.*, Bd. 129, S. 95–101, Apr. 1982.
- [41] M. Pätzold: *Mobilfunkkanäle*. Vieweg, Braunschweig, 1999.
- [42] J. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 3. Aufl., 1995.
- [43] K. S. Schneider: *Optimum Detection of Code Division Multiplexed Signals*. In: *IEE Trans. Aerospace Elect. Sys.*, Bd. AES-15, S. 181–185, Jan. 1979.
- [44] J. Schürmann: *Pattern Classification: A unified view of statistical and neural approaches*. John Wiley and Sons, New York, 1996.
- [45] G. M. A. Sessler und F. K. Jondral: *Multiuser Detection for UTRA-TDD Based on Polynomial Expansion*. In: *Proceedings of the IEEE 54th Vehicular Technology Conference VTC Fall 2001*, Bd. 4, S. 2290–2293, 2001.
- [46] G. M. A. Sessler und F. K. Jondral: *Low Complexity Polynomial Expansion Multiuser Detector with strong Near-Far Resistance*. In: *Proceedings of the IEEE 56th Vehicular Technology Conference VTC Fall 2002*, Bd. 3, S. 1869–1872, 2002.
- [47] G. M. A. Sessler und F. K. Jondral: *Rapid Iterative Multiuser Detection for UTRA-TDD in a Time-Variant Multipath Environment*. In: *Proceedings of the ISSSTA 2002*, Bd. 3, S. 702–706, 2002.
- [48] G. M. A. Sessler und F. K. Jondral: *Rapidly Converging Polynomial Expansion Multiuser Detector with low Complexity for CDMA Systems*. Electronics Letters, Bd. 38, Nr. 17, S. 997–998, Aug. 2002.

- [49] G. M. A. Sessler, R. Machauer und F. K. Jondral: *A Non-Linear Multiuser Detector for UMTS*. Int. J. Electron. Commun. (AEÜ), Bd. 56, Nr. 6, S. 421–425, 2002.
- [50] G. M. A. Sessler, I. Martoyo und F. K. Jondral: *RBF Based Multiuser Detectors for UTRA-TDD*. In: *Proceedings of the IEEE 54th Vehicular Technology Conference VTC Fall 2001*, Bd. 1, S. 484–486, 2001.
- [51] G. M. A. Sessler, E. Witzel und F. K. Jondral: *Performance Evaluation of an RBF Based Receiver as Multiuser Detector for TD-CDMA*. In: *Proceedings of European Wireless*, S. 231–235, 2000.
- [52] U. Sorger: *Skriptum zur Mobilkommunikation*. Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 1997.
- [53] P. Stavroulakis: *Third Generation Mobile Telecommunication Systems*. Springer Verlag, Berlin, 2001.
- [54] R. Tanner und D. G. M. Cruickshank: *RBF Based Receivers for DS-CDMA with Reduced Complexity*. In: *Proceedings of the ISSSTA*, S. 647–651, 1998.
- [55] R. Tanner und D. G. M. Cruickshank: *Radial Basis Function Receiver for DS-CDMA*. European Trans. on Telecommunications, Bd. 13, Nr. 3, S. 211–219, Mai 2002.
- [56] S. Verdu: *Adaptive Multi-User Detection*. In: *Advances in statistical signal processing*, Bd. 2, S. 369–409, 1993.
- [57] S. Verdu: *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, 1998.
- [58] H. Vogel: *Gerthsen Physik*. Springer Verlag, Berlin, 19. Aufl., 1997.
- [59] R. Zurmühl und S. Falk: *Matrizen und ihre Anwendungen. Teil 1: Grundlagen*. Springer-Verlag, 1984.
- [60] R. Zurmühl und S. Falk: *Matrizen und ihre Anwendungen. Teil 2: Numerische Methoden*. Springer-Verlag, 1986.

Studien- und Diplomarbeiten

- Patrick Bard: *Multiuser Detektion mit neuronalen Netzen, 18. April 2000*
- Eckart Witzel: *Multiuser Detektion mit Radial-Basis-Funktionen, 15. Mai 2000*
- Ihan Martoyo: *Vergleich von RBF basierten Multiuser Detektions-empfängern beim UMTS-TDD Downlink, 29. November 2000*
- Stefan Riebs: *Dimensionierung von neuronalen Netzen zur Multiuser Detektion, 21. Dezember 2000*
- Mengüç Öner: *Synchronisationsaspekte bei der Multiuser Detektion in CDMA Systemen, 24. Mai 2001*

Index

- Approximation des
 - Dekorrelierenden Multiuser Detektors, 75, 104, 113
 - MMSE Multiuser Detektors, 75, 103
- bandbegrenztes System, 22
- CDMA, 1, 7, 55
- Chip, 7
- CLB RBF Multiuser Detektor, 61
- Dekorrelierender Multiuser Detektor, 66, 79, 104
- Diagonaldominanz, 91
- Doppler-Effekt, 24
- Eigenwert, 77, 86
 - maximaler, 78, 80, 83, 91
 - minimaler, 83, 90
- Eigenwertabschätzung, 80, 86, 90
- Eigenwertverteilung, 78, 106, 114
- Fading, 18
- Gauß-Seidel Verfahren, 108
- Gershgorin, Satz von, 86, 90, 101, 104
- Gershgorinkreise, 88
- Gewichte
 - PE Multiuser Detektor, 69, 75
 - RBF Empfänger, 60
- Hermiteisch, 78
- IMT-2000, 1, 29
- Iterationen, 69, 116
- Jakes-Spektrum, 26
- Kanalcodierung, 32, 37, 42, 49, 102
- Kanalimpulsantwort, 13
- Kanalmodelle, 16, 119
 - Indoor to Outdoor Pedestrian A, 120
 - Tapped Delay Line, 22
 - Vehicular A, 111, 119
 - Vehicular B, 120
- Komplexität, *siehe* Rechenaufwand
- Konvergenz, 77
 - bedingung, 77, 85
 - gebiet, 79
 - geschwindigkeit, 74, 82, 84, 97, 116
- Korrelationsmatrix, 78
- MAI, 3, 10, 66
- MAP-Folgeschätzer, 58
- Matrixinversion, 76, 99
- Matrizenpotenz, 76
- Mehrwegeausbreitung, 17
- Midamble, 44, 51
- ML-Folgeschätzer, 59
- MMSE Multiuser Detektor, 66, 68, 79, 104
- Multiuser Detektor, 3, 55, 73
 - optimaler, 58
- Near-Far Effekt, 93
- Near-Far Resistenz, 94, 99, 113

- Normierungsfaktor α , 74, 78
 - optimaler, 84, 91
- OVSF Codes, 35
- PE Multiuser Detektor, 3, 69, 73, 103
 - aufwandsarme Realisierung, 75
 - Eigenwertabschätzung, 86
 - Konvergenzbedingung, 77
 - Konvergenzgeschwindigkeit, 82, 84, 97
 - Konvergenzverhalten, 77
 - Near-Far Resistenz, 94
 - Near-Far Transformation, 94
 - Rechenaufwand, 75, 98
 - Simulationen, 103
- positiv definit, 78
- RAKE Empfänger, 56
- Rayleighdichte, 19
- RBF Multiuser Detektor, 59
- Rechenaufwand, 76, 98
- Referenzvektor, 59, 62
- Ricedichte, 19

- Simulationen, 103
- Singleuser Detektor, 55
- Slot, 30, 37, 40, 48
- Spreizcode, 7, 11
 - UTRA, 33, 38, 45, 51
- Spreizfaktor, 7
- Spur-Operation, 80
- Superzentren, 63
- Systemmatrix, 10, 14

- Taylorreihenentwicklung, 74

- UMTS, 29

- UTRA, 29
 - UTRA-FDD, 29, 30
 - UTRA-TDD, 29
 - 1,28 Mchip/s Option, 46
 - 3,84 Mchip/s Option, 38, 103
- Verwürfelungscode, 12
 - UTRA, 33, 38, 45, 51
- WSSUS, 21

- Zentren, *siehe* Referenzvektor

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Gunther Martin Andreas Sessler
Geburtsdatum	7. Juni 1974
Geburtsort	Summit, NJ, USA
Staatsangehörigkeiten	deutsch, USA

Schulbildung

1980-1986	Grundschule und Förderstufe in Darmstadt
1986-1993	Georg-Büchner-Schule (Gymnasium) in Darmstadt

Studium und Berufsweg

1993-1998	Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der TU Darmstadt
seit 1998	wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH)