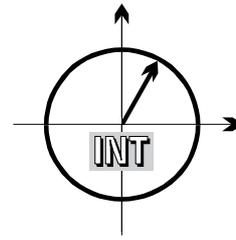


■ *Forschungsberichte aus dem  
Institut für Nachrichtentechnik  
der Universität Karlsruhe (T.H.)*



Ralf Machauer

# ■ **Multicode-Detektion im UMTS**

■ Band 6

Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik  
der Universität Karlsruhe (T.H.)

---

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 Ver-  
fahren sowie vergleichende Untersuchungen zur Klassifikati-  
on 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  
Produktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer  
**Multicode-Detektion im UMTS**

# Vorwort des Herausgebers

Die bevorstehende Einführung des Universal Mobile Telecommunication Systems (UMTS) gestaltet sich schwieriger als zunächst angenommen. Dafür sind u.a. folgende Gründe zu nennen:

- Es ist bisher noch nicht gelungen der breiten Öffentlichkeit deutlich zu machen, dass die dritte Mobilfunkgeneration im Wesentlichen auf Multimediaübertragung ausgerichtet ist. Sprachübertragung steht hier nicht im Mittelpunkt. Die dritte Generation ist mehr als nur die Erweiterung der zweiten.
- Die hohen Kosten für die Mobilfunklizenzen dämpfen die Investitionsbereitschaft der Netzbetreiber.
- Schließlich sind noch technische Entwicklungen notwendig, um den Einsatz der Code Division Multiple Access (CDMA) Technik zu optimieren.

Die Dissertation Multicode-Detektion im UMTS von Ralf Machauer leistet einen wichtigen Beitrag zur Bewertung und Weiterentwicklung von in CDMA Systemen einzusetzenden Empfängern. Der RAKE benötigt als Single User Detektor (SUD) natürlich nicht den für Multi User Detektoren (MUDs) einzusetzenden hohen Rechenaufwand. MUDs werden jedoch einen wesentlichen Beitrag zur Steigerung der spektralen Effizienz von CDMA Netzen leisten. Allerdings sind bis zu ihrem praktischen Einsatz, etwa in UMTS Systemen, weitere Detailuntersuchungen erforderlich. Als eine solche Arbeit ist die vorliegende Dissertation anzusehen.

Die von Ralf Machauer im Rahmen der Untersuchungen zu seiner Dissertation geleisteten wissenschaftlichen Beiträge umfassen

- die Anpassung des RAKE Prinzips für seinen Einsatz im UTRA-FDD
- die Anwendung von linearen MUDs auf den Multicode Betrieb im UTRA-FDD Uplink durch eine neuartige, auf dem Block Zero Forcing Prinzip mit Fensterung basierende Methode
- die Erweiterung des Block-FFT MUD auf den Empfang von im UTRA-FDD Multicode Modus gesendeten Signale
- den Vergleich der diskutierten Empfängerstrukturen anhand von Simulationen unter Berücksichtigung realitätsnaher Kanalmodelle

Es ist zu hoffen, dass die vorliegende Dissertation dazu beiträgt, dass die demnächst in Deutschland startenden UMTS Netze nicht nur zu technischen sondern auch zu wirtschaftlichen Erfolgen führen.

Karlsruhe, im Oktober 2002

Friedrich Jondral

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik  
Universität Karlsruhe, 2002

Druck: Horn Druck & Verlag, Stegwiesenstraße 6-8,  
76646 Bruchsal, Tel. 07251/9785-35

ISSN: 1433-3821

# Multicode-Detektion im UMTS

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTOR-INGENIEURS**

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

**DISSERTATION**

von

**Dipl.-Ing. Ralf Machauer**

aus

Karlsruhe

Tag der mündlichen Prüfung:

21. Oktober 2002

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Martin Haardt

Karlsruhe:

28. Oktober 2002



# Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe. Herrn Professor Dr. rer. nat. F. Jondral, dem Leiter dieses Instituts, danke ich herzlich für die Betreuung und Unterstützung dieser Arbeit und für die Übernahme des Hauptreferats.

Herrn Professor Dr.-Ing. M. Haardt, dem Leiter des Fachgebiets Nachrichtentechnik der technischen Universität Ilmenau, danke ich sehr für sein großes Interesse an der Arbeit, für seine Anregungen und für die Übernahme des Korreferats.

Nicht unerwähnt bleiben darf an dieser Stelle die tatkräftige Mitarbeit der Herren Stephan Schick, Thomas Braun, Siegfried Bär, Thomas Witzel, Paul Renardy, Pascal Wolff, Boris Schipper, Michael Kaltenbach, Marcus Büche, Damir Vujnovic, Jörg Bischoff, Outmane Mahamat, Matei Iurascu und Dominik Karas, die diese Arbeit mit ihren Diplom- und Studienarbeiten wertvoll unterstützt haben.

Mein Dank gilt auch meinen ehemaligen und jetzigen Kollegen für ihre vielfältige Unterstützung, zahlreiche anregende Diskussionen und für eine angenehme Arbeitsatmosphäre. Bei Herrn Dipl.-Ing. Henrik Schober, Herrn M.Sc. Ihan Martoyo und Herrn Dipl.-Ing. Gunther Sessler bedanke ich mich für die sehr konstruktive und freundschaftliche Zusammenarbeit und für die sorgfältige Durchsicht der Arbeit. Herrn Ulrich Kaage danke ich für seine unermüdliche Hilfe bei Softwareproblemen. Ein großer Dank gilt auch unserer Grafikerin Frau A. Olbrich für die Anfertigung zahlreicher Bilder und Vortragsfolien. Ich möchte mich auch bei unserer Sekretärin Frau G. Kuntermann für die gute Zusammenarbeit bedanken.

Besonders danke ich meinen Eltern, die mir das Studium der Elektrotechnik ermöglicht haben, und meiner Frau, für ihre Geduld und wertvolle Unterstützung während der Entstehung dieser Arbeit.



# Zusammenfassung

Nach dem Erfolg des bekannten Mobilfunksystems GSM, das als Vertreter der zweiten Generation auf die Sprachkommunikation optimiert ist und nachträglich mittels GPRS auf Paketübermittlung erweitert wurde, bricht nun die dritte Generation des Mobilfunks mit dem *Universal Mobile Telecommunication System* (UMTS) an. Das Konzept von UMTS ist es, überall und jederzeit multimediale Daten zur Verfügung zu stellen. Es steht nicht mehr die Sprachübertragung im Vordergrund, sondern die Datenübertragung. Der Empfänger muss den Charakter der Daten (Sprache, Video, Bilder, Texte, ...) entsprechend erfassen. Das Ziel dieser Arbeit ist es, für die UTRA-FDD Luftschnittstelle von UMTS effiziente Detektionsalgorithmen zu finden. Dazu muss zunächst ein umfassender Überblick über solch ein System gegeben werden. Daher erfolgt eine allgemeine Darstellung des *Direct Sequence-Code Division Multiple Access* (DS-CDMA) Prinzips. Es wird das für die Mobilfunkübertragung wichtige WSSUS Kanalmodell erläutert. Schließlich werden die beiden Luftschnittstellen UTRA-TDD und UTRA-FDD von UMTS beschrieben. Neue Aspekte in dieser Arbeit sind für den Single-User Fall die Anpassung des RAKE-Empfängers an die UTRA-FDD Gegebenheiten und für den Multicode (MC) Fall, die Anwendung von linearen MC-Detektoren (MCD) für den Multicode Betrieb im UTRA-FDD *uplink*. Dabei wird zum einen ein neuer Ansatz verfolgt, der auf dem bekannten Block *Zero Forcing* (ZF) -Detektionsprinzip aufbaut, aber mittels einer Fensterung einen größeren Bereich in die Datenschätzung mit einbezieht, als letztlich detektierte Bits ausgegeben werden. Zum anderen wird der Block-FFT MUD, der bereits für das UTRA-TDD System untersucht wurde, an den UTRA-FDD *uplink* Multicode Modus angepasst, und mit dem Fenster MCD verglichen. Es zeigt sich, dass durch Ausnutzung der Systemstruktur, die Rechenleistung sowohl im RAKE-Empfänger als auch bei den MC-Detektoren verringert werden kann. Der RAKE-Empfänger ist natürlich durch das Prinzip der Single-User Detektion vom Aufwand klar überlegen, kann aber nur sehr mäßige Bitfehlerraten erreichen. Wenn man nicht nur in kleinen geschlossenen Räumen im UTRA-FDD *uplink* hohe Datenraten

erreichen möchte, muss man auf Verfahren zur MC-Detektion zurückgreifen. Der MCD mit Fensterung erreicht bei etwas besseren Bitfehlerraten als der Block-FFT MCD einen um etwa den Faktor 2,4 geringeren Rechenaufwand.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	DS-CDMA Prinzip . . . . .	2
1.2	Bekannte CDMA Systeme . . . . .	6
1.3	Multicode Detektion von DS-CDMA Signalen . . . . .	6
<b>2</b>	<b>Signalmodell</b>	<b>9</b>
2.1	DSSS Signal . . . . .	9
2.2	Spreizcodes . . . . .	15
2.2.1	PN-Folgen . . . . .	17
2.2.2	Gold-Folgen . . . . .	19
2.2.3	OVSF-Codes . . . . .	19
2.3	Kanal . . . . .	22
2.3.1	Deterministische Beschreibung des Kanals . . . . .	24
2.3.2	Stochastische Beschreibung des Kanals . . . . .	26
2.3.3	Kanalmodellierung . . . . .	32
2.4	Zusammenfassung . . . . .	37
<b>3</b>	<b>UMTS</b>	<b>39</b>
3.1	UTRA-TDD . . . . .	41
3.1.1	Rahmenstruktur . . . . .	42
3.1.2	Datenmodulation und Bandspreizung . . . . .	45
3.2	UTRA-FDD . . . . .	48
3.2.1	Rahmenstruktur . . . . .	49
3.2.2	Kanalaufteilung . . . . .	52
3.2.3	Spreizung . . . . .	54
3.2.4	Scrambling . . . . .	55
3.2.5	UTRA-FDD <i>downlink</i> . . . . .	60

3.3	Zusammenfassung . . . . .	63
<b>4</b>	<b>Single-User Detektion</b>	<b>65</b>
4.1	Der RAKE Empfänger . . . . .	66
4.2	RAKE Varianten . . . . .	71
4.2.1	Vergleich der verschiedenen Versionen . . . . .	73
4.3	Simulationen . . . . .	75
4.3.1	Bitfehlerrate über SNR, keine Störer . . . . .	76
4.3.2	Bitfehlerrate über SNR, 7 Störer . . . . .	77
4.3.3	Bitfehlerrate in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit . . . . .	79
4.4	Zusammenfassung . . . . .	80
<b>5</b>	<b>MU-Detektion</b>	<b>81</b>
5.1	Optimaler Detektor . . . . .	81
5.2	Lineare Detektoren . . . . .	82
5.2.1	Zero-Forcing . . . . .	83
5.2.2	MMSE . . . . .	85
5.3	Inversion im Zeitbereich . . . . .	87
5.3.1	Burst ZF-/ MMSE Detektor . . . . .	87
5.3.2	ZF-/MMSE Detektor mit Detektionsfenster . . . . .	91
5.3.3	Simulationsergebnisse . . . . .	95
5.3.4	Rechenaufwand . . . . .	97
5.4	Inversion im Frequenzbereich . . . . .	98
5.4.1	Signalmodell . . . . .	99
5.4.2	Einschränkungen für UTRA-FDD . . . . .	100
5.4.3	Inversion mit dem Block Fourier Algorithmus . . . . .	102
5.4.4	Rechenaufwand . . . . .	109
5.4.5	Simulation . . . . .	110
5.5	Zusammenfassung . . . . .	112

<b>6</b>	<b>Simulationsergebnisse für UTRA-FDD</b>	<b>115</b>
6.1	VehicularA Kanalmodell . . . . .	115
6.2	$P_b$ über der Anzahl an DPDCHs . . . . .	121
6.3	In-/Outdoor Pedestrian Kanalmodell . . . . .	123
6.4	Rechenleistung . . . . .	125
6.5	Zusammenfassung . . . . .	126
<b>A</b>	<b>Kanalmodelle</b>	<b>129</b>
<b>B</b>	<b>Cholesky Zerlegung</b>	<b>131</b>
<b>C</b>	<b><i>overlap/cut</i> im Frequenzbereich</b>	<b>133</b>
	<b>Abkürzungen, Notation und Formelzeichen</b>	<b>137</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>143</b>
	<b>Diplomarbeiten</b>	<b>148</b>
	<b>Index</b>	<b>149</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>151</b>



# 1 Einleitung

Nach dem großen Erfolg der mobilen Sprachkommunikation, sei es im häuslichen Bereich durch *Digital Enhanced Cordless Telecommunication* (DECT) oder international mit Hilfe des *Global System for Mobile Communications* (GSM), sollen nun auch Datendienste jedermann jederorts zugänglich werden. Das Ziel, eine globale einheitliche Infrastruktur für ein solches mobiles Funkssystem der 3. Generation einzuführen, fokussierte die *International Telecommunication Union* (ITU) in der Festlegung auf die *International Mobile Telecommunication at 2000* (IMT-2000) Familie. In IMT-2000 finden sich insgesamt fünf verschiedene Standards für mobile terrestrische Systeme, die als entsprechende Modi gewählt werden können. Damit ist der Versuch, einen einzigen Standard zu definieren, gescheitert. In IMT-2000 finden sich drei Modi, die sich der *Direct Sequence* (DS) Spreiztechnik bedienen: *UMTS Terrestrial Radio Access - Frequency Division Duplex* (UTRA-FDD), *UMTS Terrestrial Radio Access - Time Division Duplex* (UTRA-TDD) und cdma2000.

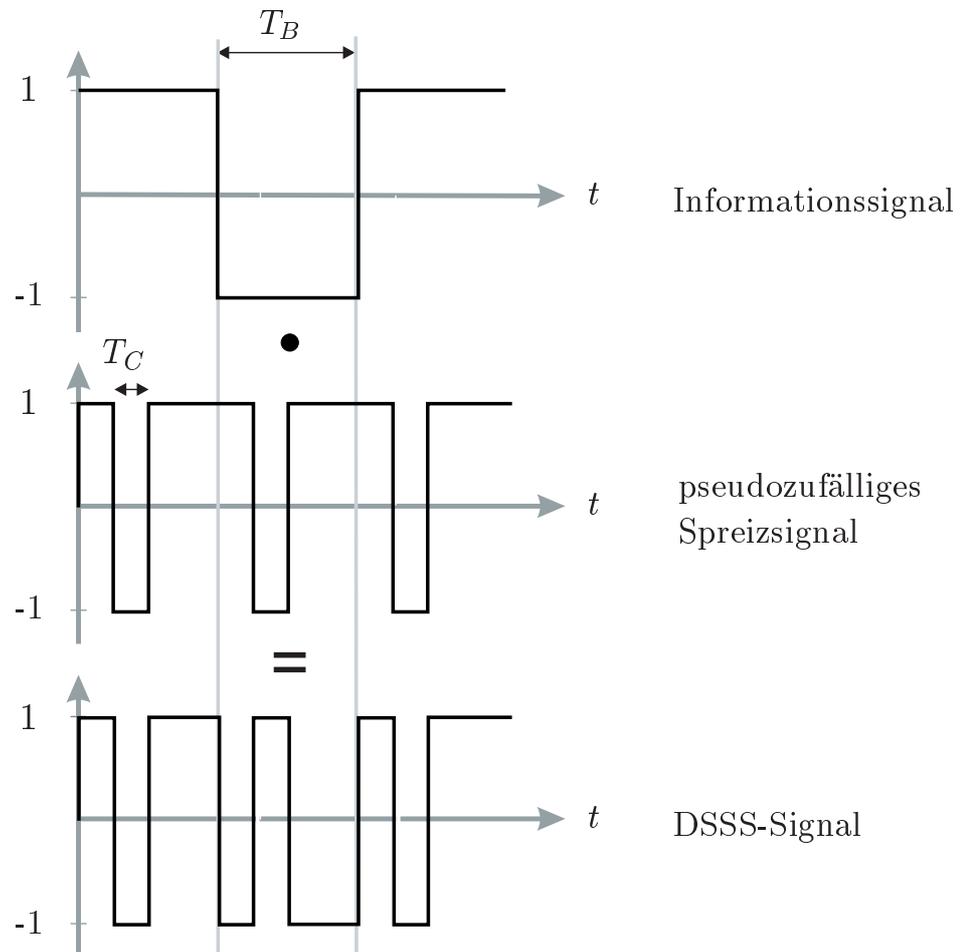
Bei terrestrischem Funk führen Mehrwegeausbreitungen bei schmalbandigen Signalen zu starken Pegel einbrüchen des Leistungsdichtespektrums. Diese Einbrüche sind stark von der Entfernung der Sende- und Empfangsantenne und damit von der Bewegung des Mobilgerätes abhängig. Es handelt sich hierbei um schnellen Schwund (*fading*). *Code Division Multiple Access* (CDMA) Systeme sind durch ihren breitbandigen Charakter robust gegen solche schmalbandigen *fading*-Einbrüche. Daher dominieren die CDMA Systeme die 3. Generation des Mobilfunkes. Jedem Teilnehmer/Kanal steht die volle Bandbreite jederzeit zur Verfügung. Die Trennung des Zugriffs erfolgt über Codes. Ein weiterer Vorteil von CDMA Systemen ist, dass der Frequenzwiederholfaktor eins beträgt. Dadurch lassen sich Zellen leichter planen und dem Verkehrsaufkommen entsprechend anpassen, ohne, wie bisher in GSM, einen neuen Frequenzplan für das gesamte Netz zu entwerfen, wenn eine neue Basisstation in das Netz zu integrieren ist. Die Trennung über Codes führt zu neuen kapazitätsbe-

grenzenden Parametern. Von den Korrelationseigenschaften der Codes hängt sowohl die Robustheit gegenüber dem Kanal als auch die Trennbarkeit von den anderen Teilnehmern ab. Jeder zusätzliche Teilnehmer stellt in einem CDMA-Kanal eine weitere Rauschquelle dar, die je nach Korrelationseigenschaft der verwendeten Codes mehr oder weniger stört. Überschreitet die Anzahl der aktiven Codes eine bestimmte Rauschgröße, kann kein Signal mehr detektiert werden. Man spricht bei der Störung aufgrund der anderen Teilnehmercodes von *Multiple Access Interference* (MAI). Da die Störung deterministisch erzeugt wird, nämlich durch die gespreizten Daten der Nachbarkanäle, kann mit Hilfe der Information über die Nachbarcodes die Detektion des eigenen Signals verbessert werden. Genau dies ist das Prinzip der Multiuser Detektion. Es wird das Empfangssignal mit Hilfe des Wissens über alle verwendeten Codes detektiert. Dadurch werden die Daten aller anderen Teilnehmer ebenfalls detektiert. Ebenso ist es möglich, dass ein Nutzer mehrere Spreizcodes benutzt, um seine Daten zu übertragen. Nutzt er diese Codes gleichzeitig, erhöht er damit seine Übertragungsrate. Außerdem durchlaufen alle Daten denselben Ausbreitungskanal. Diese Multicode Übertragung unterscheidet sich also in der Anzahl der Ausbreitungskanäle von der Multiuser Übertragung. **In dieser Arbeit werden lineare Multiuser Detektionsverfahren auf die Anwendbarkeit des Multicode Modus in UMTS untersucht.**

## 1.1 DS-CDMA Prinzip

Bild 1.1 zeigt ein Beispiel für die Erzeugung eines *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS)-Sendesignals mit Spreizfaktor 4 und BPSK-Modulation. Aus der Multiplikation des Informationssignals mit der Datenrate  $1/T_B$  mit einem pseudozufälligen Spreizsignal, das eine höhere Rate  $1/T_C$  (Chiprate) besitzt, ergibt sich das breitbandige Sendesignal. In dem gezeigten Beispiel wiederholt sich der Spreizcode periodisch mit der Symboldauer des Informationssignals. Dies muss jedoch nicht notwendigerweise der Fall sein.

Die Entspreizung eines DSSS-Signals verläuft komplementär zur Spreizung. Um aus dem DSSS-Signal das Informationssignal zurückzugewinnen, ist das DSSS-Signal mit einer Kopie des pseudozufälligen Spreizsignals, dem Spreiz-



**Bild 1.1** Erzeugung eines DSSS-Sendesignals

code, zu multiplizieren. Anschließend wird das Produkt mit einem Tiefpass gefiltert, da das Informationssignal eine um die Chiprate geringere Bandbreite besitzt. Bild 1.2 zeigt den entsprechenden Vorgang. In realen Situationen liegt der Entspreizung des Signals meist eine gestörte Version des DSSS-Signals zugrunde. Im einfachsten Fall handelt es sich bei der Störung um additives weißes Gaußsches Rauschen. Die Multiplikation mit dem pseudozufälligen Signal im Empfänger hat keinen Einfluss auf eine solche Störung. Hinsichtlich der Signalkomponente ergibt sich nach der Multiplikation mit dem Spreizsignal und der Tiefpassfilterung jedoch eine Konzentration der Signalenergie im Spektralbereich. Bild 1.3 verdeutlicht diese Zusammenhänge. Die Schichten „2“–„4“

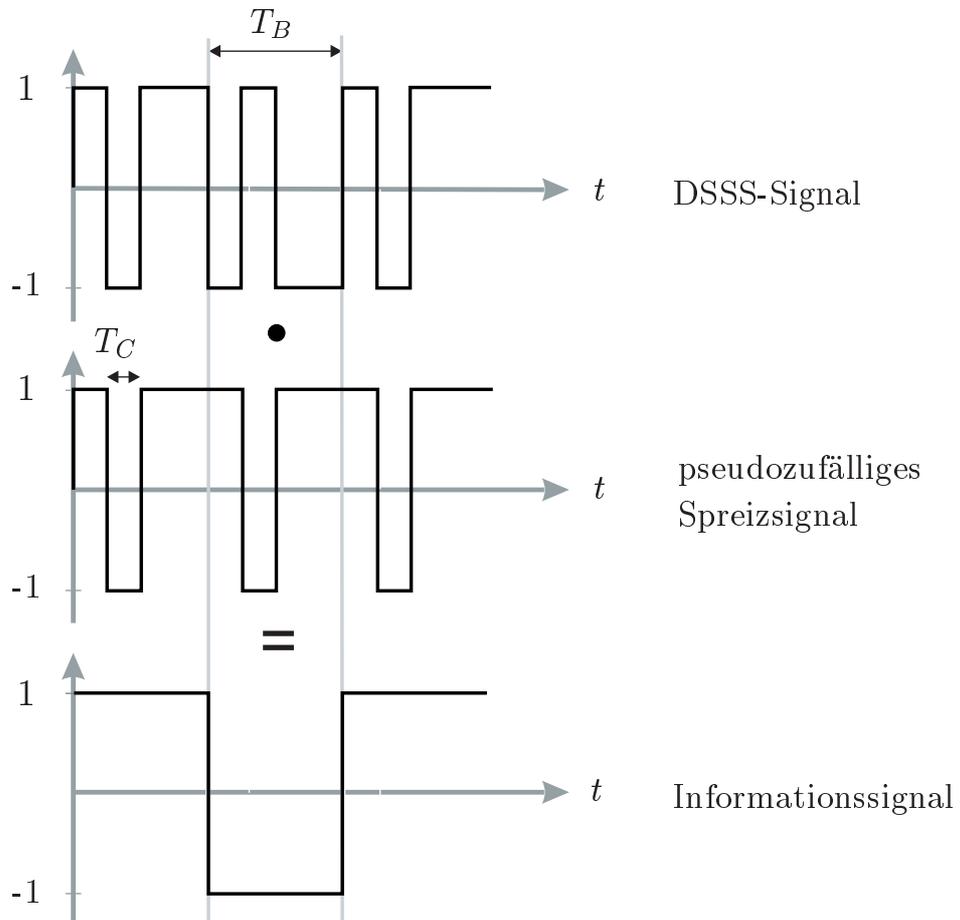
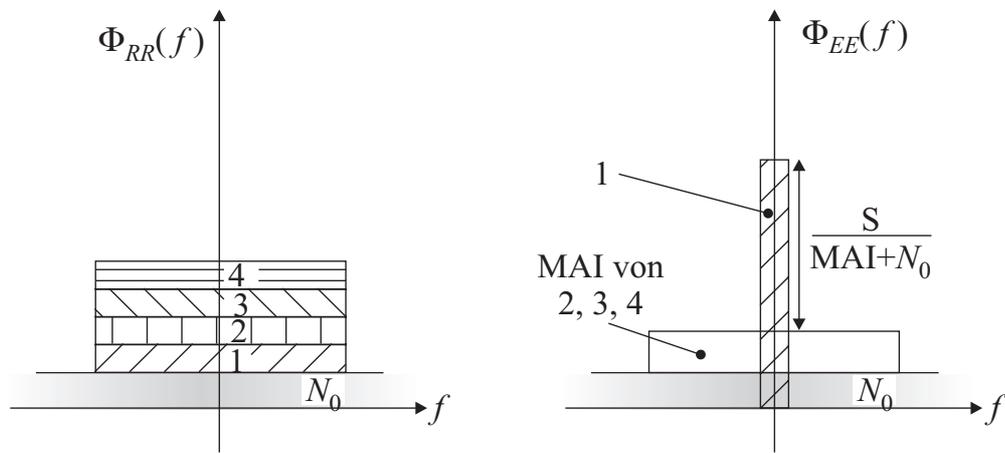


Bild 1.2 Prinzip der Entspreizung

werden zunächst nicht betrachtet. Der Signalanteil „1“ tritt in der spektralen Leistungsdichte des mit dem Spreizcode multiplizierten Signals  $\Phi_{EE}(f)$  deutlich stärker hervor als in der spektralen Leistungsdichte  $\Phi_{RR}(f)$  des Empfangssignals. Der Effekt der Konzentration der Signalenergie lässt sich mittels eines auf das Informationssignal angepassten Filters ausnutzen, um einen Großteil der Störung zu unterdrücken.

DSSS-Systeme weisen gegenüber schmalbandigen Systemen eine erhöhte Störfestigkeit bezüglich bandbegrenzter Störer auf. Im Gegensatz zu weißem Rauschen, bei dem DSSS-Systeme keinen Gewinn ergeben, wird die spektrale Leistungsdichte eines bandbegrenzten Störers durch die Multiplikation des



**Bild 1.3** Entspreizung für mehrere gestörte DSSS Signale

Empfangssignals mit der Kopie des Spreizcodes verändert. Die Leistung des Störers wird auf eine um die Bandbreite des Spreizcodes größere Bandbreite verteilt, so dass ein Großteil der Störung von dem nachfolgenden Tiefpass beseitigt wird.

In einem CDMA System treten mehrere DSSS Signale auf, die jeweils durch unterschiedliche Spreizcodes getrennt werden. Nach der Multiplikation des Empfangssignals mit dem Spreizcode des gewünschten Teilnehmers, verbleibt ein Störanteil, hervorgerufen durch die nicht idealen Codeeigenschaften der anderen DSSS Signale. Diese MAI begrenzt die Kapazität eines CDMA Systems. Bild 1.3 veranschaulicht den Einfluss der MAI auf das Signal- zu Störverhältnis bei mehreren DSSS-Signalen. Mit zunehmender MAI, verschlechtert sich für alle Nutzer gleichzeitig die Übertragungsqualität. Diesen Effekt nennt man *soft-degradation*. Im Gegensatz zu einem TDMA System gibt es keine harte Grenze, die die Systemkapazität beschränkt. Vielmehr muss durch ständiges Überwachen des Signal- zu Störer- und Rauschverhältnisses ( $\frac{S}{MAI+N_0}$ ) sichergestellt werden, dass die Qualität der Übertragung durch die augenblickliche Teilnehmerzahl gewährleistet ist.

## 1.2 Bekannte CDMA Systeme

Es ist auffällig, dass die Mobilfunksysteme der dritten Generation (IMT-2000) zur Teilnehmertrennung überwiegend CDMA einsetzen. Der Vorteil dieser Technik ist u.a. die Möglichkeit, bei einer konstanten Bandbreite unterschiedliche Datenraten zu übertragen. Durch Ausnutzung der Codediversität sind DSSS Systeme in gestörten Umgebungen schmalbandigen Systemen überlegen. Schmalbandstörer oder Mehrwegekanäle werden vom System unterdrückt bzw. ausgeglichen. In den USA ist als Konkurrent zu dem weit verbreiteten GSM ein CDMA basiertes System *Interim Standard 95* (IS-95) im Einsatz. Es zählt noch zu den Mobilfunksystemen der zweiten Generation, weil es für Sprachübertragung optimiert ist und variable Datenraten nur begrenzt unterstützt werden. cdma2000 ist der Nachfolger von IS-95 und wurde in die IMT-2000 Familie als *Multi Carrier* (IMT-MC) Modus aufgenommen. In Europa ist UMTS der Favorit für ein neues Mobilfunksystem. Japan hat ebenfalls einen eigenen Standard entwickelt, der im Oktober 2001 in den Regelbetrieb überging. Er ist weitgehend identisch mit UMTS, speziell mit der UTRA-FDD Luftschnittstelle. China setzt ebenfalls auf ein CDMA System für ein mobiles Funknetz. China hat einen eigenen Standard entwickelt, *Time Division – Synchronous CDMA* (TD-SCDMA), der in den Modus *IMT – Time Code* (IMT-TC) eingliedert ist. Bemerkenswert ist, dass gerade der IMT-TC Modus durch sein hybrides Vielfachzugriffsverfahren aus TDMA und CDMA besonders gut für Multiuser Detektion geeignet erscheint.

## 1.3 Multicode Detektion von DS-CDMA Signalen

In einem DSSS System übertragen alle Teilnehmer gleichzeitig auf der ganzen Bandbreite. Im Empfänger muss aus einem Summensignal aus allen Teilnehmern der gewünschte Teilnehmer extrahiert werden. Eine Multicode Übertragung ist ähnlich. Hier übermittelt ein Teilnehmer mehrere durch Signaturen getrennte Datenkanäle. Auf diese Weise kann ein einzelner Nutzer seine Datenra-

te erhöhen. Ein konventioneller DSSS Detektor korreliert die Signatursequenz des jeweiligen Datenkanals mit dem Summensignal aus allen Datensignalen. Da die Signatursequenzen nicht ideal sind, resultiert eine Interferenz, analog zur MAI bei verschiedenen Teilnehmerzugriffen, die *Multiple Code Interference* (MCI). Ideale d.h. orthogonale Codes existieren in realen Mobilfunkkanälen nicht, da die Zeitverschiebungen auf dem Kanal zufällig sind und daher alle möglichen Kombinationen zu orthogonalisieren wären. Jeder neu hinzukommende Datenkanal bedeutet eine Erhöhung der MCI. Obwohl die Kreuzkorrelation zwischen den Signaturen gering ist, erreicht mit wachsender Anzahl und wachsender Sendeleistung der Datenkanäle die Interferenz eine signifikante Größenordnung. Der konventionelle Detektor, der RAKE Empfänger, ist blind für die MCI. Es wird jeder Datenkanal so detektiert, als wären keine anderen vorhanden oder anders formuliert, die Interferenz hervorgerufen durch die anderen Datenkanäle wird als Rauschen interpretiert. Multicode Detektion ist hier eine bessere Strategie. Sie nutzt Informationen über die anderen Datenkanäle für die Detektion jedes einzelnen. Hierin liegt das Potenzial, die MCI zu reduzieren, im besten Falle sogar ganz zu eliminieren. Dadurch kann für die Gesamtübertragung ein signifikanter Kapazitätswachstum erreicht werden.



# 2 Signalmodell

Für die weiteren Betrachtungen muss zunächst ein Signalmodell für die Beschreibung der DSSS Signale eingeführt werden. Der folgende Abschnitt stellt das zeitkontinuierliche und zeitdiskrete Sendermodell in Summen- und Vektornotation vor. Die Summenschreibweise kann vorteilhaft für den RAKE Empfänger eingesetzt werden, wohingegen sich die Vektornotation für die Multiuser-Detektoren (MUD) empfiehlt. Im Anschluss daran werden die wichtigsten Spreizsequenzen, deren Erzeugung und ihre Eigenschaften vorgestellt. Der zweite Teil dieses Kapitels behandelt die Modellierung des Mobilfunkkanals. Es wird das *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering* (WSSUS) Kanalmodell von Bello [6] eingeführt. Es werden daraus wichtige Kenngrößen abgeleitet. Schließlich wird die Modellierung von frequenzselektiven und nicht frequenzselektiven Kanälen beschrieben.

## 2.1 DSSS Signal

Die allgemeine Gleichung für ein *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) modulierte Spreizsignal lautet [18]:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d(n)c(t - nT_B) \quad (2.1)$$

$d(n)$  ist das zu sendende Datenbit aus dem *Non Return to Zero* (NRZ)-Alphabet  $\{-1, +1\}$ , das im Takt  $T_B$  Bits liefert, und  $c(t)$  ist die Signatur, mit der das modulierte Bit gespreizt wird. Die Signatur oder Spreizsequenz setzt sich aus den so genannten Chips  $c(q)$  zusammen:

$$c(t) = \sum_{q=1}^Q c(q)g(t - (q-1)T_C) \quad (2.2)$$

Der Impuls  $g(t)$  ist im einfachsten Fall ein Rechteckimpuls der Dauer  $T_C$ .  $c(q) \in \{-1, +1\}$  ist das einzelne Chip und  $Q$  ist der Spreizfaktor mit  $T_B = QT_C$ . Die Spreizsequenz  $c(t)$  ist außerhalb von  $t \in [0, T_B]$  Null. Gl. (2.1) beschreibt die Übertragung eines gespreizten (BPSK) modulierten Signals. Überlagern sich auf dem Kanal mehrere gespreizte Signale, ergibt sich das Summensignal:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s^{(k)}(t - \tau_k) \quad (2.3)$$

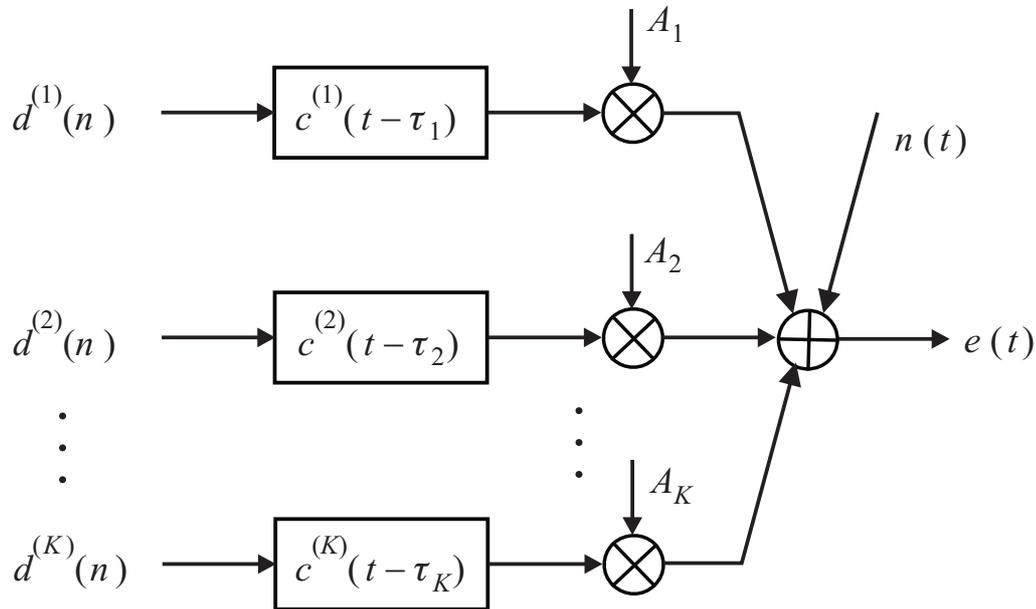
Das Signal  $s^{(k)}(t)$  ist dabei das modulierte Spreizsignal des Teilnehmers  $k$ . Mit der Verzögerung  $\tau_k$  wird ausgedrückt, dass alle Nutzer zu unterschiedlichen Zeitpunkten senden können. Gl. (2.3) ist das zeitkontinuierliche asynchrone DSSS Sendermodell für  $K$  Nutzer. Lässt man noch unterschiedliche Sendeamplituden  $A_k$  zu und berücksichtigt das thermische Rauschen durch additives weißes Gaußsches Rauschen  $n(t)$ , ergibt sich das Empfangssignal [43]

$$e(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_k(n) d^{(k)}(n) c^{(k)}(t - nT_B - \tau_k) + n(t). \quad (2.4)$$

Die allgemeine Situation für diesen Fall zeigt Bild 2.1. Die wichtigsten Größen und Eigenschaften sind:

- $d^{(k)}(n) \in \{-1; +1\}$  ist das Bit des  $k$ -ten Nutzers zum Zeitpunkt  $t = nT_B$
- $T_B$  ist die Bitdauer
- $A_k$  ist die Amplitude des gesendeten Signals
- $c^{(k)}(t)$  ist die Spreizsequenz des  $k$ -ten Nutzers. Die Spreizsequenzen sind normiert, so dass

$$E \{ |c_k|^2 \} = \int_0^{T_B} c^{(k)}(t) c^{(k)*}(t) dt = 1 \quad (2.5)$$



**Bild 2.1** Überlagerung von DSSS Signalen mit unterschiedlichen Verzögerungen und Amplituden

- $n(t)$  ist weißes Gaußsches Rauschen mit der zweiseitigen Rauschleistungsdichte  $N_0$

Gl. (2.4) beschreibt für  $\tau_k = 0, \forall k$ , ein synchrones CDMA System. Alle  $K$  Teilnehmer überlagern sich zeitgleich. Synchrones CDMA Systeme erleichtern die Detektionsaufgabe, da die zeitlichen Verschiebungen  $\tau_k$  der einzelnen Signalen zueinander nicht ermittelt und die zugehörigen Korrelationskoeffizienten nicht berechnet werden müssen. Der Korrelationskoeffizient zweier Codefolgen ist definiert als

$$\rho_{ij} = \int_{-\infty}^{\infty} c^{(i)}(t)c^{(j)*}(t)dt. \quad (2.6)$$

Für die Darstellung von Mobilfunksystemen reicht das bisherige Modell nicht aus. Bisher kann nur die MAI aufgrund der Kreuzkorrelationen der Teilnehmer untereinander berücksichtigt werden. Die Mobilfunkübertragung ist aber

geprägt durch Mehrwegeausbreitung. Dies führt zu Symbolüberlappungen, der so genannten Intersymbolinterferenz (ISI). Um die Autokorrelationen aufgrund der Mehrwegeausbreitung mitberücksichtigen zu können, werden ganze Bursts, d.h. Datenvektoren betrachtet. Zur Erleichterung der Notation geht man zur zeitdiskreten Darstellung über und benutzt zur kompakten Formulierung die Vektornotation. Zunächst werden Datenbursts der Länge  $N$  betrachtet. Danach wird die Kanalimpulsantwort zur Systemgleichung hinzugefügt. Für einen Datenvektor der Länge  $N$  kann der Empfangsvektor  $\mathbf{e}$  im CDMA System nun folgendermaßen beschrieben werden [24, 43]:

$$\mathbf{e} = \sum_{k=1}^K \mathbf{C}^{(k)} \mathbf{D}^{(k)} \mathbf{d}^{(k)} + \mathbf{n} \quad (2.7)$$

Hierbei ist

- $\mathbf{C}^{(k)} \in \mathbb{C}^{(NQ \times N)}$  die Spreizsequenz-Matrix des Teilnehmers  $k$ . In den Spalten von  $\mathbf{C}^{(k)}$  steht jeweils eine Spreizfolge  $\mathbf{c}^{(k)} = (c^{(k)}(1), \dots, c^{(k)}(Q))^T$ , die in der Nachbarspalte um  $Q$  Elemente versetzt erscheint. Der Spreizfaktor ist  $Q$ .

$$\mathbf{C}^{(k)} = (\xi_{\mu,\nu}^{(k)}), \text{ mit } \xi_{Q(n-1)+q,n}^{(k)} = \begin{cases} c^{(k)}(q) & \text{für } q = 1, \dots, Q \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.8)$$

mit  $n = 1, \dots, N$

Die Matrix  $\mathbf{C}^{(k)}$  hat dann folgende Struktur:

$$\mathbf{C}^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & & & \\ \mathbf{c}^{(k)} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{1} & & & \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}^{(k)} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{1} & & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{c}^{(k)} \\ \mathbf{1} & & & \end{bmatrix}$$

- $\mathbf{d}^{(k)} = (d^{(k)}(1), d^{(k)}(2), \dots, d^{(k)}(N))^T$  mit  $N$  als die Länge der Datenfolge des Teilnehmers  $k$  und  $d^{(k)}(n) \in \{\pm 1\}$  als das Bit zum Zeitpunkt  $t = nT_B$
- $\mathbf{D}^{(k)} = (A_{nn})$ ,  $n \in \{1, \dots, N\}$  die  $(N \times N)$  Diagonalmatrix mit den Amplituden der  $N$  Symbole des Teilnehmers  $k$
- $\mathbf{n} = (n(1), \dots, n(NQ))^T$  diskretes bandbegrenzttes weißes Gaußsches Rauschen

Gleichung (2.7) kann gänzlich ohne Summenzeichen [24] ausgedrückt werden, wenn die Spreizmatrix  $\mathbf{C}^{(k)}$  als Block der Blockmatrix

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}^{(1)} | \mathbf{C}^{(2)} | \dots | \mathbf{C}^{(K)}] \in \mathbb{C}^{(NQ \times NK)} \quad (2.9)$$

interpretiert wird und der Datenbitvektor

$$\mathbf{d}^T = (\mathbf{d}^{(1)T}, \mathbf{d}^{(2)T}, \dots, \mathbf{d}^{(K)T}) \in \mathbb{C}^{(NK)} \quad (2.10)$$

sowie die Blockdiagonal-Matrix

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}^{(1)} | \mathbf{D}^{(2)} | \dots | \mathbf{D}^{(K)}] \in \mathbb{R}^{(NK \times NK)} \quad (2.11)$$

aus den Teilnehmerkomponenten zusammengestellt werden.

$$\mathbf{e} = \mathbf{C}\mathbf{D}\mathbf{d} + \mathbf{n} \tag{2.12}$$

Die Vektoren  $\mathbf{e}$  und  $\mathbf{n}$  besitzen dabei die Dimension  $NQ$ . Die Spreizsequenz-Matrix aus Gl. (2.9) hat die Dimension  $NQ \times NK$ . Sie ist schwach besetzt. Diese Eigenschaft kann für eine Aufwandsreduktion ausgenutzt werden.

Bisher ist die Kanalimpulsantwort noch nicht berücksichtigt. Benutzt man für die Kanalimpulsantwort den Vektor  $\mathbf{h} = (h_0^{(k)}, h_1^{(k)}, \dots, h_{L-1}^{(k)})^T$  mit  $h_i^{(k)} = h_i^{(k)}(t)$ ,  $i = 0, \dots, L - 1$  aus Gl. (2.67), kann durch Faltung mit der Spreizsequenz  $\mathbf{c}^{(k)}$  ein zusammengefasster Vektor  $\mathbf{b}^{(k)} \in \mathbb{C}^{(Q+L-1)}$  erzeugt werden.

$$\mathbf{b}^{(k)} = \mathbf{c}^{(k)} * \mathbf{h}^{(k)} \tag{2.13}$$

Daraus lässt sich eine Kanalspreizmatrix  $\mathbf{B}^{(k)}$  von Teilnehmer  $k$  aufbauen. In den Spalten von  $\mathbf{B}$  steht jeweils ein Vektor  $\mathbf{b}^{(k)}$ , der in der Nachbarspalte um  $Q$  Elemente versetzt erscheint. Das Faltungsprodukt aus der Spreizfolge  $\mathbf{c}^{(k)}$  und der Kanalimpulsantwort  $\mathbf{h}$  besitzt die Länge  $Q + L - 1$ , so dass sich zwei benachbarte Spalten um  $L - 1$  Elemente überlappen.

$$\mathbf{B}^{(k)} = (\xi_{\mu,\nu}^{(k)}), \text{ mit } \xi_{Q(n-1)+q,n}^{(k)} = \begin{cases} b^{(k)}(q) & \text{für } q = 1, \dots, Q + L - 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.14}$$

mit  $n = 1, \dots, N$

Es ergibt sich daraus folgende Struktur:

$$\mathbf{B}^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & & & \\ \mathbf{b}^{(k)} & \mathbf{I} & \cdots & & \\ \mathbf{I} & \mathbf{b}^{(k)} & & \mathbf{0} & \\ & \mathbf{I} & & & \\ & & \cdots & & \\ \mathbf{0} & & & \mathbf{I} & \\ & \cdots & & & \mathbf{b}^{(k)} \\ & & \mathbf{0} & \mathbf{I} & \end{bmatrix}, \text{ mit } \mathbf{B}^{(k)} \in \mathbb{C}^{(NQ+L-1) \times N}$$

Fasst man nun auch die Matrizen  $\mathbf{B}^{(k)}$  für  $k = 1, \dots, K$  in eine Blockmatrix  $\mathbf{B}$  zusammen, erhält man:

$$\mathbf{B} = [\mathbf{B}^{(1)} | \mathbf{B}^{(2)} | \dots | \mathbf{B}^{(K)}] \in \mathbb{C}^{((NQ+L-1) \times NK)} \quad (2.15)$$

Der Empfangsvektor ergibt sich mit Berücksichtigung der Kanalimpulsantwort zu:

$$\mathbf{e} = \mathbf{B}\mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (2.16)$$

## 2.2 Spreizcodes

Die Teilnehmertrennung in CDMA Systemen erfolgt durch Signaturen. Diese Signaturen müssen geeignete Kreuz- und Autokorrelationseigenschaften besitzen, um eine Trennung der Teilnehmer zu garantieren und gleichzeitig robust gegenüber Mehrwegeausbreitung zu sein. Da mit diesen Signaturen nicht nur die Teilnehmeridentifikation, sondern auch die Bandbreitenerhöhung einhergeht, werden sie Spreizcodes genannt. Es gibt eine Vielzahl verschiedener Codes. Die wichtigsten Grundstrukturen werden in diesem Kapitel vorgestellt. Zur Beurteilung der Eignung der Codes dienen die Autokorrelationsfunktion und die Kreuzkorrelationsfunktion. Die diskrete periodische Autokorrelationsfunktion für deterministische Folgen ist in Gl. (2.17), die entsprechende diskrete periodische Kreuzkorrelationsfunktion ist in Gl. (2.18) angegeben [39].

$$\varphi_{cc}(n) = \sum_{m=1}^M c(m)c^*(m+n) \quad (2.17)$$

$$\varphi_{c^{(1)}c^{(2)}}(n) = \sum_{m=1}^M c^{(1)}(m)c^{(2)*}(m+n) \quad (2.18)$$

Die Spreizsequenzen sind mit den zu übertragenden Daten moduliert. Die periodische Korrelationsfunktion geht aber von sich periodisch wiederholenden

Sequenzen aus. Daher ist auch die Einführung der aperiodischen Kreuzkorrelationsfunktion sinnvoll [38]:

$$\varphi_{c^{(1)}c^{(2)}}^a(n) = \begin{cases} \sum_{m=1}^{M-n} c^{(1)}(m)c^{(2)*}(m+n), & \text{für } 0 \leq n \leq M-1 \\ \sum_{m=0}^{M+n} c^{(1)}(m-n)c^{(2)*}(m), & \text{für } 1-M \leq n < 0 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.19)$$

Die aperiodische Korrelationsmatrix  $\mathbf{R}$  der Dimension  $(N \times N)$  setzt sich aus der aperiodischen Korrelationsfunktion wie folgt zusammen:

$$\mathbf{R}_{\mu\nu} = (r_{i,j}) = \varphi_{c^{(\mu)}c^{(\nu)}}^a((j-i)Q), \text{ mit } 1 \leq \mu, \nu \leq K, 1 \leq i, j \leq N \quad (2.20)$$

Da die Korrelationsfunktion symmetrisch [20] ist, gilt

$$\mathbf{R}_{\mu\nu} = \mathbf{R}_{\nu\mu}^H \quad (2.21)$$

Der Operator  $H$  steht für hermitesch, was für transponiert und konjugiert komplex steht. Die Korrelationsmatrix  $\mathbf{R}_{kk}$  der mit der Kanalimpulsantwort gefalteten Codesequenz des  $k$ -ten Teilnehmers kann aus der Matrix  $\mathbf{B}^{(k)}$  Gl. (2.14) durch Matrizenmultiplikation ermittelt werden:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{kk} &= \mathbf{B}^{(k)H} \mathbf{B}^{(k)} \\ &= \begin{bmatrix} \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a(0) & \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a(Q) & \cdots & \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a((N-1)Q) \\ \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a(-Q) & \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a(Q) \\ \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a((1-N)Q) & \cdots & \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a(-Q) & \varphi_{c^{(k)}c^{(k)}}^a(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Solange für die Spreizung der Symbole dieselbe Spreizsequenz  $\mathbf{c}^{(k)}$  und dieselbe Kanalimpulsantwort verwendet wird, sind auf den Diagonalen von  $\mathbf{R}_{kk}$  alle Werte identisch. Es handelt sich dabei um eine Toeplitzmatrix.

**Definition 1.** Eine Matrix  $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  ist eine Toeplitzmatrix, wenn Skalare  $t_{-n+1}, \dots, t_0, \dots, t_{n-1}$  existieren, so dass  $(t_{i,j}) = t_{j-i} \forall i, j$ .

Beispiel:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_0 & t_1 & t_2 & t_3 \\ t_{-1} & t_0 & t_1 & t_2 \\ t_{-2} & t_{-1} & t_0 & t_1 \\ t_{-3} & t_{-2} & t_{-1} & t_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & 1 & 7 & 6 \\ 4 & 3 & 1 & 7 \\ 0 & 4 & 3 & 1 \\ 9 & 0 & 4 & 3 \end{bmatrix}$$

Die Korrelationsmatrix der Blockmatrix  $\mathbf{B}$  aus Gl. (2.15) besteht jetzt aus den entsprechenden Untermatrizen nach Gl. (2.22).

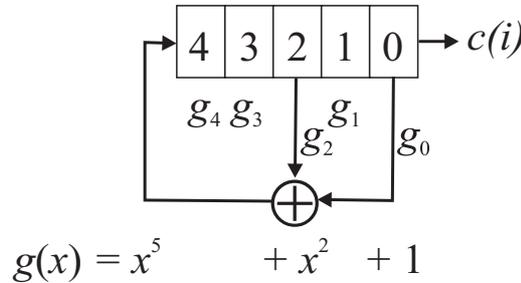
$$\mathbf{R} = \mathbf{B}^H \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{11} & \mathbf{R}_{12} & \cdots & \mathbf{R}_{1K} \\ \mathbf{R}_{21} & \mathbf{R}_{22} & \cdots & \mathbf{R}_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{K1} & \mathbf{R}_{K2} & \cdots & \mathbf{R}_{KK} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(NK \times NK)} \quad (2.23)$$

### 2.2.1 PN-Folgen

*Pseudo Noise* (PN)-Folgen werden technisch mit Hilfe von Schieberegistern erzeugt. Da es sich hierbei um konstruierten Zufall handelt, d.h. ein mit Hilfe von Maschinen errechneter Zufall, erklärt sich die Einschränkung *pseudo*. Dennoch können Eigenschaften definiert werden, die eine Bitfolge, generiert mit einem rückgekoppelten Schieberegister, als zufällig erscheinen lassen. Von besonderem Interesse sind die m-Sequenzen [12]. Eine Zusammenfassung der wichtigsten Sequenzen für die Mobilfunksysteme der dritten Generation kann in [9] gefunden werden. Hier werden die für UMTS wichtigen Sequenzen behandelt. m-Sequenzen haben die maximale Periode des sie erzeugenden rückgekoppelten Schieberegisters. Alle Berechnungen erfolgen modulo 2. Ein Generatorpolynom wird zur Definition der Rückkopplungspunkte benutzt:

$$g(x) = x^M + \sum_{m=0}^{M-1} g_m x^m \quad (2.24)$$

Die Variable  $x$  ist hier lediglich ein Platzhalter für eine Verzögerung um einen Schritt. Entsprechend bedeutet  $x^m$  eine Verzögerung um  $m$ -Schritte. In Bild



**Bild 2.2** M-Sequenz Generator mit  $g(x) = x^5 + x^2 + 1$

2.2 ist die Zugehörigkeit der Generatorkoeffizienten  $g_m$  zu den jeweiligen Rückkopplungsstellen ersichtlich. Da immer eine Rückkopplung an der höchstwertigen Stelle des Schieberegisters vorliegt, existiert im Generatorpolynom immer  $x^M$ . Sequenzen eines  $M$ -stufigen Schieberegisters mit der maximalen Periode  $N = 2^M - 1$  nennt man maximal lange Sequenzen oder einfach  $m$ -Sequenzen. Die Generatorpolynome für  $m$ -Sequenzen sind z.B. in [35] tabelliert. Wichtige Eigenschaften der  $m$ -Sequenzen sind:

- Eine  $m$ -Sequenz hat eine Eins mehr als Nullen
- Die modulo-2 Addition einer  $m$ -Sequenz mit einer phasenverschobenen  $m$ -Sequenz ergibt erneut eine Phasenverschiebung der ursprünglichen  $m$ -Sequenz
- Innerhalb eines Fensters der Breite  $M$ , das über die gesamte Periode der Sequenz gleitet, kommt jedes  $M$ -Tupel genau einmal vor. Ausnahme ist das  $M$ -Tupel, das nur Nullen beinhaltet
- Die periodische Autokorrelationsfunktion ist zweiwertig

$$\varphi_{cc}(n) = \begin{cases} N & n = iN, i \in \mathbb{Z} \\ -1 & n \neq iN \end{cases} \quad (2.25)$$

$M$ -Sequenz Generatoren sind die Grundlage der nun folgenden Gold-Folgen.

### 2.2.2 Gold-Folgen

Gold-Folgen erzeugen eine Familie von Codefolgen. Sie werden generiert aus der modulo-2 Addition zweier bevorzugter  $m$ -Sequenzen. Durch Auswahl dieser bevorzugten Sequenzen resultieren Gold-Codes mit einer dreiwertigen Kreuzkorrelationsfunktion. Die Kreuzkorrelationsfunktion nimmt nur die drei Werte

$$\varphi_{c^{(1)}c^{(2)}}(n) \in \{-t(M), -1, [t(M) - 2]\} \quad (2.26)$$

mit

$$t(M) = \begin{cases} 1 + 2^{0,5(M+1)} & M \text{ ungerade} \\ 1 + 2^{0,5(M+2)} & M \text{ gerade} \end{cases}$$

und mit der Folgenlänge  $N = 2^M - 1$  an. Sind  $\{c_1(n)\}$  und  $\{c_2(n)\}$ ,  $n = 1, \dots, N$  die beiden Folgen der bevorzugten  $m$ -Sequenzgeneratoren, kann durch modulo-2 Addition der Sequenz  $c_1(n)$  auf alle verschobenen Sequenzen  $x^m c_2(n)$ ,  $m = 1, \dots, N$  eine Codemenge erzeugt werden:

$$\text{GM}(c_1, c_2) = \{c_1, c_2, c_1 \oplus c_2, c_1 \oplus x^1 c_2, c_1 \oplus x^2 c_2, \dots, c_1 \oplus x^{N-1} c_2\}, \quad (2.27)$$

wobei  $\oplus$  der Operator für die modulo-2 Addition ist. Es existieren  $N + 2$  Codefolgen in der Codemenge  $\text{GM}(c_1, c_2)$ , d.h. eine Familie von Goldcodes beinhaltet  $N + 2$  Folgen. Paare von bevorzugten  $m$ -Sequenzen sind z.B. in [35] aufgelistet. In Bild 2.3 ist ein Goldcode Generator für Sequenzen der Länge  $N = 2^{18} - 1$  dargestellt.

### 2.2.3 OVSF-Codes

OVSF-Codes bilden eine Familie orthogonaler Codes. Die Erzeugung der OVSF-Folgen lässt sich mittels einer Baumstruktur, wie in Bild 2.4 dargestellt, verdeutlichen. Ausgehend von der Wurzel mit der Folge  $\mathbf{c}_{1,1} = 1$  werden zwei neue Zweige gebildet. Der obere Zweig  $\mathbf{c}_{2,1}$  besteht aus der duplizierten ursprünglichen Folge  $\mathbf{c}_{1,1}$ . Im unteren Zweig  $\mathbf{c}_{2,2}$  wird an die ursprüngliche Folge  $\mathbf{c}_{1,1}$  die negierte Version von  $\mathbf{c}_{1,1}$  angeheftet. Dieses Prinzip wird solange fortgesetzt,

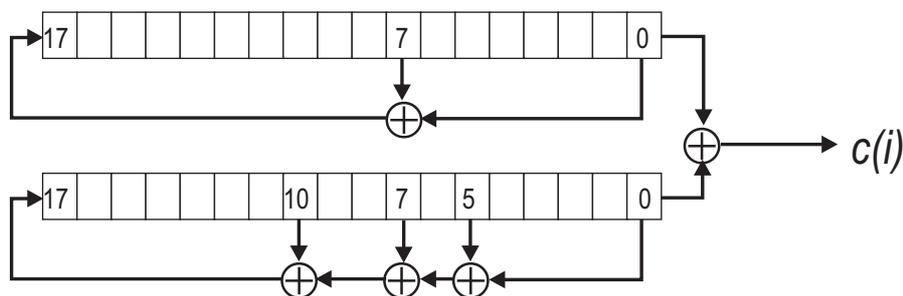


Bild 2.3 Goldcode Generator

bis die Sequenz mit der gewünschten Folgenlänge erreicht ist. Gültige Folgenlängen sind aufgrund der Verdoppelung der neuen Sequenzen Potenzen von zwei.

Jede Codefolge ist eindeutig durch  $\mathbf{c}_{Q,k}$  definiert. Hierbei ist  $Q$  der Spreizfaktor und  $k$  die so genannte Codezahl mit der Bedingung

$$1 \leq k \leq Q.$$

Der Spreizfaktor  $Q$  ist

$$Q = 2^n, \text{ mit } n \in \mathbb{N}_0. \quad (2.28)$$

Bei einem Spreizfaktor der Größe  $Q$  gibt es also  $Q$  verschiedene Spreizfolgen der Länge  $Q$ , mit Codezahlen von  $k = 1$  bis  $k = Q$ . Alternativ kann die

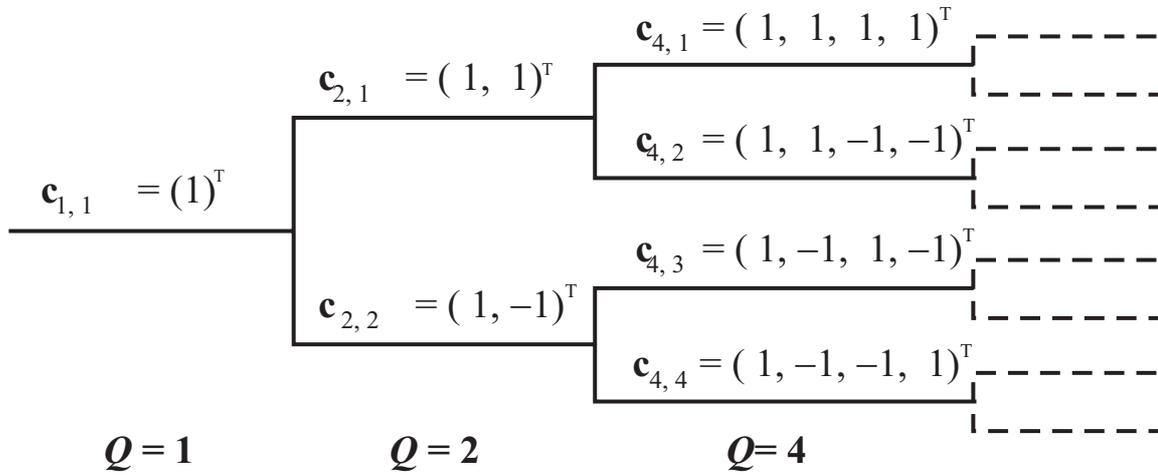


Bild 2.4 OVSF Codes

Erzeugung der OVSF-Codes auch rekursiv definiert werden als:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{c}_{1,1} &= 1 \\
 \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{2,1}^T \\ \mathbf{c}_{2,2}^T \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{1,1}^T & \mathbf{c}_{1,1}^T \\ \mathbf{c}_{1,1}^T & -\mathbf{c}_{1,1}^T \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{2^{n+1},1}^T \\ \mathbf{c}_{2^{n+1},2}^T \\ \mathbf{c}_{2^{n+1},3}^T \\ \mathbf{c}_{2^{n+1},4}^T \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{2^{n+1},2^{n+1}-1}^T \\ \mathbf{c}_{2^{n+1},2^{n+1}}^T \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{2^n,1}^T & \mathbf{c}_{2^n,1}^T \\ \mathbf{c}_{2^n,1}^T & -\mathbf{c}_{2^n,1}^T \\ \mathbf{c}_{2^n,2}^T & \mathbf{c}_{2^n,2}^T \\ \mathbf{c}_{2^n,2}^T & -\mathbf{c}_{2^n,2}^T \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{c}_{2^n,2^n}^T & \mathbf{c}_{2^n,2^n}^T \\ \mathbf{c}_{2^n,2^n}^T & -\mathbf{c}_{2^n,2^n}^T \end{bmatrix} \tag{2.29}
 \end{aligned}$$

Ausgehend vom Code  $\mathbf{c}_{2^n,k}$  ergeben sich die Codes  $\mathbf{c}_{2^{n+1},2k-1}$  und  $\mathbf{c}_{2^{n+1},2k}$  dadurch, dass  $\mathbf{c}_{2^n,k}$  auf dem oberen Zweig identisch, auf dem unteren Zweig invertiert an  $\mathbf{c}_{2^n,k}$  angehängt wird. Durch die Baumstruktur der Codeerzeugung ist leicht zu ersehen, welche Codes ausgewählt werden dürfen, wenn verschiedene

Spreizfaktoren benutzt werden: Wird ein Code  $\mathbf{c}_{2^n,k}$  benutzt, so sind alle Codes mit höherem  $n$ , die auf den Zweigen liegen, die von  $\mathbf{c}_{2^n,k}$  ausgehen, zu diesem Code nicht orthogonal, und daher verboten. Die OVSF-Codes sind äquivalent mit den Walsh-Codes. Die Erzeugung der Walsh-Hadamard Sequenzen erfolgt über die Walsh-Hadamard Matrix [46]. Dadurch ergibt sich eine andere Reihenfolge der einzelnen Folgen. Sind die Zeilen der Matrix von  $i = 0, \dots, Q - 1$  nummeriert, kann durch ein Bitreversal von  $i$  die korrespondierende OVSF Folge ermittelt werden [30]. Die Zuordnung ist natürlich umkehrbar eindeutig.

## 2.3 Kanal

Bei der Übertragung im Mobilfunk werden die Funkwellen an einer Vielzahl von Objekten, z.B. Gebäuden, topographischen Strukturen (z.B. Bergen) oder Bäumen, reflektiert, gebrochen oder gestreut. Ein typisches Szenario für diese so genannte Mehrwegeausbreitung ist in Bild 2.5 dargestellt. Das Empfangssignal setzt sich aufgrund der Mehrwegeausbreitung aus der Überlagerung von unterschiedlich stark gedämpften, verzögerten und phasenverschobenen Versionen des Sendesignals zusammen. Der Betrag des resultierenden Empfangssignals ist daher abhängig von den Amplituden- und Phasenbeziehungen zwischen den einzelnen Komponenten, d.h. es kann je nach Aufenthaltsort zu einer konstruktiven Überlagerung, aber auch zu einer völligen Auslöschung kommen (destruktive Überlagerung). Die Fluktuationen der Signalamplitude werden als Schwund (*fading*) bezeichnet. Es wird zwischen schnellem Schwund (*fast fading*), das durch das lokale Mehrwegeszenario bestimmt wird, und langsamen Schwund (*slow fading*), das sich auf die Änderung des mittleren Empfangspegels bezieht und durch wechselnde Geländestrukturen hervorgerufen wird, unterschieden. Die geringe Antennenhöhe der Mobilfunkgeräte führt oftmals zu einer Abschattung des direkten Ausbreitungswegs. Am Empfänger kommen nur die gestreuten Signale an. Die Bewegung des Mobilgerätes oder die Bewegung der Streuobjekte (z.B. Straßenverkehr) führt zu einem zeitvarianten Übertragungskanal. Die Bewegung des Mobilgerätes führt aufgrund des Dopplereffektes zu Frequenzverschiebungen der einzelnen Teilwellen. Bild 2.6 verdeutlicht die Zusammenhänge bei einer Mobilstation. Die Größen zur Be-

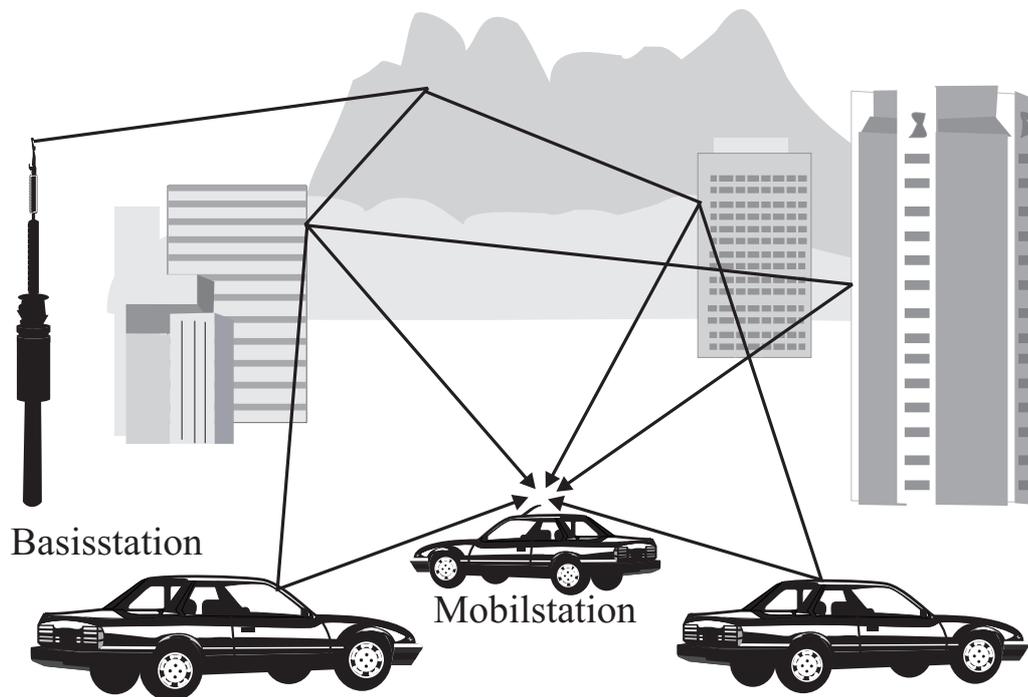


Bild 2.5 Beispielszenario für Mehrwegeausbreitung

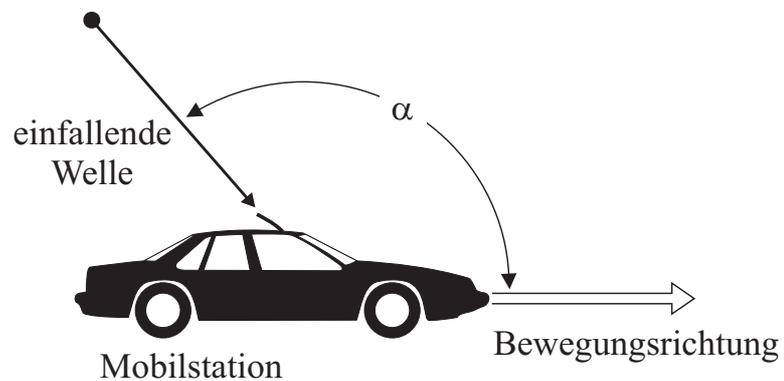


Bild 2.6 Parameter zur Berechnung der Dopplerverschiebung

rechnung der Dopplerverschiebung sind die Fahrzeuggeschwindigkeit  $v$ , die Trägerfrequenz  $f_T$  und der Einfallswinkel  $\alpha$  der Welle. Mit der Licht-

geschwindigkeit  $c = 2,997925 \cdot 10^8$  m/s ergibt sich, bei nicht relativistischer Betrachtungsweise, die Dopplerverschiebung zu

$$f_D = \frac{f_T v}{c} \cos(\alpha) = f_{D_{\max}} \cos(\alpha). \quad (2.30)$$

Die maximale Dopplerfrequenz  $f_{D_{\max}}$  tritt auf, wenn die Welle direkt von vorne ( $\alpha = 0$ ) oder direkt von hinten ( $\alpha = \pi$ ) einfällt [21]. Bei orthogonalem Einfall der Welle ( $\alpha = \pm\pi/2$ ) ist die Dopplerfrequenz  $f_D = 0$  Hz.

### 2.3.1 Deterministische Beschreibung des Kanals

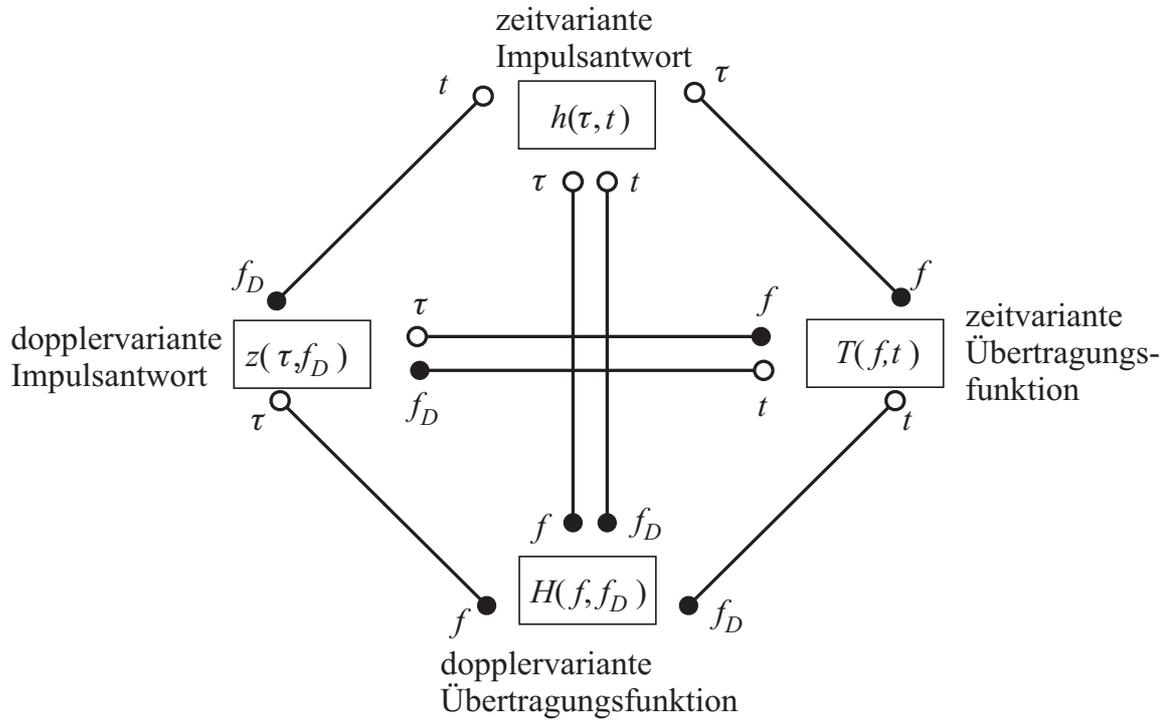
Der Mobilfunkkanal kann aus systemtheoretischer Sichtweise als linear und zeitvariant beschrieben werden. Bei zeitlich konstanten Übertragungsbedingungen, einem zeitinvarianten System, ist die Impulsantwort  $h(t)$  die Antwort des äquivalenten Tiefpasssystems auf eine Erregung des Eingangs mit einem Dirac-Impuls  $\delta(t)$ . Die zeitvariante Impulsantwort des äquivalenten Tiefpasssystems  $h_0(t_0, t)$  ist definiert als die Antwort des Systems zum Zeitpunkt  $t$  auf einen Dirac-Impuls zum Zeitpunkt  $t_0$ , d.h. auf  $\delta(t - t_0)$  [6, 34]. Ersetzt man  $t_0$  durch  $t_0 = t - \tau$  ergibt sich die vereinfachte Darstellung der Übertragungsfunktion zu

$$h(\tau, t) = h_0(t - \tau, t). \quad (2.31)$$

$\tau$  beschreibt den Zeitabstand, der seit dem Auftreten des Impulses bis zum Zeitpunkt der Beobachtung der Antwort des Kanals verstrichen ist. Die physikalische Interpretation ist, dass  $h(\tau, t)$  die Antwort des Kanals zum Zeitpunkt  $t$  auf einen Dirac-Impuls ist, der den Kanal zum Zeitpunkt  $t - \tau$  anregte. Aufgrund der Kausalität von Systemen muss  $h(\tau, t) = 0$  für  $\tau < 0$  sein. Für einen festen Zeitpunkt  $t$  lautet die Fouriertransformierte von  $h(\tau, t)$  bezüglich  $\tau$ :

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.32)$$

$T(f, t)$  spiegelt die Frequenzcharakteristik des Kanals in Abhängigkeit von der Zeit  $t$  wider. Die Dopplerverschiebung aus Gl. (2.30) ist bei einem zeit-



**Bild 2.7** Kanalimpulsantworten und die zugehörigen Spektralfunktionen

varianten Kanal ebenfalls vom Beobachtungszeitpunkt abhängig. Die Mobilstation bewegt sich mit einer von der Zeit abhängigen Geschwindigkeit. Weiterhin ist der Einfallswinkel der Mehrwege ebenfalls aufgrund der Bewegung von der Zeit abhängig. Daraus ergeben sich die folgenden beiden Fourier-Transformationsvariablen:

$$\tau \circ \bullet f \tag{2.33}$$

$$t \circ \bullet f_D \tag{2.34}$$

wobei  $\circ \bullet$  die Fouriertransformation symbolisiert. Damit gibt es vier verschiedene Funktionen, die den Mobilfunkkanal beschreiben:

- die zeitvariante Kanalimpulsantwort  $h(\tau, t)$
- die zeitvariante Übertragungsfunktion  $T(f, t)$

- die dopplervariante Impulsantwort  $z(\tau, f_D)$
- die dopplervariante Übertragungsfunktion  $H(f, f_D)$

Die Beziehungen dieser vier Funktionen werden in Bild 2.7 aufgezeigt.

### 2.3.2 Stochastische Beschreibung des Kanals

Eine deterministische Beschreibung ist aufgrund der schnellen Änderungen in der Umgebung des Mobilteilnehmers und aufgrund der Bewegung des Teilnehmers unrealistisch. Dazu müsste zu jedem Zeitpunkt die exakte Kenntnis über die Kanalimpulsantwort gegeben sein. Deswegen geht man dazu über, die Kanalimpulsantwort als stochastischen Prozess zu beschreiben. Solange die Veränderungen im Raum (oder in der Zeit) hinreichend klein sind, können die Kanalimpulsantwort und die davon abhängigen Funktionen als ein stationärer Prozess modelliert werden. Die Autokorrelationsfunktionen sind definiert zu:

$$\varphi_{hh}(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = E \{h(\tau_1; t_1)h^*(\tau_2; t_2)\} \quad (2.35)$$

$$\varphi_{TT}(f_1, f_2; t_1, t_2) = E \{T(f_1; t_1)T^*(f_2; t_2)\} \quad (2.36)$$

$$\varphi_{zz}(\tau_1, \tau_2; f_{D1}, f_{D2}) = E \{z(\tau_1, f_{D1})z^*(\tau_2, f_{D2})\} \quad (2.37)$$

$$\varphi_{HH}(f_1, f_2; f_{D1}, f_{D2}) = E \{H(f_1, f_{D1})H^*(f_2, f_{D2})\} \quad (2.38)$$

Die Autokorrelationsfunktionen hängen analog wie die Systemfunktionen aus dem vorhergehenden Unterabschnitt über die Fouriertransformationen voneinander ab. Signifikante Vereinfachungen dieser Beschreibung sind möglich, wenn wir annehmen, dass die zeitvariante Impulsantwort  $h(\tau, t)$  bezüglich  $t$  schwach stationär ist, und dass Streukomponenten mit unterschiedlichen Verzögerungen unkorreliert sind. Auf Basis dieser Annahmen wurde von Bello in seiner grundlegenden Arbeit [6] über stochastische zeitvariante lineare Systeme das so genannte WSSUS-Modell (*wide-sense stationary uncorrelated scattering*) eingeführt. Es ist das wichtigste Modell stochastischer zeitvarianter linearer Kanäle. Es ist in Umgebungen mit kleinen Abmessungen gültig, d.h. in Bereichen die in etwa einigen Zehnfachen der Wellenlänge der Trägerfrequenz

entsprechen. WSSUS ist eine Kombination aus WSS (*wide-sense stationary*) und US (*uncorrelated scattering*) Kanalmodellen. WSS und US besitzen eine Zeit-Frequenz-Dualität, wie in [6] gezeigt wurde. Kanäle, die schwach stationär (WSS) sind, haben die Eigenschaft, dass die Autokorrelationsfunktionen invariant gegenüber Zeitverschiebungen sind, d.h. nur von der Zeitdifferenz  $\Delta t = t_2 - t_1$  abhängen. Bei US-Kanälen gilt, dass die Signalanteile von Pfaden mit unterschiedlichen Laufzeiten unkorreliert sind. Aus den beiden Eigenschaften folgt, dass, im Falle von WSS, Signalanteile, die eine unterschiedliche Dopplerverschiebung erfahren, unkorreliert sind und dass US-Kanäle schwach stationär im Hinblick auf die Frequenzvariable sind, d.h. die Autokorrelationsfunktionen sind nur abhängig von der Frequenzdifferenz  $\Delta f = f_2 - f_1$ . Damit ergeben sich die Systemautokorrelationsfunktionen des WSSUS Kanals zu:

$$\varphi_{hh}(\tau, \tau + \Delta\tau; t, t + \Delta t) = \delta(\Delta\tau)\Phi_{hh}(\tau, \Delta t) \quad (2.39)$$

$$\varphi_{TT}(f, f + \Delta f; t, t + \Delta t) = \varphi_{TT}(\Delta f, \Delta t) \quad (2.40)$$

$$\varphi_{zz}(\tau, \tau + \Delta\tau; f_D, f_D + \Delta f_D) = \delta(\Delta\tau)\delta(\Delta f_D)\Phi_{zz}(\tau, f_D) \quad (2.41)$$

$$\varphi_{HH}(f, f + \Delta f; f_D, f_D + \Delta f_D) = \delta(\Delta f_D)\Phi_{HH}(\Delta f, f_D) \quad (2.42)$$

$\Phi_{hh}(\tau, \Delta t)$  wird Verzögerungs-Kreuzleistungsdichtespektrum genannt. Anhand Gleichung (2.39) kann man erkennen, dass die zeitvariante Impulsantwort  $h(\tau, t)$  von WSSUS-Modellen einerseits bezüglich der Verzögerung  $\tau$  den Charakter von nichtstationärem weißen Rauschen hat, und andererseits aber bezüglich der Zeit  $t$  schwach stationär ist.  $\varphi_{TT}(\Delta f, \Delta t)$  heißt Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion. Die Übertragungsfunktion  $T(f, t)$  von WSSUS-Modellen hat also bezüglich  $f$  und  $t$  die Eigenschaften eines schwach stationären stochastischen Prozesses. Die Funktion  $\Phi_{zz}(\tau, f_D)$  aus Gl. (2.41) wird von Pätzold [34] als Streufunktion (*scattering function* [6]) bezeichnet. Die Systemfunktion  $z(\tau, f_D)$  verhält sich also wie nichtstationäres weißes Rauschen bezüglich  $\tau$  und  $f_D$ .  $\Phi_{HH}(\Delta f, f_D)$  wird Doppler-Kreuzleistungsdichtespektrum genannt. Die Systemfunktion  $H(f, f_D)$  von WSSUS-Modellen verhält sich somit bezüglich  $f$  wie ein schwach stationärer Prozess, während sie bezüglich  $f_D$  sich wie nichtstationäres weißes Rauschen verhält.

Aus diesen Gleichungen (2.39)–(2.42) lassen sich wichtige Kenngrößen für die Modellierung von WSSUS-Kanälen ableiten. Die Systemautokorrelationsfunktionen des WSSUS Kanals lassen sich über Fouriertransformationen auseinander herleiten. Man erkennt z.B., dass die Kenntnis der Streufunktion  $\Phi_{zz}(\tau, f_D)$  genügt, um alle anderen Größen zu berechnen. Z.B. kann das Verzögerungsleistungsdichtespektrum  $\Phi_{hh}(\tau, \Delta t)$  mittels inverser Fouriertransformation bezüglich der Dopplerfrequenz  $f_D$  aus der Streufunktion  $\Phi_{zz}(\tau, f_D)$  ermittelt werden:

$$\Phi_{hh}(\tau, \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{zz}(\tau, f_D) e^{j2\pi f_D \Delta t} df_D \quad (2.43)$$

Setzt man in dieser Gleichung  $\Delta t = 0$  erhält man das Verzögerungsleistungsdichtespektrum  $\Phi_{\tau\tau}(\tau)$ . Dieses ist aufgrund von Gl. (2.43) das Integral der Streufunktion über alle Dopplerfrequenzen  $f_D$ .

$$\Phi_{\tau\tau}(\tau) = \Phi_{hh}(\tau, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{zz}(\tau, f_D) df_D \quad (2.44)$$

Das Verzögerungsleistungsdichtespektrum  $\Phi_{\tau\tau}(\tau)$  gibt die mittlere Leistung der Streukomponenten an, die mit der Verzögerung  $\tau$  auftreten. Es lassen sich nun zwei wichtige Kenngrößen aus dem Verzögerungsleistungsdichtespektrum ableiten:

- Die mittlere Verzögerung:

$$B_{\tau}^{(1)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau \Phi_{\tau\tau}(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{\tau\tau}(\tau) d\tau} \quad (2.45)$$

$B_{\tau}^{(1)}$  ist das erste Moment von  $\Phi_{\tau\tau}(\tau)$ . Es gibt die mittlere Verzögerung der Mehrwege an

- Mehrwegeverbreiterung:

$$B_{\tau}^{(2)} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - B_{\tau}^{(1)})^2 \Phi_{\tau\tau}(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{\tau\tau}(\tau) d\tau}} \quad (2.46)$$

Die Mehrwegeverbreiterung  $B_\tau^{(2)}$  ist ein Maß für die zeitliche Verbreiterung (Dispersion) eines Impulses über den Kanal

In analoger Weise lässt sich aus dem Doppler-Kreuzleistungsdichtespektrum  $\Phi_{HH}(\Delta f, f_D)$  durch Nullsetzen von  $\Delta f = 0$  das Dopplerleistungsdichtespektrum  $\Phi_{f_D f_D}(f_D)$  angeben. Aus dem Dopplerleistungsdichtespektrum können die beiden folgenden Kenngrößen abgeleitet werden:

- Die mittlere Dopplerverschiebung:

$$B_{f_D}^{(1)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f_D \Phi_{f_D f_D}(f_D) df_D}{\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{f_D f_D}(f_D) df_D} \quad (2.47)$$

Sie gibt die mittlere Frequenzverschiebung an, die aufgrund des Dopplereffekts auftritt

- Die Dopplerverbreiterung:

$$B_{f_D}^{(2)} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (f_D - B_{f_D}^{(1)})^2 \Phi_{f_D f_D}(f_D) df_D}{\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{f_D f_D}(f_D) df_D}} \quad (2.48)$$

Sie beschreibt die mittlere Frequenzverbreiterung eines Trägersignals bei der Übertragung

Zwei weitere wichtige Parameter lassen sich aus der Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion  $\varphi_{TT}(\Delta f, \Delta t)$  berechnen. Zunächst wird durch Nullsetzen von  $\Delta t$  die Frequenz-Korrelationsfunktion  $\varphi_{TT}(\Delta f, 0)$  gebildet. Sie beschreibt die Korrelation der Amplitude und der Phase als Funktion der Frequenzdifferenz  $\Delta f$ . Mit Hilfe dieser Funktion lässt sich die Kohärenzbandbreite  $W_k$  bestimmen.

**Definition 2.** Die erste Frequenzspanne  $\Delta f = W_k$ , für die gilt

$$|\varphi_{TT}(W_k, 0)| = \frac{1}{2} |\varphi_{TT}(0, 0)|, \quad (2.49)$$

heißt Kohärenzbandbreite.

Die Kohärenzbandbreite ist ein wichtiger Parameter zur Einschätzung der Frequenzselektivität eines Übertragungskanals. Die Kohärenzbandbreite ist näherungsweise umgekehrt proportional zur Mehrwegeverbreiterung  $B_\tau^{(2)}$  [21, 26, 34, 36]. Je größer das Verhältnis von Signalbandbreite zu Kohärenzbandbreite wird, desto mehr Frequenzeinbrüche treten innerhalb der Übertragungsbandbreite auf. D.h. der Kanal ist frequenzselektiv. Andererseits ist der Kanal nicht frequenzselektiv, wenn die Kohärenzbandbreite  $W_k$  sehr viel größer als die Signalbandbreite  $f_S = 1/T_S$  ist.

$$W_k \gg f_S \text{ bzw. } B_\tau^{(2)} \ll T_S \quad (2.50)$$

In diesem Fall ist der Betrag der Übertragungsfunktion innerhalb der Signalbandbreite nahezu konstant (flach). Man spricht daher auch von *flat fading* oder multiplikativem Schwund.

$$h(\tau, t) = \delta(\tau)a(t) \quad (2.51)$$

$$T(f, t) = a(t) \quad (2.52)$$

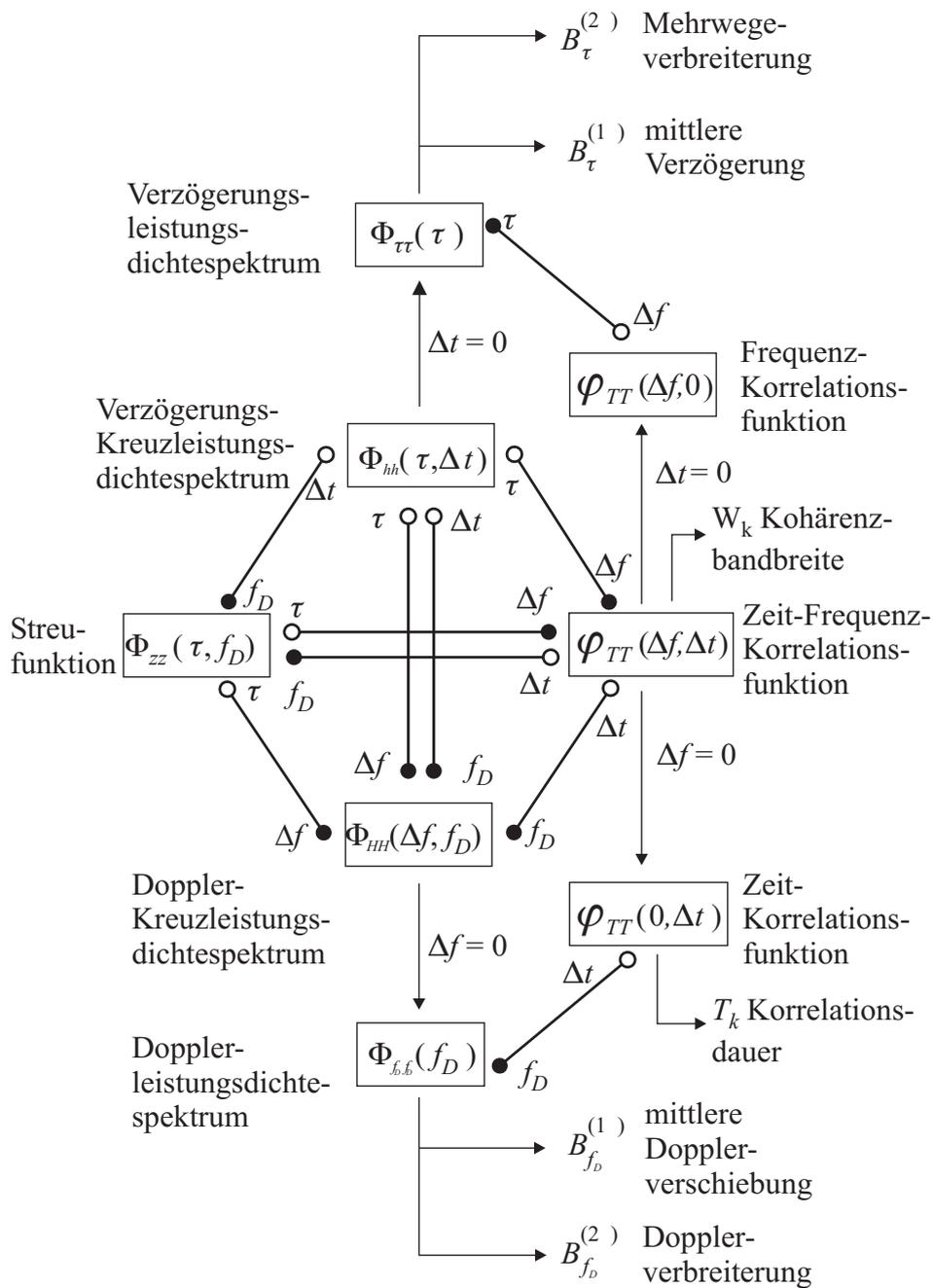
Setzt man in der Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion  $\varphi_{TT}(\Delta f, \Delta t)$  den Frequenzabstand  $\Delta f$  gleich Null, so erhält man die zweite Korrelationsfunktion, nämlich die Zeit-Korrelationsfunktion. Aus ihr lässt sich die Korrelationsdauer des Übertragungskanals bestimmen.

**Definition 3.** Das erste Zeitintervall  $\tau = T_k$ , für das gilt:

$$|\varphi_{TT}(0, T_k)| = \frac{1}{2}|\varphi_{TT}(0, 0)| \quad (2.53)$$

heißt *Korrelationsdauer*.

Die Korrelationsdauer  $T_k$  verhält sich näherungsweise umgekehrt proportional zur Dopplerverbreiterung  $B_f^{(2)}$  [34]. Die Korrelationsdauer ist ein wichtiges Maß für die zeitliche Veränderung des Übertragungskanals. Für kleine Verhältnisse von Korrelationsdauer  $T_k$  zur Symboldauer  $T_S$  verändert sich der Kanal schneller während der Sendung eines Symbols als für große Verhältnisse. Das



**Bild 2.8** Zusammenhang zwischen Korrelationsfunktionen, Leistungsdichtespektren und Kenngrößen bei WSSUS-Modellen

bedeutet, dass bei kleinen Verhältnissen  $T_k/T_S$  adaptive Entzerrer eingesetzt werden müssen. Für den Fall, dass die Korrelationsdauer  $T_k$  sehr viel größer als die Symboldauer  $T_S = 1/f_S$  ist,

$$T_k \gg T_S \text{ bzw. } B_f^{(2)} \ll f_S \quad (2.54)$$

kann der Kanal für die Dauer eines Symbols als näherungsweise konstant angesehen werden. Ebenso kann diese Abschätzung für die Symboldauer von  $N$  Symbolen ausgeführt werden. Ist die Korrelationsdauer  $T_k$  viel größer als  $NT_S$ , kann die Kanalimpulsantwort für die Dauer dieses Blocks als näherungsweise konstant angesehen werden. Bild 2.8 zeigt zusammenfassend alle Abhängigkeiten der oben genannten Korrelationsfunktionen, Leistungsdichtespektren und Kenngrößen bei WSSUS-Modellen.

### 2.3.3 Kanalmodellierung

Im Folgenden wird die Kanalimpulsantwort aus Gl. (2.31) benutzt. Das Signal am Ausgang des Kanals ergibt sich aufgrund der Faltung mit der Kanalimpulsantwort zu:

$$y(t) = \int_{\tau=0}^{\infty} x(t-\tau)h(\tau,t)d\tau \quad (2.55)$$

Bild 2.9 visualisiert den Zusammenhang aus Gl. (2.55). Man erkennt darin die Transversalstruktur des linearen zeitvarianten Kanals.

In diskreter Darstellung muss die Bandbegrenzung des Eingangssignals berücksichtigt werden. Ist das äquivalente Tiefpasssignal  $x(t)$  auf die Bandbreite  $|f| < \frac{1}{2}W$  begrenzt, kann nach dem Abtasttheorem das Signal dargestellt werden als

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{i}{W}\right) \frac{\sin[\pi W(t - i/W)]}{\pi W(t - i/W)}. \quad (2.56)$$

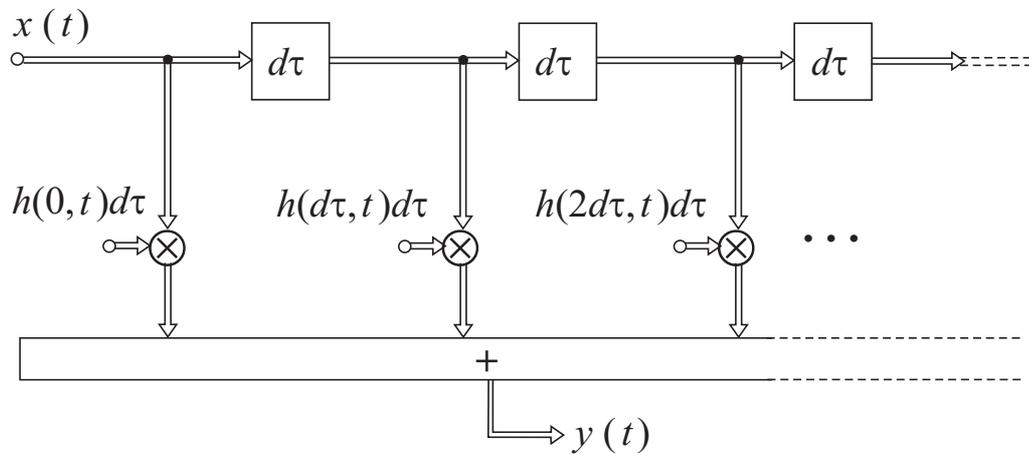


Bild 2.9 Transversalstruktur des linearen zeitvarianten Kanals

Die Fouriertransformierte von  $x(t)$  ist

$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{W} \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i/W) e^{-j2\pi f i/W} & (|f| \leq W/2) \\ 0 & (|f| > W/2) \end{cases} \quad (2.57)$$

Mit der Übertragungsfunktion  $T(f, t)$  lautet die Fouriertransformierte aus Gl. (2.55)

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f, t) X(f) e^{j2\pi f t} df \quad (2.58)$$

Setzt man Gl. (2.57) in Gl. (2.58) ein, erhält man:

$$y(t) = \frac{1}{W} \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i/W) \int_{-W/2}^{W/2} T(f, t) e^{j2\pi f(t-i/W)} df \quad (2.59)$$

Mit der Definition

$$\tilde{h}(\tau, t) = \int_{-W/2}^{W/2} T(f, t) e^{j2\pi f \tau} df = \frac{\sin(\pi W \tau)}{\pi \tau} * h(\tau, t) \quad (2.60)$$

folgt

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \frac{1}{W} \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i/W) \tilde{h}(t - i/W, t) \\
 &= \frac{1}{W} \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(t - i/W) \tilde{h}(i/W, t).
 \end{aligned} \tag{2.61}$$

Im Grenzübergang für  $W \rightarrow \infty$  gilt [20]

$$\lim_{W \rightarrow \infty} \frac{\sin(\pi W \tau)}{\pi \tau} = \delta(\tau), \tag{2.62}$$

so dass sich (2.61) mit (2.62) für großes  $W$  durch

$$y(t) \approx \frac{1}{W} \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(t - i/W) h(i/W, t) \tag{2.63}$$

annähern lässt. Gl. (2.63) ist die Faltungssumme der zeitvarianten Kanalimpulsantwort  $h(\tau, t)$  mit dem diskreten Eingangssignal  $x(i)$ . Führt man die zeitveränderlichen Kanalkoeffizienten wie folgt ein

$$h_i(t) = \frac{1}{W} h(i/W, t), \tag{2.64}$$

kann das Faltungsintegral aus Gl. (2.63) unter Vernachlässigung der Näherung folgendermaßen geschrieben werden:

$$y(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i(t) x(t - i/W) \tag{2.65}$$

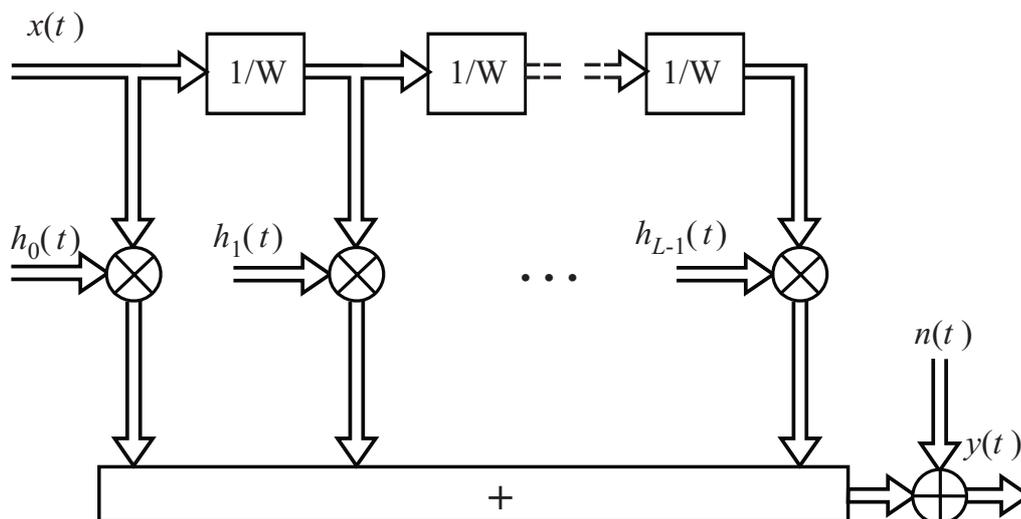
Die Struktur von Gl. (2.65) wird als *tapped delay line* bezeichnet. Die Kanalimpulsantwort des frequenzselektiven Kanals lässt sich somit darstellen als Summe von Filtergewichten  $\{h_i(t)\}$  zu zeitlich äquidistanten Abständen von  $T = 1/W$ :

$$h(\tau, t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i(t) \delta(\tau - iT) \tag{2.66}$$

Ein Tiefpasssignal der zweiseitigen Bandbreite  $W$  führt also zu einer Auflösung von  $T = 1/W$  des Mehrwegeprofils. Voraussetzung ist, dass die Bandbreite  $W$  viel größer als die Kohärenzbandbreite  $W_k$  des Kanals ist. Ist  $T_m$  die maximale Impulsverbreiterung, kann Gl. (2.65) mit  $L = \lfloor T_m W \rfloor + 1$  Verzögerungen approximiert werden. Berücksichtigt man noch additives weißes Gaußsches Rauschen  $n(t)$ , kann das Empfangssignal dargestellt werden als

$$y(t) \approx \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t)x(t - i/W) + n(t). \quad (2.67)$$

Bild 2.10 zeigt das Modell des frequenzselektiven Kanals. Eine wesentliche



**Bild 2.10** Frequenzselektives Kanalmodell

Konsequenz der in Gl. (2.63) gemachten Näherung ist, dass die auflösbaren Mehrwege in Bild 2.10 unkorreliert sind. Bei einer näherungsfreien Rechnung folgt eine Korrelation der Mehrwege [6]. Da bandspreizende Systeme in der Regel breitbandig sind, gilt die Unkorreliertheit der auflösbaren Mehrwege in guter Näherung. Dem WSSUS Modell folgend, sind die zeitvarianten Kanalkoeffizienten komplexe stationäre Zufallsprozesse [34, 36]. Für den Fall von Rayleigh Schwund ohne Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger sind die

Beträge von  $h_i(t)$  Rayleigh verteilt [36] und die Phasen gleichverteilt. Wenn eine Sichtverbindung besteht, sind die Beträge der zeitvarianten Kanalkoeffizienten Rice verteilt [36]. Mit dem Kanalmodell aus Gl. (2.67) können nun in Abhängigkeit der Anzahl der Kanalkoeffizienten frequenzselektive und nicht-frequenzselektive Kanäle modelliert werden (s. Tab. 2.1). Um die Bewegungen

Nicht-frequenzselektiver Mehrwegekanal	$L = 1$
Frequenzselektiver Mehrwegekanal	$L > 1$

**Tab. 2.1** Mehrwege Kanalmodelle

der Teilnehmer oder der Umgebung mit zu erfassen, muss noch das Dopplerspektrum berücksichtigt werden. Es wird angenommen, dass die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in der zweidimensionalen Ebene stattfindet, also horizontal erfolgt. Die Einfallswinkel der an der Antenne eintreffenden Wellen sind gleichverteilt von  $\alpha = 0$  bis  $\alpha = 2\pi$ . Für Rundstrahlantennen lässt sich so das Dopplerleistungsdichtespektrum  $\Phi_{f_D f_D}(f_D)$  berechnen [16].

$$\Phi_{f_D f_D}(f_D) = \begin{cases} \frac{2\sigma^2}{\pi f_{D\max} \sqrt{1-(f_D/f_{D\max})^2}} & \text{für } |f_D| < f_{D\max} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.68)$$

Die Erzeugung eines Filterkoeffizienten  $h_i(t)$  wird daher auf dem Rechner mit der Anordnung aus Bild 2.11 ausgeführt. Man benötigt zwei Rauschquellen, die hinreichend genau weißes Gaußsches Rauschen erzeugen. Beide Prozesse müssen unkorreliert (bei idealer Realisierung unabhängig) voneinander sein. Der jeweilige Prozess wird durch ein Filter geschickt. Dieses ist aus Aufwandsgründen ein IIR-Filter. Brehm [8] entwickelte ein IIR Filter achter Ordnung, das den Verlauf des Jakes-Dopplerleistungsdichtespektrums in sehr guter Näherung approximiert. Die Filterkoeffizienten, die später in [14] veröffentlicht wurden, befinden sich im Anhang A. Dort sind auch die Mittelwerte der Kanalkoeffizienten entsprechend ihres Ausbreitungsprofils aufgeführt. Beide Pfade werden jetzt zu einem komplexen Signal zusammengeführt. Die Filterverstärkungen müssen so gewählt werden, dass die mittlere Leistung des resultierenden komplexen Signals der Dämpfung des i-ten Mehrweges entspricht.

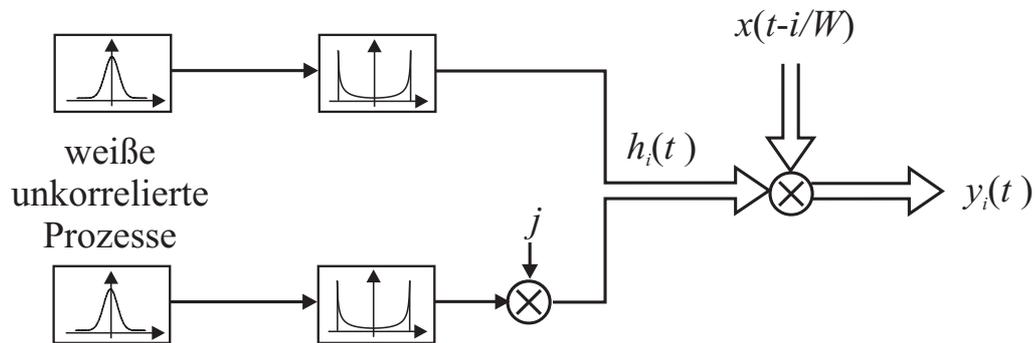


Bild 2.11 Generierung eines Filterkoeffizienten für einen Schwundkanal

## 2.4 Zusammenfassung

Das kontinuierliche Signalmodell [18] für ein BPSK modulierte Spreizsignal wird eingeführt. Durch Überlagerung von anderen Spreizsignalen erhält man das zeitkontinuierliche asynchrone DSSS Sendermodell [43]. Anschließend wird ein zeitdiskretes Vektormodell dargelegt. Es umfasst  $K$  Nutzer und die Sendung von  $N$  Datensymbolen. Die Spreizsequenz-Matrix besitzt die Dimension  $NQ \times NK$  und ist schwach besetzt. Wird weiterhin der Kanal berücksichtigt, ergibt sich eine Kanalspreizmatrix mit der Dimension  $(NQ + L - 1) \times NK$ . Ausgehend von den Eigenschaften von PN-Sequenzen, werden die für UMTS wichtigsten Codes vorgestellt. Eine Basis stellen die m-Sequenzen [35] dar. Sie besitzen eine zweiwertige periodische Autokorrelationsfunktion. Erzeugt werden sie mit Hilfe eines rückgekoppelten Schieberegisters. Durch die Addition von zwei bevorzugten m-Sequenzen gelangt man zu den Gold-Folgen. Sie besitzen eine dreiwertige Kreuzkorrelationsfunktion. Mit einer Gold-Folge der Länge  $N$  lässt sich eine Codemenge (Codefamilie), bestehend aus  $N + 2$  Codes, generieren. Eine andere Codefamilie sind OVVSF-Codes. Die OVVSF-Codes [15] werden mit Hilfe einer Baumstruktur erzeugt. Sie haben die Eigenschaft, dass sie zueinander orthogonal sind, solange sie nicht auf demselben Zweig, in Richtung zur Wurzel hin, liegen. Sie können durch ein Bitreversal [30] auf die bekannten Walsh-Hadamard Codes [46] abgebildet werden.

Für die Kanalmodellierung wird zunächst die WSSUS Kanalbeschreibung

nach Bello [6, 34] vorgestellt. Es werden wichtige Kenngrößen, wie die Kohärenzbandbreite und die Korrelationsdauer, abgeleitet. Die Kohärenzbandbreite dient der Abschätzung der Frequenzselektivität eines Kanals. Für frequenzselektive Kanäle sollte eine Kanalentserrung vorgesehen werden. Die Korrelationsdauer ist ein Maß für die zeitliche Veränderung des Übertragungskanals. Ist die Korrelationsdauer  $T_k$  kleiner als die Beobachtungszeit der Symbole, muss eine adaptive Entzerrung benutzt werden. Im letzten Teil dieses Kapitels wird die Modellierung eines Kanals im Rechner [8, 14, 21] beschrieben. Es wird gezeigt, wie sich frequenzselektive und nicht-frequenzselektive Kanäle mit einem Jakes-Dopplerspektrum auf dem Rechner erzeugen lassen.

# 3 UMTS

Die ITU hat sich anfangs 1999 auf fünf verschiedene Modi für eine globale terrestrische Luftschnittstelle eines Mobilfunksystems der dritten Generation festgelegt. Bild 3.1 zeigt eine Übersicht über die Modi. Obwohl grundsätzlich alle fünf Modi überall auf der Welt verfügbar sein müssen, um ein globales Roaming zu erreichen, gibt es regionale Unterschiede in der Abdeckung. So werden in Europa hauptsächlich der *IMT-DS* und der *IMT-TC* Modus

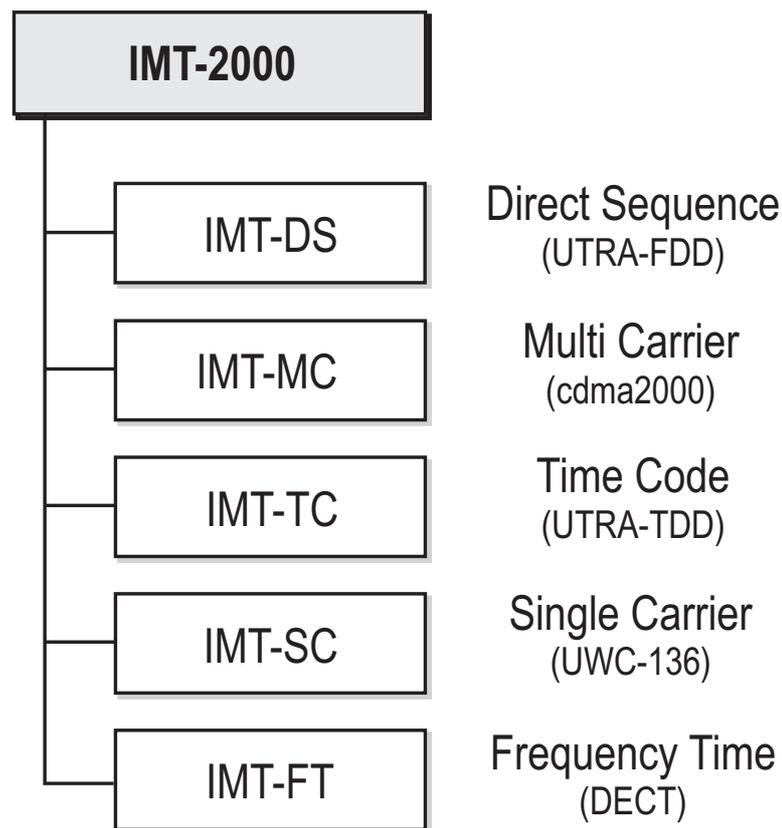


Bild 3.1 IMT-2000 Familie

Verbreitung finden. Im europäischen Raum werden diese beiden Modi durch das *Universal Mobile Telecommunication System* (UMTS) repräsentiert. Hier spricht man von zwei verschiedenen Luftschnittstellen UTRA-FDD, die *IMT-DS* entspricht, und UTRA-TDD, die *IMT-TC* entspricht. UTRA bezeichnet lediglich, dass es sich um die Definition der Luftschnittstelle innerhalb von UMTS handelt. Die Modi *IMT-SC* und *IMT-FT* sind keine CDMA Systeme und spielen daher keine Rolle bei den weiteren Betrachtungen. Der *IMT-MC* Modus ist die Luftschnittstelle des amerikanischen Mobilfunkstandards cdma2000. Es handelt sich hier auch um ein Mobilfunksystem mit dem Vielfachzugriff CDMA. Allerdings wird das Spreizsignal auf mehrere Trägerfrequenzen verteilt. Anfang 2001 wurde noch in den *IMT-TC* Modus der Chinesische Mobilfunkstandard TD-SCDMA aufgenommen. Er ist UTRA-TDD sehr ähnlich. Der Hauptunterschied ist die niedrigere Chiprate von 1,28 Mchip/s anstatt der bei UMTS üblichen 3,84 Mchip/s. Es werden dennoch dieselben Spreizfaktoren benutzt, so dass die maximale Datenrate geringer ausfällt. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf die Betrachtung des europäischen Standards UMTS.

Im Januar 1998 hat sich das *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) auf zwei Luftschnittstellen für das Mobilfunksystem der dritten Generation geeinigt: UTRA-FDD und UTRA-TDD. Ziel war es, ein Mobilfunksystem zu entwerfen, das drahtlos den bis dato vertrauten festen Anschluss ersetzen kann. D.h. der Modem- bzw. ISDN Zugang zum Internet sollte drahtlos und überall erfolgen können. Es handelt sich um eine neue Generation, da das System nicht mehr auf die Sprachkommunikation optimiert ist. Vielmehr sollen viele verschiedene Dienste mit multimedialem Charakter drahtlos jederzeit an jedem Ort jederman zugänglich sein. UMTS stellt in der Tat einen Standard dar, der sehr flexibel auf unterschiedliche Anforderungen reagieren kann. Es existiert eine Fülle von möglichen Datenraten bei einer konstanten Systembandbreite von  $W = 5$  MHz. Ebenso kann auf eine Vielzahl von Kanalcodierungsmöglichkeiten zurückgegriffen werden [19]. Die Datenrate und Datengüte lassen sich so, je nach Kanaleigenschaften und gewünschter Dienstgüte, individuell anpassen. In diesem Kapitel werden die wichtigsten Eigenschaften der dazugehörigen Luftschnittstellen eingeführt. Abschnitt 3.1 beschreibt die hybride Luftschnittstelle UTRA-TDD. Sie beinhaltet neben der

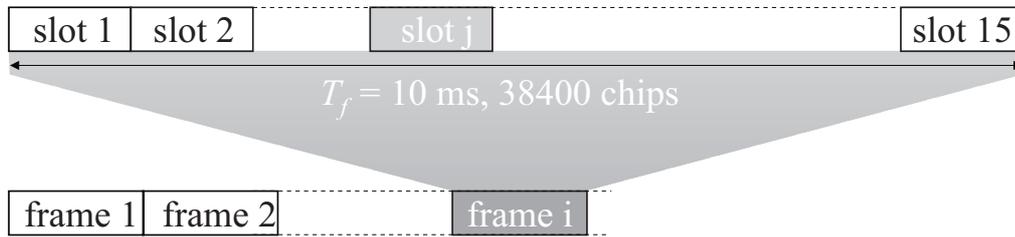
*Code Division Multiple Access* (CDMA) Komponente noch eine *Time Division Multiple Access* (TDMA) Komponente. Außerdem können mehrere Bänder der Bandbreite 5 MHz verwendet werden, so dass *Frequency Division Multiple Access* (FDMA) ebenfalls Anwendung findet, sofern ein Provider über genügend Spektrum verfügt. Gerade das TDMA Zugriffsverfahren ermöglicht den Einsatz von leistungsfähigen Multiuser Detektoren, da hier eine Synchronisation der Verkehrskanäle zwingend erforderlich ist, was wiederum in einem synchronen CDMA System resultiert. In Abschnitt 3.2 wird UTRA-FDD, auch *Wide-band CDMA* (WB-CDMA) genannt, vorgestellt. Es bedient sich nur der FDMA und CDMA Komponente. Eine zeitliche Synchronisation der *uplink* Verbindungen findet nicht statt. Im Multicode Betrieb sind genauso wie im *downlink* alle Sendungen zeitlich synchron. Das ermöglicht den Ansatz für die Multicode Detektion im *uplink*, die in Kapitel 5, basierend auf der Multiuser Detektion, vorgestellt wird.

### 3.1 UTRA-TDD

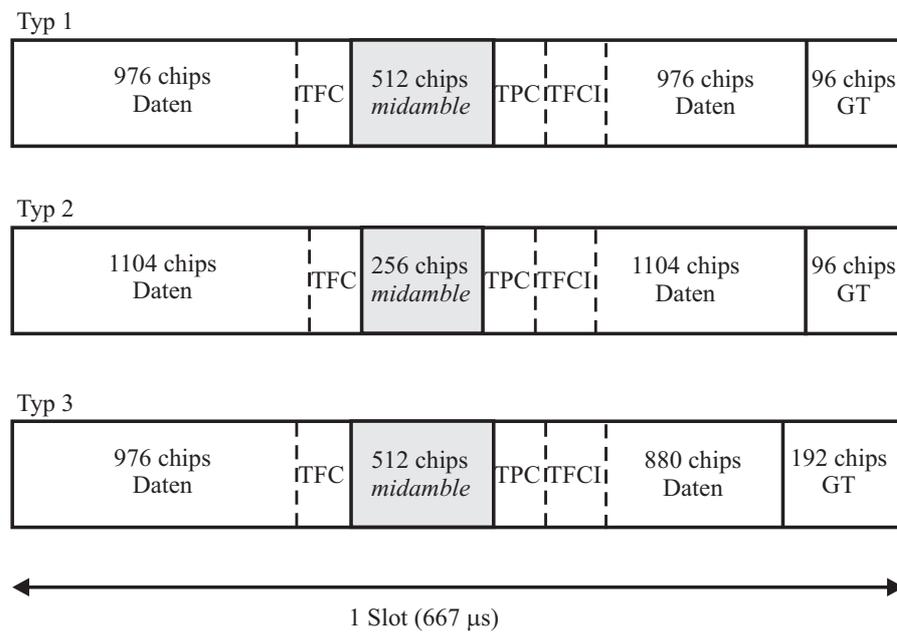
Der UTRA-TDD Modus benutzt die drei bekannten Vielfachzugriffsverfahren: FDMA, TDMA und CDMA. Mit FDMA werden die einzelnen 5 MHz Bänder voneinander getrennt. Das eigentliche Multiplexen der Nutzer erfolgt mittels TDMA und CDMA. Pro Zeitschlitz können je nach Länge der Kanalimpulsantwort acht Kanäle/Teilnehmer durch Codetrennung übertragen werden. Für die Schätzung der Kanalimpulsantworten aller Teilnehmer innerhalb eines Zeitschlitzes steht eine bestimmte Fensterlänge zur Verfügung. Je kürzer die einzelnen geschätzten Kanalimpulsantworten sind, desto mehr verschiedene Teilnehmer können darin aufgenommen werden. Die Übertragungsrichtung, *up-* oder *downlink*, ist nahezu beliebig vorgebar. Zusätzlich kann die TDD Schnittstelle mit  $R_C = 3,84$  Mchip/s oder mit  $R_C = 1,28$  Mchip/s betrieben werden. Die niedrigere Chiprate wurde im Rahmen des TD-SCDMA Standards aufgenommen. In diesem Abschnitt wird nur auf die ursprüngliche TDD Luftschnittstelle eingegangen, da sie dieselbe Chiprate wie UTRA-FDD benutzt.

### 3.1.1 Rahmenstruktur

Ein digitales zellulares Mobilfunksystem dient zur Übertragung von Daten für den Nutzer. Bevor leitungs- oder paketvermittelte Übertragung stattfinden kann, müssen organisatorische Informationen übermittelt werden, die u.a. der Zellsuche, der Synchronisation, der Kanalzuweisung und dem Handover zwischen zwei Zellen dienen. Diese Aufgaben werden von Kontrollkanälen (*control channels*) übernommen, die einen Teil der physikalischen Kanalkapazität beanspruchen, jedoch unverzichtbar sind. Zusammen mit den Verkehrskanälen für die Nutzdatenübertragung bilden sie die logischen Kanäle. Ein logischer Kanal erhält durch die Zuweisung einer Frequenz, eines Spreizcodes, eines Zeitschlitzes und eines Rahmens einen physikalischen Kanal. Für den Zeitschlitz selber stehen mehrere Burstarten zur Verfügung. Solch ein Burst ist die kleinste Einheit der Übertragungskapazität des UTRA-TDD Systems. Bild 3.2 zeigt die Aufteilung der physikalischen Kanäle auf die Rahmenstruktur [3]. In einem Rahmen sind 15 Zeitschlitzes (*slots*) untergebracht. Ob ein Zeitschlitz für *up*- oder *downlink* eingesetzt wird, ist frei wählbar. Es gibt aber Einschränkungen. So genannte *beacon channels* dienen der Vermessung von Systemparametern. In ihnen werden Signale mit Referenzleistungen gesendet. Sie belegen innerhalb eines Rahmens ein oder zwei Zeitschlitzes und einen festgelegten Spreizcode in einer *downlink* Verbindung. Um einen Verbindungsaufbau eines neuen Teilnehmers zuzulassen, muss auch eine Mindestanzahl von Zeitschlitzes für den *Physical Random Access Channel* (PRACH) im *uplink* reserviert werden. Der entsprechende *slot* wird über den *Broadcast Channel* (BCH) dem mobilen Terminal mitgeteilt. Ansonsten ist die Einteilung der *slots* in *up*- und *downlink* Kanäle flexibel und es können auch asymmetrische Einteilungen gewählt werden, was einen wesentlichen Vorteil des UTRA-TDD Systems darstellt, da zu erwarten ist, dass durch die Datenübertragung von den Mobilteilnehmern in einer Zelle mehr Daten empfangen als gesendet werden (z.B. HTML-Seiten). In einem Zeitschlitz können durch die Zuweisung von Spreizcodes mehrere Nutzer auf den Kanal zugreifen. Für die Realisierung variabler Datenraten in einem Zeitschlitz für einen Nutzer gibt es einerseits die Möglichkeit, diesem Nutzer mehrere Spreizcodes gleicher Länge zuzuweisen, andererseits ist es möglich, durch verschieden lange Codes bei gleicher Chipdauer, die Datenrate zu vari-



**Bild 3.2** Rahmenstruktur in UTRA-TDD



**Bild 3.3** Burstarten in UTRA-TDD

ieren. Desweiteren können einem Nutzer Codes in mehreren Zeitschlitzten eines Rahmens zugewiesen werden. Insgesamt existieren so in einem Rahmen  $15 \times 16$  Übertragungseinheiten, wenn der maximale Spreizfaktor von  $Q = 16$  gewählt wird. Davon sind einige durch Kontrollinformationen (z.B. BCH, PRACH) belegt.

Für die Übertragung von Daten in einem Zeitschlitz gibt es drei verschiedene Arten von Bursts (Bild 3.3). Bei einer Chipdauer von  $T_C = 260,4$  ns und einer Länge des Zeitschlitzes von  $666,7\mu s$  enthält jeder Zeitschlitz 2560 chip. Schätzt man die Korrelationsdauer  $T_k$  mit der Beziehung

$$T_k \approx \frac{1}{B_f^{(2)}} > \frac{1}{2f_{D\max}} \quad (3.1)$$

ab, erhält man durch Einsetzen der maximalen Dopplerfrequenz aus Gl. (2.30) in die Bedingung für einen näherungsweise konstanten Kanal Gl. (2.54) folgenden Ausdruck:

$$v \ll \frac{c}{2f_T T} \quad (3.2)$$

Für die Trägerfrequenz kann  $f_T = 2$  GHz eingesetzt werden. Aufgrund der Kanalschätzung mit der *midamble*, d.h. in der Mitte des Bursts, muss der Kanal nur für die Dauer eines Datenblockes näherungsweise konstant sein. Der längste Datenblock beinhaltet 1104 chip, das entspricht einer Zeitdauer von  $T = 287,5\mu\text{s}$ . Setzt man diese Werte in Gl. (3.2) ein, ergibt sich eine maximale Geschwindigkeit von  $v \approx 939$  km/h. Das bedeutet, dass für ein Verhältnis von  $T_k/T = 10$  der Kanal bis zu einer Mobilstationengeschwindigkeit von  $v = 94$  km/h als näherungsweise konstant betrachtet werden kann. Die Kanalschätzung muss bei höheren Geschwindigkeiten nachgeführt werden, da der Schätzfehler zum Burstrand hin zunimmt.

Die Bursttypen eins und zwei sind für Verkehrsdaten reserviert. Sie können sowohl im *up-* als auch im *downlink* eingesetzt werden. Der Bursttyp drei darf nur im *uplink* eingesetzt werden. Die Typen eins und zwei unterscheiden sich in der Länge der *midamble*, die aus 256 bzw. 512 chip besteht. Beim Burst mit der langen *midamble* ist eine Kanalschätzung für acht Teilnehmer vorgesehen, weshalb dieser Burst im *uplink* benutzt wird. Je nach Länge der Kanalimpulsantwort lassen sich auch mehrere Nutzer unterbringen, da ein kleinerer Offset der entsprechenden *midamble* benutzt werden kann [41]. Der zweite Burst hat eine *midamble*, die eine Kanalschätzung für drei Nutzer erlaubt und wird im *downlink* benutzt oder im *uplink*, wenn nicht mehr als drei Nutzer senden. Der dritte Bursttyp wird hauptsächlich für die Übermittlung von Kapazitätsnachfragen der Mobilteilnehmer im *Random Access Channel* (RACH) benutzt. Da er somit für einen Verbindungsaufbau oder für eine Anfrage in einer neuen Zelle bei einem Handover verwendet wird, ist die Schutzzeit auf 192 chip vergrößert. In Tabelle 3.1 sind die Längen der Burstfelder zusammengefasst. Die

	Bursttyp 1		Bursttyp 2		Bursttyp 3	
	in $\mu\text{s}$	in chip	in $\mu\text{s}$	in chip	in $\mu\text{s}$	in chip
Datenfeld 1	254,2	976	287,5	1104	254,2	976
<i>midamble</i>	133,3	512	66,6	256	133,3	512
Datenfeld 2	254,2	976	287,5	1104	229,2	880
Schutzzeit	25,0	96	25,0	96	50,0	192

**Tab. 3.1** Übersicht über die Länge der Burstfelder

*midambles* sind im Standard [3] aufgelistet. Aufgeführt sind insgesamt 256 Muttercodes, aus denen sich durch zyklische Verschiebung die für den Nutzer relevante *midamble* ableiten lässt. Weiterhin wird dort auch festgelegt, welche *midambles* mit welchen Spreizcodes verwendet werden sollen. Steiner zeigt in [41], dass sich durch diese zyklische Struktur die Multiuser-Kanalschätzung mit einer zyklischen Korrelation, anstatt mit einer aufwendigeren Matrizenmultiplikation durchführen lässt.

### 3.1.2 Datenmodulation und Bandspreizung

Für die Daten wird eine QPSK-Modulation verwendet. In dem Modus mit der niedrigen Chiprate  $R_C = 1,28$  Mchip/s kann je nach Übertragungsrate zwischen QPSK und 8PSK gewählt werden [5]. Für die QPSK bei  $R_C = 3,84$  Mchip/s werden nach Kanalcodierung und Interleaving zwei Bits  $b_i$  zu einem komplexen Symbol  $d$  zusammengefasst. Bezeichnet  $N$  die Zahl der Symbole in einem Datenfeld und  $K$  die Zahl der Nutzer, so werden Bitgruppen wie folgt gebildet:

$$b_{i,n}^{(k)} \in \{0, 1\}, \quad i = 1, 2; \quad n = 1, \dots, N; \quad k = 1, \dots, K; \quad (3.3)$$

Eine Bitgruppe besteht aus zwei Bits  $(b_{1,n}^{(k)} \ b_{2,n}^{(k)})$ . Diese Bittupel werden nun gemäß Tabelle 3.2 auf komplexe Symbole  $d^{(k)}(n)$  abgebildet [5].

Die Bandspreizung der QPSK-Symbole erfolgt mit OVSF-Codes  $\mathbf{c}_{Q,k}$  bis zur Länge  $Q = 16$ . Im Gegensatz zum *uplink* sind für den *downlink* nur die Spreizfaktoren  $Q = 1$  und  $Q = 16$  erlaubt. Man nutzt dabei aus, dass alle an

Bitgruppe $(b_{1,n}^{(k)} b_{2,n}^{(k)})$	komplexes Symbol $d^{(k)}(n)$
00	+j
01	+1
10	-1
11	-j

**Tab. 3.2** QPSK Symbolzuordnung bei UTRA-TDD

der Basisstation ankommenden sowie die von ihr ausgehenden Teilnehmersignale synchron sind. Bild 2.4 zeigt die Erzeugung der Codes mit dem Spreizfaktor  $Q$ . Die Bezeichnung für einen dem Teilnehmer zugewiesenen OVSF-Code ist *channelisation* Code. Jedem *channelisation* Code wird ein Multiplikator  $w_Q^{(k)}$  zugewiesen. Der Multiplikator stammt aus der Menge  $w_Q^{(k)} \in \{\pm 1, \pm j\}$ . Die Zuordnung des Multiplikators zum jeweiligen *channelisation* Code ist im Standard anhand einer Tabelle definiert. Die resultierende Spreizsequenz lautet daher:

$$\mathbf{c}^{(k)}(q) = w_Q^{(k)} \mathbf{c}_{Q,k}(q), \quad q = 1, \dots, Q \quad (3.4)$$

Für die Spreizchips gilt dann:

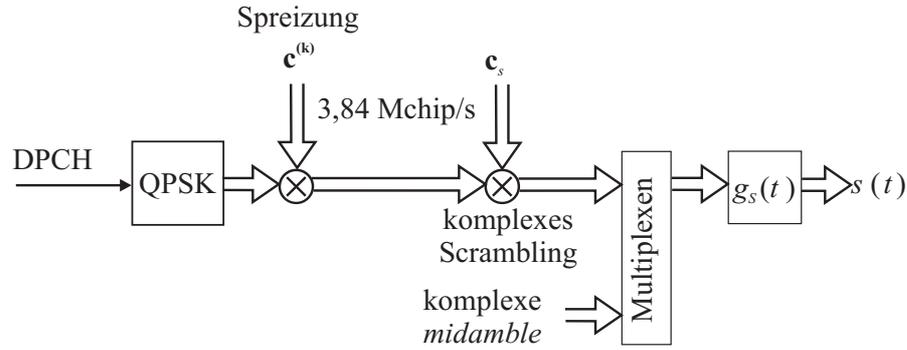
$$\mathbf{c}^{(k)}(q) \in \begin{cases} \{1, -1\} & \text{für } w_Q^{(k)} \in \{+1, -1\} \\ \{j, -j\} & \text{für } w_Q^{(k)} \in \{+j, -j\} \end{cases}, \quad q = 1, \dots, Q$$

Es existieren also nur rein reelle oder rein imaginäre *channelisation* Codes. Die Multiplikation mit dem komplexen Skalar  $w_Q^{(k)}$  ändert nichts an der Orthogonalität der Spreizcodes. Es ist lediglich zu beachten, dass die Entspreizung konjugiert komplex erfolgen sollte, da sonst eine Inversion der ursprünglich gesendeten Daten erfolgt. Zusätzlich zur nutzerspezifischen Spreizung ist eine zellspezifische Verwürfelung mit einem Verwürfelungscode  $\mathbf{c}_S$  der Länge  $Q_S = 16$  vorgesehen. Die Verwürfelung erfolgt durch chipweise Multiplikation mit der gespreizten Datenfolge. Es existieren 128 Verwürfelungssequenzen, die

im Standard [5] tabellarisch abgelegt sind. Die gespreizten und verwürfelten Datenchips eines Datenfeldes mit  $N$  Symbolen ergeben sich nun aus:

$$s^{(k)}(q) = d^{(k)} \left( 1 + \left\lfloor \frac{q-1}{Q} \right\rfloor \right) \mathbf{c}^{(k)} \left( 1 + ((q-1) \bmod Q) \right) \cdot \mathbf{c}_S^{(k)} \left( 1 + ((q-1) \bmod Q_S) \right), q = 1, \dots, NQ \quad (3.5)$$

Bild 3.4 fasst Modulation, Spreizung und Verwürfelung schematisch zusammen [19]. Die Spreizung der QPSK modulierten Datensymbole  $d^{(k)}(n)$  ändert



**Bild 3.4** Modulation und Spreizung im UTRA-TDD System

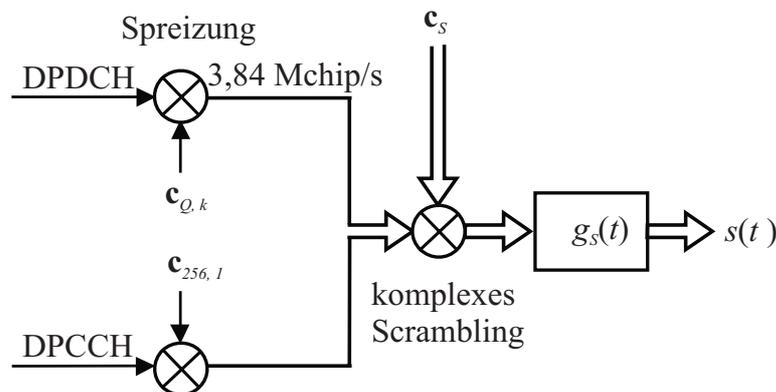
nichts an der QPSK Anordnung in der Symbolebene. Die Verwürfelungssequenz besitzt ebenfalls eine Signalkonstellation gemäß QPSK. Die Multiplikation beider QPSK Symbolanordnungen resultiert wiederum in einer QPSK Konstellation. Nachdem die diskreten Datenchips in Gl. (3.5) berechnet wurden, werden sie durch ein Wurzel-Kosinus Rolloff Filter  $g_S(t)$  mit einem Rolloff Faktor von  $\rho = 0,22$  geschickt. Damit erhält man das kontinuierliche Sendesignal

$$s^{(k)}(t) = \sum_{q=1}^{NQ} s^{(k)}(q) g_S(t - (q-1)T_C). \quad (3.6)$$

## 3.2 UTRA-FDD

In diesem Abschnitt wird der FDD-Modus von UTRA beschrieben. Die Übertragung von der Mobilstation zur Basistation und in umgekehrter Richtung erfolgt im Gegensatz zu TDD in zwei verschiedenen Frequenzbereichen. Die Luftschnittstellen sind in diesen Frequenzbereichen unterschiedlich definiert, d.h. *uplink* und *downlink* nutzen unterschiedliche physikalische Übertragungsarten. Zunächst werden die Spreizung, Modulation sowie die Rahmenstruktur für den *uplink* angegeben. Anschließend erfolgt die Beschreibung des *downlinks*.

Es existieren zwei Einsatzkanäle im *uplink*: der Kontrollkanal, *Dedicated Physical Control Channel* (DPCCH), und der Daten-Kanal, *Dedicated Physical Data Channel* (DPDCH). Beide werden getrennt voneinander übertragen. Der DPDCH wird im Signalraum auf der reellen Achse und der DPCCH auf der imaginären Achse übertragen. Da der Realteil auf der Inphasenkomponente und der Imaginärteil auf der Quadraturphasenkomponente des Trägersignals liegt [18], spricht man in Verbindung mit Modulatoren auch vom I-Zweig anstatt von der reellen Achse und vom Q-Zweig anstatt von der imaginären Achse. Bild 3.5 zeigt den gesamten Modulator [4, 15, 19].



**Bild 3.5** Modulator für UTRA-FDD *uplink*

Die Daten aus dem DPDCH oder DPCCH werden im NRZ-Alphabet in den Modulator eingeschoben. Für die Bandbreitenerhöhung und als Vorbereitung

für die Spreizung wird ein Datenbit  $Q$ -mal wiederholt. Diese Folge wird dann mit den  $Q$  chip einer reellen OVFSF Spreizsequenz  $\mathbf{c}_{Q,k}$  elementweise multipliziert. Diese Operationen werden für den I- und Q-Kanal getrennt voneinander und daher auch mit verschiedenen Spreizsequenzen und verschiedenen Spreizfaktoren  $Q$  ausgeführt. Schließlich werden beide Kanäle zu einem komplexen Signal zusammengefasst. Dieses wird mit einer benutzerspezifischen Verwürfelungssequenz noch einmal chipweise multipliziert. Die Verwürfelungssequenz ist komplex. Es gibt zwei Kategorien:

- *short codes*, diese haben eine Länge von  $Q_S = 256$  chip
- *long codes*, diese besitzen eine Länge von  $Q_L = 38400$  chip

Die *short codes* sind einzusetzen, wenn die Basisstation über leistungsfähige Detektoren, wie z.B. Multiuser Detektoren verfügt, und ein Gewinn durch diese erweiterte Empfangstechnik zu erwarten ist [15]. Die *long codes* hingegen sind für die konventionelle Detektion einzusetzen. Auf die Generierung der Verwürfelungssequenzen wird zu einem späteren Zeitpunkt eingegangen. Das gespreizte und verwürfelte zeitdiskrete Signal  $s^{(k)}(q)$  wird einem Sendefilter  $g_S(t)$  zugeführt, um das kontinuierliche Ausgangssignal  $s^{(k)}(t)$  zu erhalten. Dieses Sendefilter ist wie bei UTRA-TDD ein Wurzel-Kosinus Rolloff Filter mit dem Rolloff Faktor  $\rho = 0,22$ . Das Signal  $s^{(k)}(t)$  besteht bereits aus zwei durch Codes getrennten Kanälen, nämlich dem DPDCH und dem DPCCH. Das Sendesignal lautet nach der Impulsformung wie Gl. (3.6)

$$s^{(k)}(t) = \sum_{q=1}^{NQ} s^{(k)}(q)g_S(t - (q - 1)T_C).$$

### 3.2.1 Rahmenstruktur

Es werden pro Verbindung ein Kontrollkanal und bis zu sechs Datenkanäle übertragen [2, 15]. Innerhalb eines Rahmens (*frames*) können mehrere Dienste mit unterschiedlichen Datenraten im Zeitmultiplex abgelegt werden. Die Datenrate insgesamt kann von Rahmen zu Rahmen variieren. Bild 3.6 zeigt die

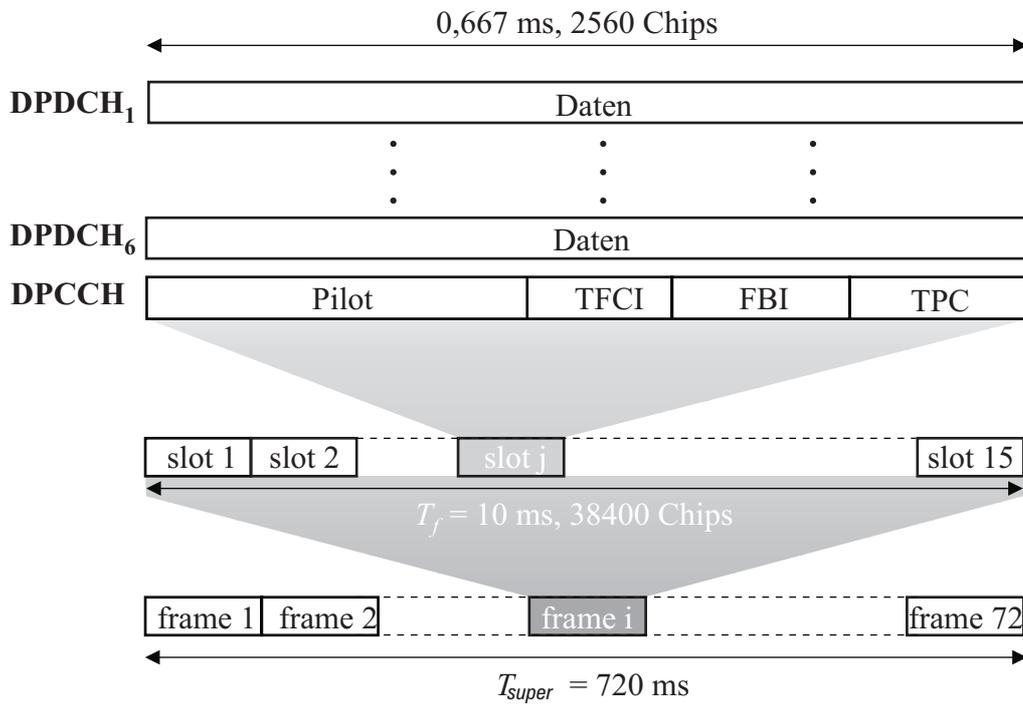


Bild 3.6 FDD Frame im *uplink*

Strukturierung der physikalischen Kanäle. Ein *slot* besteht aus 2560 chip, was einer Zeitdauer von  $T = 0,667$  ms entspricht. Wenn nur ein DPDCH vorhanden ist, werden die Nutzdaten (DPDCH) auf dem I-Zweig und die Kontrolldaten (DPCCH) auf dem Q-Zweig übertragen. Ermittelt man eine Kanalschätzung pro *slot*, ergibt sich, mit Gleichung (3.2) und der Annahme von  $T_k/T = 10$  für einen näherungsweise konstanten Kanal, eine maximal zulässige Teilnehmergeschwindigkeit  $v \approx 40$  km/h. 15 *slots* werden zu einem Rahmen zusammengefasst und schließlich besteht ein Superrahmen aus 72 Rahmen. Mit einem Spreizfaktor von  $Q = 256/2^m$ ,  $m \in \{0, \dots, 6\}$ , einer Chiprate von  $R_C = 3,84$  Mchip/s und einer Rahmendauer von  $T_F = 10$  ms ergibt sich eine Datenrate von  $15 \cdot 2^m$  kbit/s pro Datenkanal mit  $m \in \{0, \dots, 6\}$ . Bei sechs Datenkanälen parallel ist eine maximale Datenrate im *uplink* von 5760 kbit/s erreichbar. In Tabelle 3.3 sind die Datenraten angegeben, die pro Kanal übertragen werden können. Der Kontrollkanal wird immer mit einem Spreizfaktor von 256 über-

Spreizfaktor	Bits pro slot	Bitrate (kbps)
256	10	15
128	20	30
64	40	60
32	80	120
16	160	240
8	320	480
4	640	960

**Tab. 3.3** Mögliche Datenraten bei Benutzung eines Datenkanals

tragen und besteht somit aus 10 bit. Diese setzen sich aus folgenden Teilen zusammen:

- Pilotinformationen, welche der Synchronisation und der Kanalschätzung dienen
- Transport Format Combination Indicator (TFCI), welcher den Empfänger über die momentane Sendekonfiguration (z.B. Anzahl der übertragenen Datenkanäle) informiert
- Feedback Information (FBI) welche für Techniken, die eine Rückkopplung zwischen Mobil- und Basisstation benötigen, benutzt werden kann
- Transmit Power Control (TPC), welche der Leistungsregelung dient

Durch die variable Spreizung des Datenkanals werden I- und Q-Zweig im Allgemeinen also mit verschiedenen Datenraten übertragen. Dadurch kann die Bitrate abhängig von den benötigten Diensten flexibel gestaltet werden. Die niedrigste Bitrate (bei Spreizfaktor 256 und einem Datenkanal) beträgt 15 kbit/s, was Sprachübertragung ermöglicht. Die höchste Bitrate bei der Benutzung von 6 Datenkanälen kann bis zu 5,757 Mbit/s betragen. **Zu beachten**

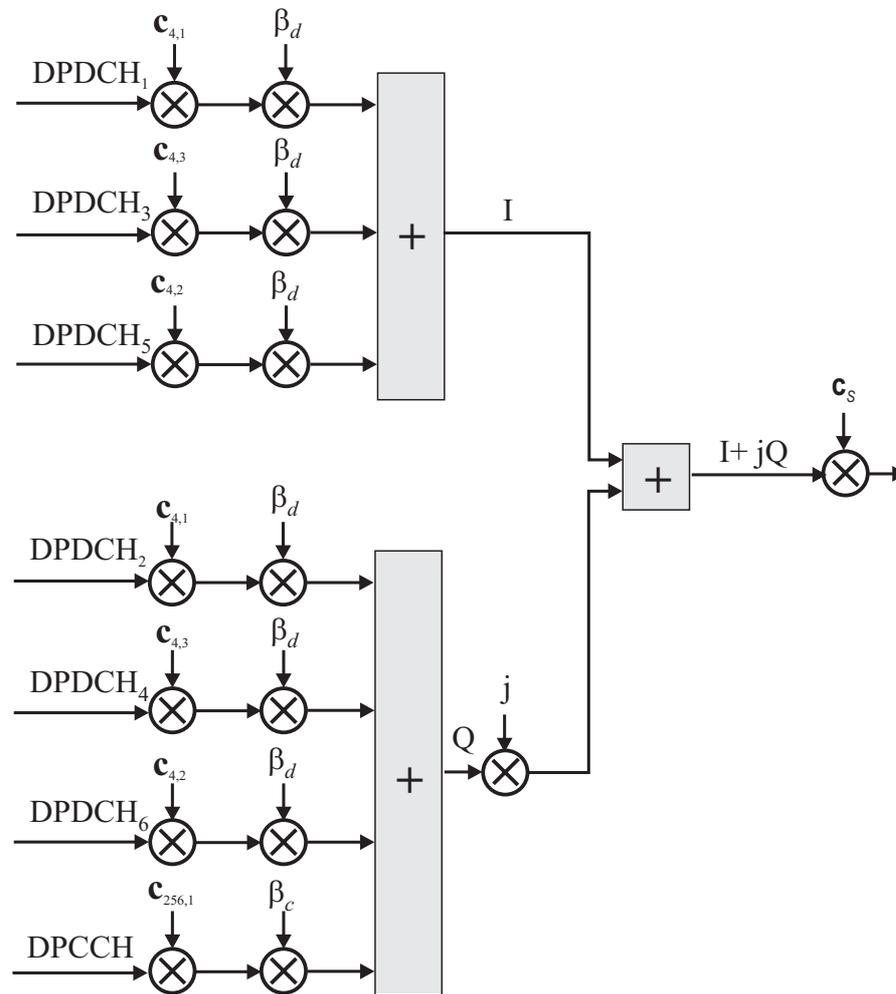
ist, dass bei der Benutzung mehrerer Datenkanäle immer der Spreizfaktor  $Q = 4$  zu wählen ist. Allerdings wird diese Bitrate durch die zu verwendende Kanalcodierung auf eine Datenrate von ca. 2 Mbit/s reduziert. Im Jahr 2000 befasste sich eine Arbeitsgruppe mit der Frage, wie man die Datenrate in UMTS noch weiter erhöhen kann. Sie verfasste einen Vorschlag mit dem Namen *High Speed Downlink Packet Access* (HSDPA) [1]. Dort werden adaptive Modulationsverfahren, d.h. eine Umschaltung zwischen QPSK und 16QAM, *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) Antennenarrays und andere Techniken zur Datenratenerhöhung erwogen. Diese Vorschläge sind aber erst in der Release 5 des UTRA-FDD Standards eingeflossen. Sie ermöglichen im *downlink* Datenraten bis zu 10 Mbit/s. Im *uplink* wird nach wie vor jeder Daten- und Kontrollkanal mit BPSK moduliert. Lediglich ein zusätzlicher *High Speed Dedicated Control Channel* (HS-DPCCH) muss mitübertragen werden. Grundlage dieser Arbeit ist die Release 4 des UTRA-FDD Standards [2, 4].

Zum *timing* sei angemerkt, dass das mobile Endgerät den Rahmen ungefähr  $T_0 = 1024$  chip nach Empfang des stärksten Mehrwegesignals des korrespondierenden *downlink*-Kanals senden soll.

### 3.2.2 Kanalaufteilung

Vor der Spreizung werden die eingehenden Daten in verschiedene Datenkanäle aufgeteilt. Im *uplink* werden zwischen einem und sechs Datenkanäle übertragen, welche mit je einem eigenen Spreizcode multipliziert werden. Zusätzlich ist noch die Übertragung des Kontrollkanals zu beachten. Bild 3.7 zeigt die Kanalaufteilung im FDD *uplink* auf I- und Q-Zweig mit der maximalen Anzahl von 6 Datenkanälen (DPDCH<sub>1</sub> bis DPDCH<sub>6</sub>) und dem Kontrollkanal DPCCH.

Nach der Spreizung werden die Signale mit einem Gewichtungsfaktor multipliziert. Dieser Gewichtungsfaktor wird mit 4 Bits quantisiert, wobei ein Bit einer dezimalen 0,06 entspricht. Für den Kontrollkanal wird der Faktor  $\beta_c$  verwendet, für die Datenkanäle der Faktor  $\beta_d$ , wobei zu jedem Zeitpunkt mindestens einer der Faktoren  $\beta_c$  oder  $\beta_d$  den Wert Eins annimmt. Der Gewichtungsfaktor ist notwendig, um den unterschiedlichen Spreizgewinn zwischen DPDCH und DPCCH auszugleichen. Es ist wichtig, dass an der Empfangsantenne die

Bild 3.7 Kanalaufteilung im FDD *uplink*

Signale der einzelnen gespreizten Teilnehmer mit der gleichen Leistung eintreffen. Nur so lässt sich verhindern, dass eine mit höherer Leistung eintreffende Sendung ein schwächeres Signal überdeckt (*near-far* Problem [43]). Es muss aber auch berücksichtigt werden, dass stärker gespreizte Signale einen größeren Spreizgewinn besitzen und daher mit weniger Leistung pro Chip übertragen werden müssen, um ein ausgeglichenes Leistungsverhältnis zu erhalten. Der Spreizgewinn ergibt sich aus dem Verhältnis von Chiprate  $R_C$  zu Datenrate  $R$

[40]:

$$G = \frac{R_C}{R} = Q \quad (3.7)$$

Bezeichnet z.B.  $Q_D$  den Spreizfaktor für die Übertragung eines DPDCHs und  $Q_C$  den Spreizfaktor für die Übertragung eines DPCCHs, ergibt sich ein Spreizgewinnverhältnis von  $G_V = \frac{Q_D}{Q_C}$ . Daraus folgt ein Amplitudenverhältnis von

$$\frac{\beta_c}{\beta_d} = \sqrt{\frac{Q_D}{Q_C}}. \quad (3.8)$$

Natürlich darf der Kontrollkanal mit einer größeren Leistung gesendet werden als der Datenkanal. Schließlich enthält er wichtige Informationen über den Zustand der Verbindung. Nach dieser Gewichtung werden die I- und Q-Zweige aufsummiert und mit einer komplexwertigen Verwürfelungssequenz  $\mathbf{c}_S$  multipliziert. Die Verwürfelungssequenz ist also für jeden Teilnehmer eindeutig, die Kanäle werden über die Spreizsequenzen identifiziert.

### 3.2.3 Spreizung

Als Spreizcodes kommen so genannte OVSF-Codes zur Anwendung. OVSF Codes sind untereinander orthogonal. Die Besonderheit dieser Codes ist, dass, auch bei Einsatz unterschiedlicher Spreizfaktoren, die Auswahl untereinander orthogonaler Folgen möglich ist. Durch den Gebrauch verschiedener Spreizfaktoren für den I- und Q-Zweig eines Kanals, sowie für die verschiedenen Transportkanäle, kann die Datenrate bei konstanter Bandbreite individuell angepasst werden [9].

Für die Spreizung der einzelnen Kanäle wurden im FDD-*uplink* Regeln festgelegt. Die Spreizung der Kontroll- (DPCCH) und Datenkanäle (DPDCH) ergibt sich wie folgt:

- Der Kontrollkanal DPCCH wird immer mit dem Spreizcode  $\mathbf{c}_{256,1}$  gespreizt. Der Spreizfaktor ist also unabhängig von der Datenrate immer 256 und der Code besteht aus einer Folge von Einsen

- Wird nur ein Datenkanal DPDCH benutzt, so erfolgt die Spreizung mit dem Spreizcode  $\mathbf{c}_{Q,k}$ , wobei der Spreizfaktor  $Q$  abhängig von der Datenrate gewählt wird, und der Spreizcode mit  $k = Q/4$  benutzt wird
- Werden mehrere Datenkanäle benutzt (Multicode Modus), so wird immer der Spreizfaktor  $Q = 4$  gewählt. Für die 6 Datenkanäle DPDCH<sub>*i*</sub> ( $i \leq 6$ ) wird der Spreizcode  $\mathbf{c}_{4,i}$  wie folgt gewählt:

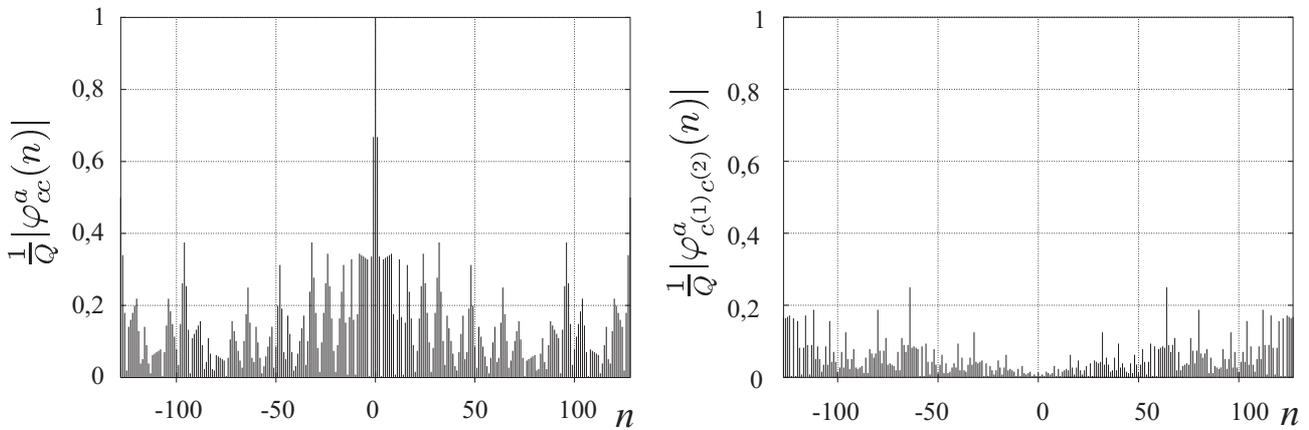
$$\mathbf{c}_{4,i} = \mathbf{c}_{4,k} \text{ mit } k = \begin{cases} 1 \\ 3 \\ 2 \end{cases} i \in \begin{cases} \{1, 2\} \\ \{3, 4\} \\ \{5, 6\} \end{cases} \quad (3.9)$$

### 3.2.4 Scrambling

Beim *Scrambling* wird das gespreizte Signal erneut mit einer Codefolge multipliziert. Das *Scrambling* dient in UMTS, im Gegensatz zu anderen Systemen, z.B. im IS-95 CDMA System [37], nicht dem Verschleiern der Sendefolge, sondern der Verbesserung der Korrelationseigenschaften. Außerdem dient der *Scramblingcode* im *downlink* zur Zelltrennung und im *uplink* zur Trennung der mobilen Teilnehmer.

Der Vorteil der OVSF-Codes liegt, wie bereits erwähnt, in ihrer Flexibilität zur Erzeugung variabler Datenraten. OVSF-Codes bilden das gleiche Codeset wie die Walsh-Hadamard Codes [46]. Diese Codes besitzen aber bei asynchroner Überlagerung sehr hohe Nebenwerte in ihren aperiodischen Korrelationsfunktionen. In Bild 3.8 ist exemplarisch auf der linken Seite der Betrag der auf die Länge  $Q$  normierten aperiodischen AKF des Codes  $\mathbf{c}_{256,64}$  abgebildet. In der rechten Bildhälfte sieht man den Betrag der auf die Länge  $Q$  normierten aperiodischen KKF der beiden Codes  $\mathbf{c}_{256,127}$  und  $\mathbf{c}_{256,128}$ . Daraus folgt, dass sie wenig robust gegenüber einem Mehrwegekanal sind. Um dem entgegenzuwirken, ist eine zusätzliche Bearbeitung der mit diesen Codes gespreizten Datensequenzen notwendig.

Alle Kanäle des *uplinks* verwenden entweder lange oder kurze Scramblingcodes, wobei es sich jeweils um komplexwertige Pseudo-Zufallsfolgen handelt.



**Bild 3.8** Aperiodische Korrelationsfunktionen zweier exemplarischer OVSF-Codes

### Short Scrambling Codes

Die Short Scrambling Codes werden definiert als eine Sequenz aus der Familie der periodisch erweiterten S(2) Codes [4]. Jeder Code kann eindeutig durch eine fortlaufende Codenummer zwischen 0 und  $2^{24} - 1$  identifiziert werden. Es existieren also 16 777 216 verschiedene Codes. Die Codes sollen eine Periode von 256 besitzen.

Bild 3.9 zeigt die Erzeugung dieser Codefolge. Der Generator besteht aus zwei binären und einer quarternären Sequenz, welche zur Ausgangsfolge  $z(i)$  modulo 4 addiert werden:

$$z(i) = a(i) + 2b(i) + 2d(i) \pmod{4}, \quad i = 0, 1, \dots, 254 \quad (3.10)$$

Die Sequenz  $z(i)$  wird mittels einer Transformationstabelle (Tab. 3.4) in zwei reellwertige Binärsequenzen  $c_1(i)$  sowie  $c_2(i)$  überführt. Um die gewünschte Periode von 256 zu erreichen, wird das erste Bit dupliziert und an das Ende der Codefolge angehängt.

Bei  $a(i)$  handelt es sich um eine quarternäre Sequenz mit dem Generatorpolynom

$$g_1(x) = x^8 + 3x^5 + x^3 + 3x^2 + 2x + 3,$$

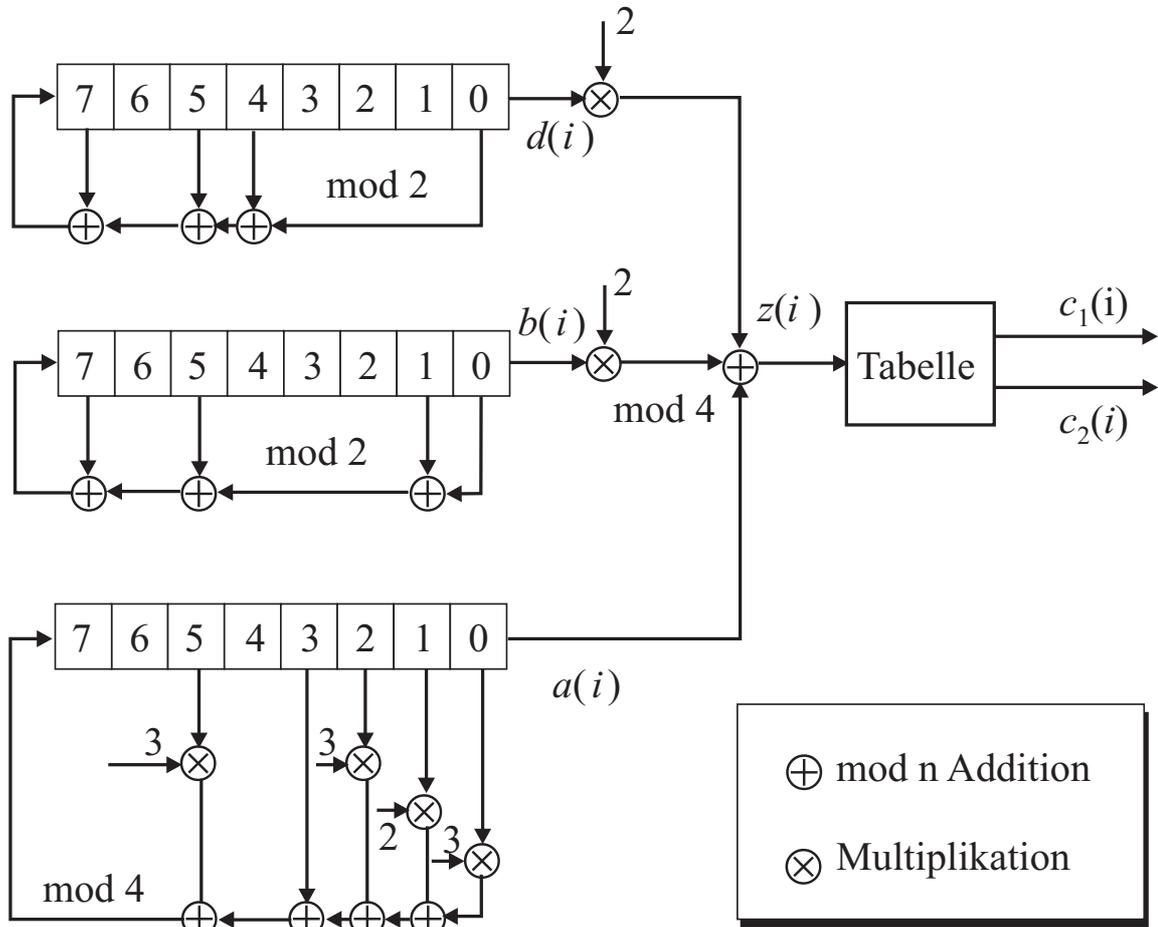


Bild 3.9 Short Scrambling Codes

$z(i)$	$c_1(i)$	$c_2(i)$
0	+1	+1
1	-1	+1
2	-1	-1
3	+1	-1

Tab. 3.4 Umsetzung von  $z$  auf  $c_1$  und  $c_2$

dessen Anfangswert abhängig von den acht niederwertigen Bits  $(n_7, \dots, n_0)$  der Codenummer  $(n_{24}, \dots, n_0)$  durch die Transformationsvorschrift Gl. (3.11) vorgegeben ist.

$$\begin{aligned} a(0) &= 2n_0 + 1 \pmod{4} \\ a(j) &= 2n_j \pmod{4}, \quad j = 1, \dots, 7 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Bei  $b(i)$  und  $c(i)$  handelt es sich um binäre Sequenzen mit den Generatorpolynomen

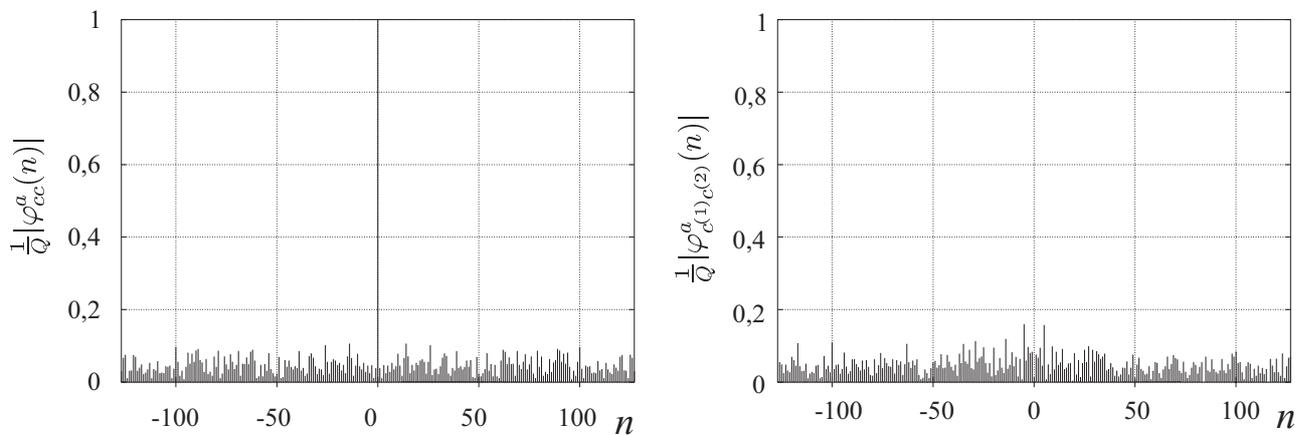
$$\begin{aligned} g_2(x) &= x^8 + x^7 + x^5 + x + 1 \quad \text{sowie} \\ g_3(x) &= x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + 1, \end{aligned}$$

deren Anfangswerte durch die restlichen Bits der Codenummer vorgegeben werden.

Im FDD *uplink* werden für DPDCH und DPCCH die Codes mit den Codenummern zwischen 0 und  $2^{24} - 1$  benutzt. Die komplexe Verwürfelungssequenz wird schließlich mit folgender Gleichung nachbearbeitet:

$$\mathbf{c}_S(i) = c_1(i-1) [1 + j(-1)^{i-1} c_2(2\lfloor(i-1)/2\rfloor)], \quad i = 1, \dots, 256 \tag{3.12}$$

Die Multiplikation mit dem sich drehenden komplexen Faktor  $j(-1)^{i-1}$  soll die Anzahl der Nulldurchgänge der komplexen Einhüllenden des Sendesignals verringern [15]. Nachteilig hierbei ist die Verschlechterung der Korrelationseigenschaften. Die Nebenwerte der Korrelationsfunktionen erhöhen sich. In Bild 3.10 kann man jetzt die AKF und KKF der zusätzlich verwürfelten OVSF-Sequenzen aus Bild 3.8 sehen. Dargestellt ist in Bild 3.10 der Betrag der auf die Länge  $Q$  normierten aperiodischen Korrelationsfunktion aus Gl. (2.19). Die verwürfelten Spreizcodes sind komplex. Damit die Bedingung aus Gl. (2.5) eingehalten wird, werden die komplexen Sequenzen mit dem Faktor  $1/\sqrt{2}$  normiert. Man erkennt, dass im Gegensatz zu Bild 3.8 die Nebenwerte auf einem niedrigeren Niveau liegen. Allerdings sind bei der Kreuzkorrelationsfunktion auf der rechten Seite des Bildes die Nebenwerte nahe der Verschiebung  $n = 0$  höher.



**Bild 3.10** Aperiodische Korrelationsfunktionen zweier exemplarisch verwürfelter OVSF-Codes (*short codes*)

### Long Scrambling Codes

Die Long Scrambling Codes setzen sich aus zwei m-Sequenzen mit Generatorpolynomen vom Grad 25 zusammen. Der resultierende Code ist ein Goldcode der Periode  $2^{25} - 1$ . Er wird nach 38400 chip abgeschnitten, wodurch er eine Periode besitzt, die identisch mit der *frame*-Länge ist.

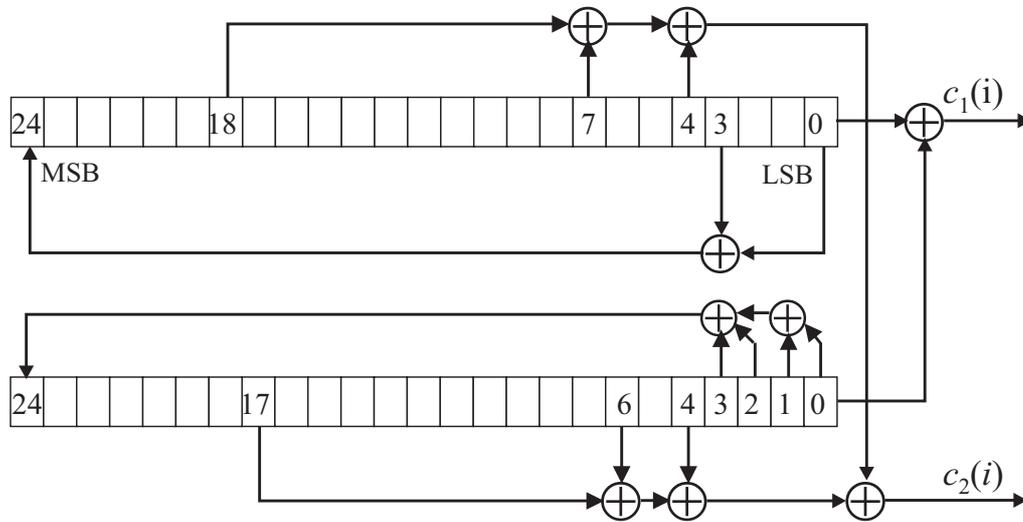
Bild 3.11 zeigt die Generierung der Codes. Die Generatorpolynome sind

$$g_1(x) = x^{25} + x^3 + 1 \quad \text{sowie}$$

$$g_2(x) = x^{25} + x^3 + x^2 + x + 1.$$

Goldsequenzen sind reelle Folgen. Für die Generierung der komplexen Sequenz wird aus der ersten Folge  $\{c_1(i)\}_{i=1}^{38400}$  eine zweite durch Verschiebung der ersten erreicht. Da die Addition zweier m-Sequenzen wieder eine m-Sequenz erzeugt, die lediglich eine verschobene Variante ist (s. Abschnitt 2.2.1), wird die Phasenverschiebung durch Abgriffe an anderen Schieberegisterzellen vorgenommen. Die Gleichung für die Generierung der komplexen Verwürfelungssequenz ist [4]

$$\mathbf{c}_S(i) = c_1(i-1) [1 + j(-1)^{i-1} c_2(2\lfloor (i-1)/2 \rfloor + M)], \quad i = 1, \dots, 38400. \quad (3.13)$$

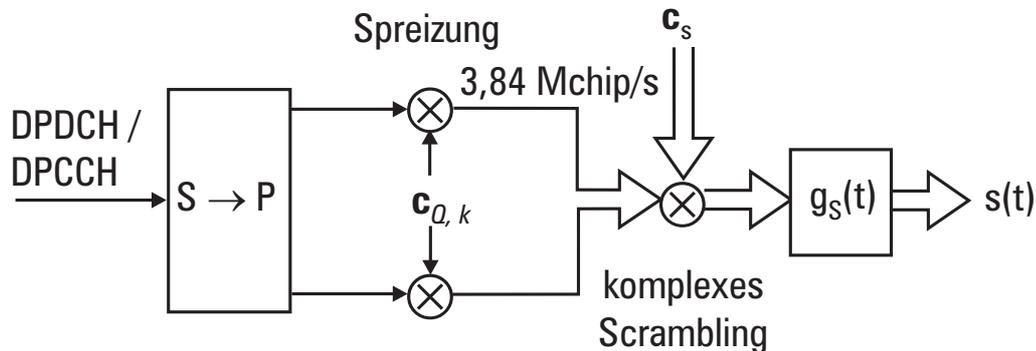


**Bild 3.11** Long Scrambling Codegenerator für den *uplink*

Die Variable  $M$  steht hierbei für die Phasenverschiebung der imaginären Sequenz. Der Ausdruck  $2\lfloor(i-1)/2\rfloor$  entspricht einer um den Faktor zwei dezierten Sequenz. Schließlich wird der Imaginärteil noch mit  $j(-1)^{(i-1)}$  rotiert. Diese umständliche Nachcodierung soll die Nulldurchgänge der komplexen Einhüllenden des Sendesignals minimieren [15]. Leider verschlechtern sich dadurch die Kreuzkorrelationseigenschaften der Folgen, d.h. die Nebenwerte der Korrelationsfunktionen sind höher.

### 3.2.5 UTRA-FDD *downlink*

Im *downlink* existieren ebenfalls zwei Einsatzkanäle: der Kontrollkanal (DP-CCH) und der Daten-Kanal (DPDCH). Sie werden im Zeitmultiplex innerhalb eines *slots* übertragen. Der Zeitmultiplex ist notwendig, da die Daten nicht mehr getrennt auf I- und Q-Zweig übertragen werden, sondern mit einer  $\frac{\pi}{4}$ -QPSK Modulation. Der gesamte Modulator ist in Bild 3.12 dargestellt [4]. Die ankommenden Bits werden durch eine seriell-zu-parallel Wandlung auf I- und Q-Zweig verteilt. Dieser Vorgang entspricht einer  $\frac{\pi}{4}$ -QPSK Symbolzuordnung. Anschließend wird der I- und der Q-Zweig mit derselben reellen Spreizsequenz

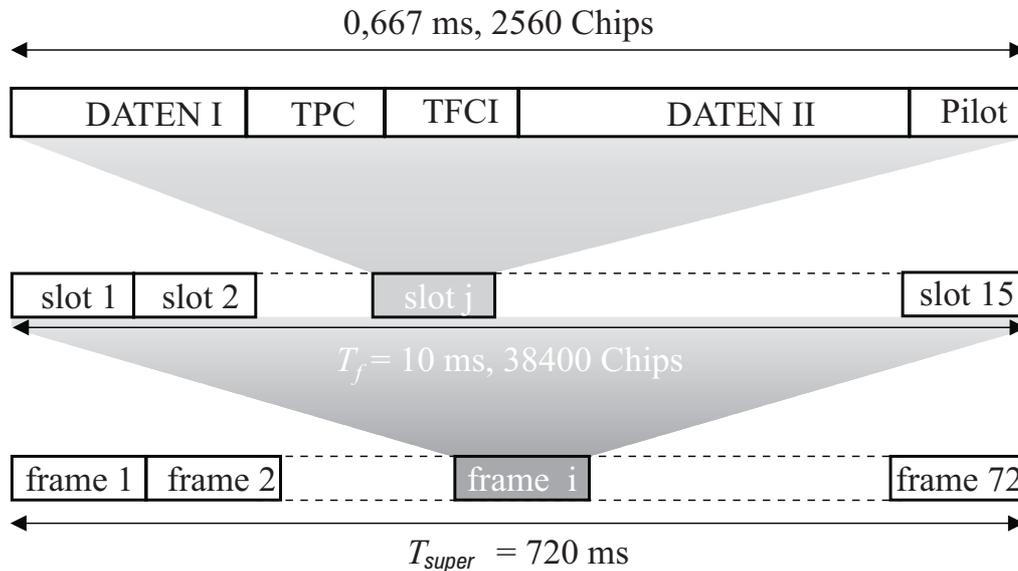


**Bild 3.12** Modulator für UTRA-FDD *downlink*

auf eine Chiprate von 3,84 Mchip/s gespreizt. Die Spreizsequenzen sind die bereits bekannten OVVSF-Codes. Das Signal wird anschließend zu einem komplexen Symbolstrom zusammengefasst und mit einer komplexen Verwürfelungssequenz chipweise multipliziert. Die verwürfelten Chips werden daraufhin mit einem Wurzel-Kosinus Rolloff Filter mit dem Rolloff Faktor  $\rho = 0,22$  gefiltert. Die Rahmenstruktur unterscheidet sich in der Aufteilung innerhalb der *slots* von der des *uplinks*. Bild 3.13 zeigt die Einteilung der DPCCHs und der DPDCHs in einem *slot* und deren Gruppierung zu einem Rahmen. Die Datenfelder innerhalb des *slots* entsprechen dem DPDCH, während die Kontrollfelder TPC, TFCI und die Pilotsequenz, dem DPCCH zuzuordnen sind. Das FBI Feld, das im *uplink* benutzt wird, fehlt im *downlink*. Die Bedeutung der anderen Kontrollfelder wurde bereits im *uplink* erläutert. Die Datenfelder I und II umranden die TPC und TFCI Felder. Die Pilotsequenz wird erst am Ende des *slots* übertragen. 15 *slots* bilden einen Rahmen, welcher wiederum zusammen mit 72 anderen Rahmen einen Superrahmen bildet. Die Rahmenlänge ist wie im *uplink*  $T_f = 10$  ms oder entspricht 38400 chip. Durch die  $\frac{\pi}{4}$ -QPSK Modulation können insgesamt pro *slot*  $5120/2^m$  Bits mit  $m \in \{2, \dots, 9\}$  übertragen werden. Die zugehörigen Datenraten pro Einsatzkanal sind daher

$$R = \frac{5120 \cdot 15}{2^m 10^{-2}} \text{bit/s} = \frac{7,68}{2^m} \text{Mbit/s}, \quad m = 2, \dots, 9. \quad (3.14)$$

Werden von einem Teilnehmer mehrere *Dedicated Physical Channels* (DPCHs) belegt, so wird der DPCCH nur einmal übertragen. D.h. die entsprechenden

Bild 3.13 FDD Rahmen im *downlink*

Felder werden in den anderen Kanälen ausgeblendet.

Für die komplexe Verwürfelungssequenz kann im *downlink* nur auf die *long-codes* zurückgegriffen werden. Es sind in diesem Modus keine *short codes* definiert [4]. Der *long-code* wird wieder aus einem Gold-Code Generator gebildet. Die Länge der Goldfolgen ist  $Q_L = 2^{18} - 1$ , wird aber nach 38400 chip abgeschnitten. Die Generatorpolynome des Goldgenerators sind:

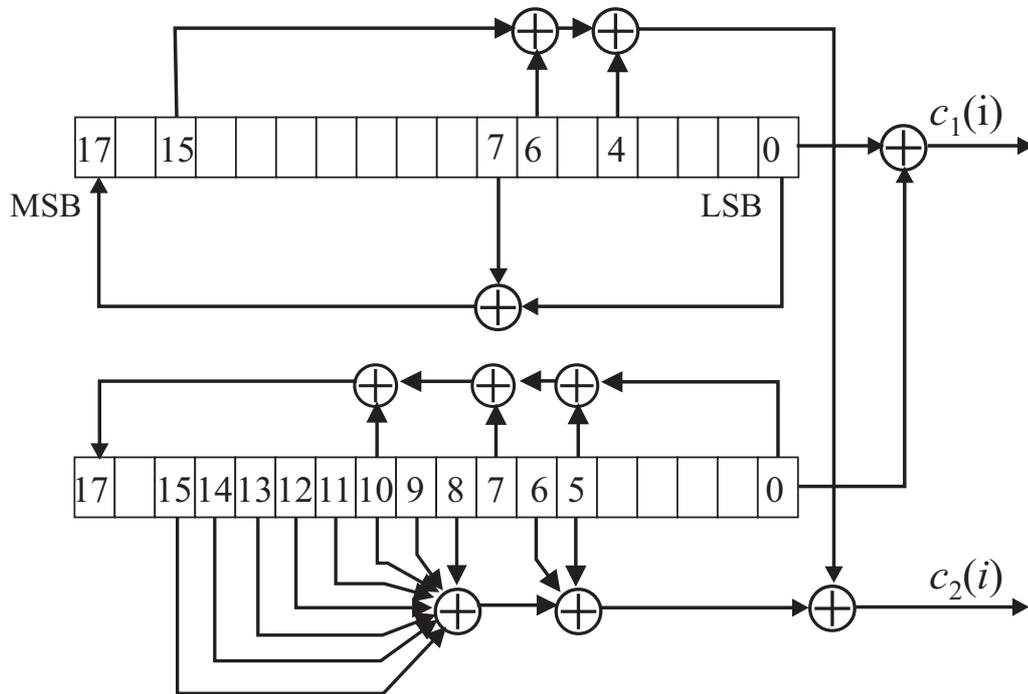
$$g_1(x) = x^{18} + x^7 + 1 \quad (3.15)$$

$$g_2(x) = x^{18} + x^{10} + x^7 + x^5 + 1 \quad (3.16)$$

Der Imaginärteil wird ebenfalls durch eine Verschiebung der erzeugten reellen Sequenz generiert. Bild 3.14 zeigt die entsprechenden Abgriffe für die Realisierung der verschobenen Sequenz. Der *long-code* wird also gemäß folgender Gleichung gebildet:

$$\mathbf{c}_S(i) = c_1(i - 1) + jc_1(i - 1 + M), \quad i = 1, \dots, 38400 \quad (3.17)$$

Während im *uplink* die Verwürfelungssequenzen zur Teilnehmertrennung benutzt werden, ist die Aufgabe dieser Sequenzen hier die Zelltrennung. Dazu



**Bild 3.14** Long Scrambling Codegenerator für den *downlink*

gibt es 512 primäre Verwürfelungssequenzen, die auf die Basistationen aufgeteilt werden. Durch diese kleine Anzahl an Codes, kann die Akquisitionszeit bei der Zellsuche klein gehalten werden. Die Spreizsequenzen (OVSF-Folgen) trennen innerhalb einer Zelle die Teilnehmer. D.h. in einer Zelle wird an jeden Teilnehmer ein anderer OVSF-Code vergeben. Damit kann im *downlink* eine Zelle maximal so viele Teilnehmer bedienen, wie es gültige Codes in der OVSF-Codedefamilie gibt. Bei einem Spreizfaktor von  $Q = 256$  können also maximal 256 Sequenzen der Länge 256 vergeben werden.

### 3.3 Zusammenfassung

Dieses Kapitel stellt das ITU Konzept der dritten Mobilfunkgeneration vor. Es wird erklärt, dass sich das europäische terrestrische Mobilfunksystem UMTS in den beiden Modi IMT-TC und IMT-DS wiederfindet. Der Mobilfunkstan-

Standard UMTS besteht aus zwei grundsätzlich verschiedenen Luftschnittstellen: UTRA-TDD (IMT-TC) und UTRA-FDD (IMT-DS). Die Unterscheidung erfolgt in der Trennung zwischen *up*- und *downlink*. Bei UTRA-TDD erfolgt die Trennung in der Zeit. Weiterhin werden alle drei bekannten Vielfachzugriffsverfahren angewendet: FDMA, TDMA und CDMA. Im UTRA-FDD Modus erfolgt die Trennung der Senderichtung über verschiedene Frequenzbänder. Außerdem werden nur zwei Vielfachzugriffsverfahren verwendet, nämlich FDMA und CDMA. In beiden Modi werden die zu übertragenden Informationen in Zeitschlitze eingeteilt. Die Größe dieser *slots* und deren Einteilung in die übergeordneten Rahmen werden beschrieben. Es werden die Modulation, die Spreizung und die Verwürfelung in den jeweiligen Modi dargestellt. Es wird gezeigt, dass die Verwürfelung neben der Teilnehmer-/Zelltrennung auch noch eine Reduzierung der Nebenwerte der Korrelationsfunktionen liefert.

# 4 Single-User Detektion

In diesem Kapitel wird das Signalmodell für DSSS-Systeme um den Empfang mit auf die Spreiz-Signatur angepassten Filtern (matched Filtern) erweitert. Von diesen Filtern wird die RAKE-Struktur abgeleitet. Darüberhinaus werden verschiedene Variationen der RAKE-Struktur vorgestellt. In Abhängigkeit von der RAKE-Struktur ergeben sich Vor- und Nachteile beim Einsatz in UMTS, auf die hier ebenfalls eingegangen wird. In Mobilfunksystemen treten bei der Übertragung Reflexionen, zum Beispiel an Gebäuden oder Bergen und damit Mehrwegeausbreitungen mit unterschiedlichen Dämpfungsfaktoren und zeitlichen Verzögerungen auf. Diese Kanalverzerrungen erschweren die Signaldetektion sowohl im mobilen Empfangsgerät (*downlink*) als auch in der Basisstation (*uplink*). Zur Lösung dieser Problematik ist für CDMA Systeme seit längerem der RAKE Empfänger [36] bekannt. Er soll auch zunächst im neuen Mobilfunkstandard der 3. Generation, UMTS, implementiert werden. Er ermöglicht allerdings nur die Detektion eines einzelnen Teilnehmers (Single-User Detektion), so dass die Signale von anderen Nutzern als Störung zu betrachten sind. Um später eine weitere Erhöhung der Übertragungs- und Zellkapazität zu erlangen und so den wachsenden Anforderungen moderner Multimedia-Anwendungen gerecht zu werden, ist der Einsatz von Detektionsverfahren geplant, die die Informationen der anderen Teilnehmer im Empfänger mit berücksichtigen (Multiuser Detektion).

Ziel dieses Kapitels ist es, bereits bekannte Strukturen des RAKE Empfängers speziell an den UMTS-FDD Uplink anzupassen. Besonderes Augenmerk wird hierbei auf den benötigten Rechenaufwand der verschiedenen Varianten gelegt. Zur Einführung werden in Abschnitt 4.1 zwei allgemeine Strukturen des RAKE Empfängers vorgestellt und verglichen. Im nächsten Abschnitt 4.2 wird dann der RAKE Empfänger an die Besonderheiten von UMTS angepasst. Abschnitt 4.3 befasst sich mit den Simulationsergebnissen. Der letzte Abschnitt beinhaltet eine Zusammenfassung.

## 4.1 Der RAKE Empfänger

Ausgehend von dem Signalmodell für die Spreizung aus Kapitel 2 wird nun der RAKE Empfänger beschrieben. Die Daten werden gemäß Gl. (2.3) gespreizt. Der RAKE Empfänger ist die konventionelle Methode für Single-User Detektion in Mehrwegekanälen. Er nutzt das Prinzip des *maximum ratio combinings*, indem die Codediversität der verschiedenen Mehrwege ausgenutzt wird. Im RAKE Empfänger werden die einzelnen Mehrwege, die sich durch die Signaturen trennen lassen, zeitrichtig additiv überlagert. Voraussetzung für eine gute Funktionsweise sind daher entsprechende Autokorrelationswerte. Im Idealfall sind alle Nebenwerte Null,  $\varphi_{cc}^a(i) = 0$ ,  $i \in \mathbb{Z} \setminus \{0\}$ . Die MAI kann durch dieses Detektionsprinzip nicht eliminiert werden. Sie verursacht einen zusätzlichen Rauschanteil, wie auch die nichtidealen Nebenwerte der Autokorrelationsfunktion. Der zeitvariante, frequenzselektive Mehrwegekanal, wie er in Mobilfunksystemen auftritt, lässt sich allgemein sehr gut mit dem Tapped-Delay-Line Modell darstellen. Mathematisch ist es (mit additivem Gaußschen Rauschen  $n(t)$ ) durch Gleichung (2.65) beschreibbar:

$$e(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t)s(t - l/W) + n(t)$$

Hierbei ist  $s(t)$  das Sendesignal und  $h_l(t)$  sind zeitvariante Kanalkoeffizienten, die im Prinzip die zeitlichen Dämpfungs- und Phasenänderungen auf den einzelnen Ausbreitungspfaden darstellen. Das Modell entspricht damit einem FIR-Filter. Im Empfänger müssen die Koeffizienten der Kanalimpulsantwort bestimmt werden. Für diese Kanalschätzung sind verschiedene Verfahren wie Maximum-Likelihood-Schätzung oder Least-Square-Schätzung, die zum Beispiel in [21] näher beschrieben werden, bekannt.

Der aus der Literatur [36] bekannte RAKE Empfänger (siehe Bild 4.1) besteht zunächst aus einem Filter, das durch ständig aktualisierte Kanalschätzungen dem zeitvarianten Kanal angepasst wird. Dadurch erreicht man eine Maximierung des SNR. Im Idealfall nimmt man alle Koeffizienten der Kanalschätzung für das Empfangsfilter. Es genügt aber, nur die  $L$  stärksten Kanalkoeffizienten zu berücksichtigen. Die Größe  $L$  sollte so gewählt werden, dass der letzte

Koeffizient noch deutlich über dem Rauschen der Kanalschätzung liegt. Zusätzlich zu dem Filter enthält der Empfänger noch einen Dekorrelator für die Entspreizung  $(c^*(t))^1$  des entsprechenden Sendesignals. Damit erhält der RAKE Empfänger im Idealfall noch den Gewinn eines vergleichbaren ( $L$ -stufigen) Diversity-Systems. In UMTS wird nicht nur eine Spreizsequenz zur Teilnehmertrennung benutzt, sondern es wird auch anschließend eine Verwürfelung durchgeführt. Dies ermöglicht im *downlink* die Zelltrennung und im *uplink* die Teilnehmertrennung. Die Verkettung von Verwürfelung und Spreizcodes resultiert aber in nicht idealen Codes, so dass der maximale Performancegewinn des ( $L$ -stufigen) Diversity-Systems nicht erreicht wird. Ist  $\xi^{(k)}(t)$  die Spreizsequenz der Länge  $T_B$  und  $\zeta^{(k)}(t)$  die Verwürfelungssequenz der Länge  $T_S$  des Teilnehmers  $k$ , dann ist

$$c^{(k)}(t) = \xi^{(k)}(t - nT_B)\zeta(t), \text{ mit } n = 0, 1, \dots, \frac{T_S}{T_B} - 1 \quad (4.1)$$

die zusammengesetzte verwürfelte Spreizsequenz. Für die allgemeinen RAKE-Strukturen kann auf den Index  $k$  verzichtet werden, da hier nur ein Nutzer detektiert wird.

In der Form von Bild 4.1 benötigt der RAKE Empfänger einen hohen Rechenaufwand für die komplexe Multiplikation mit den konjugiert komplexen Koeffizienten  $h_0^*$  bis  $h_{L-1}^*$  und die anschließende komplexe Addition, da diese Operationen im Chiptakt erfolgen. Im Folgenden wird diese Struktur des RAKE Empfängers Filter-RAKE genannt. Indem man die einzelnen Zweige unmittelbar nach der zeitlichen Verschiebung entwürfelt und direkt entspreizt (s. Bild 4.2), müssen die beiden oben genannten Operationen nur noch im Signaltakt ausgeführt werden. Allerdings erfordern die jetzt mit der Anzahl der vorhandenen Finger auftretenden Entwüfelungen und Entspreizungen natürlich einen erhöhten Rechenaufwand. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird dieser RAKE Empfänger mit Finger-RAKE bezeichnet. Da es sich insgesamt um lineare Operationen handelt, ist die Vertauschung ihrer Reihenfolge gestattet.

---

<sup>1</sup>Mit  $a^*$  wird die zu  $a \in \mathbb{C}$  konjugiert komplexe Zahl bezeichnet.

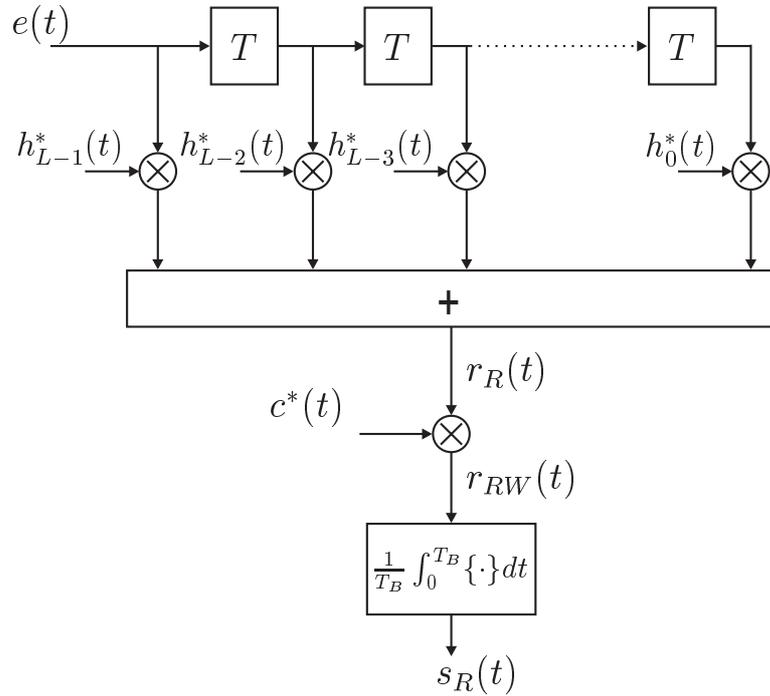


Bild 4.1 RAKE Empfänger

Der Filter-RAKE Empfänger lässt sich durch folgende Gleichung darstellen:

$$s_R(t) = \frac{1}{T_B} \int_{t=0}^{T_B} \left( \sum_{l=0}^{L-1} \left( h_{L-1-l}^*(t) \cdot e\left(t - \frac{l}{W}\right) \right) \cdot c^*(t) \right) dt \quad (4.2)$$

Durch Vertauschung des Integrals mit der Summe erhält man daraus Gleichung (4.3):

$$s_R(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \left( \frac{1}{T_B} \int_{t=0}^{T_B} \left( c^*(t) \cdot h_{L-1-l}^*(t) \cdot e\left(t - \frac{l}{W}\right) \right) dt \right) \quad (4.3)$$

Da die konjugiert komplexen Kanalkoeffizienten  $h_{L-1-l}^*(t)$  über den Integrationszeitraum  $T_B$  als konstant angenommen werden können, sie werden nur alle 2560 chip (entsprechend einem *slot*) geschätzt, können sie vor das Integral

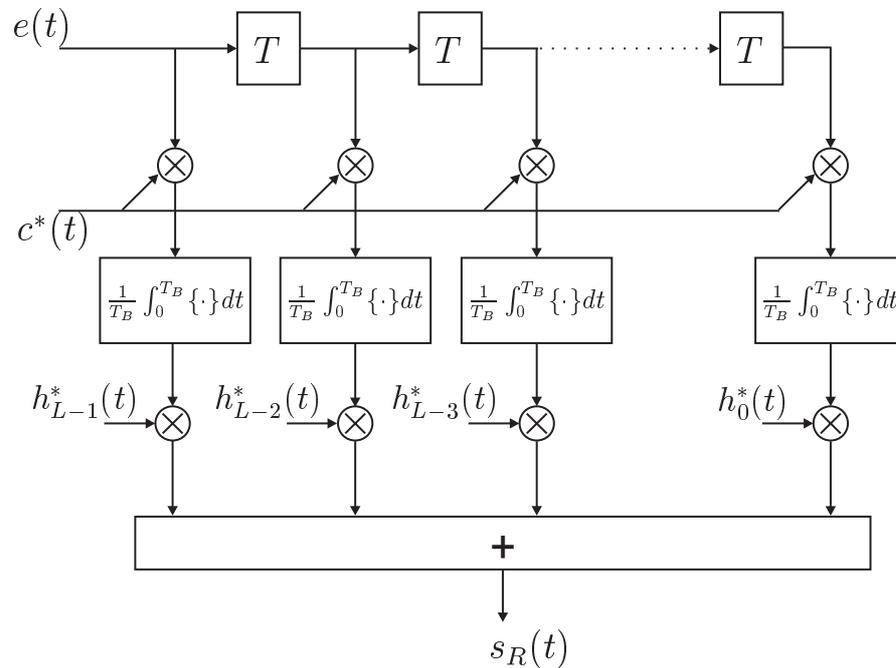


Bild 4.2 Finger-RAKE Empfänger

gezogen werden. Diese Aussage ist generell für sich langsam verändernde frequenzselektive Kanäle gültig, d.h. für Kanäle deren Kohärenzzeit viel größer als die Symboldauer  $T_B$  ist. Die Bedingung für eine Kanalschätzung pro *slot* ist viel härter, da hier die Kohärenzzeit viel größer als die *slot*-Dauer sein muss. Man erhält damit Gleichung (4.4), die der veränderten Struktur nach Bild 4.2 entspricht:

$$s_R(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \left( h_{L-1-l}^*(t) \cdot \frac{1}{T_B} \int_{t=0}^{T_B} \left( c^*(t) \cdot e\left(t - \frac{l}{W}\right) \right) dt \right) \quad (4.4)$$

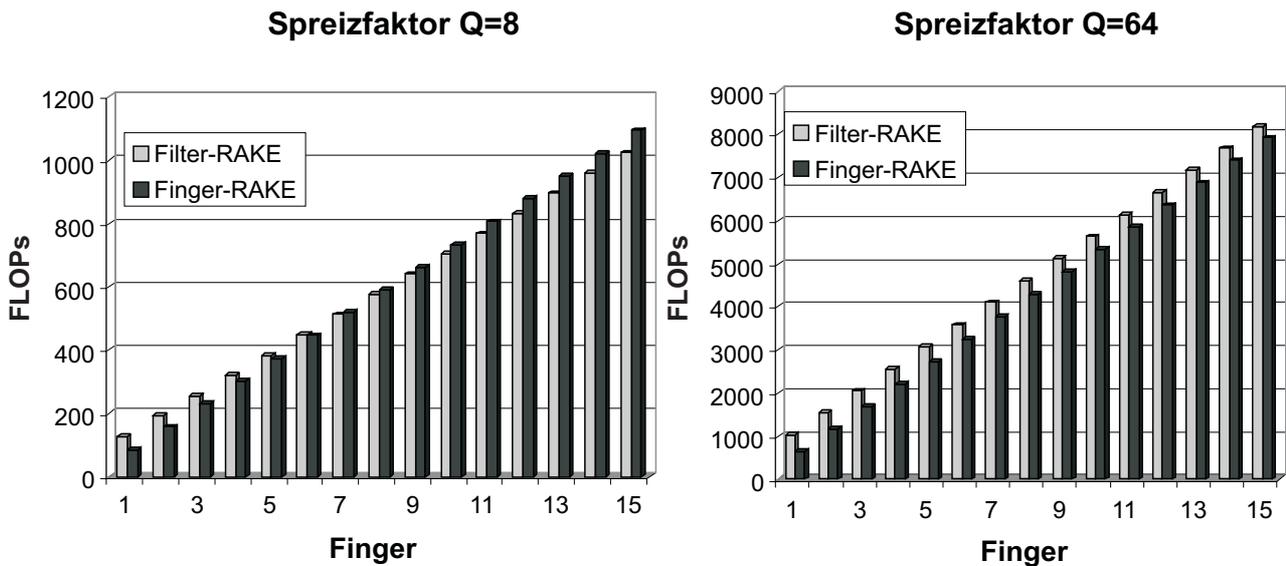
Einen Vergleich der benötigten Rechenoperationen je übertragenem Symbol zeigt Tabelle 4.1. Als Maßeinheit dient die Einheit *FLOPs*. Ein FLOP entspricht einer *Floating Point Operation*. Dabei entspricht eine komplexe Multiplikation vier reellen Multiplikationen und zwei Additionen, also sechs FLOPs. Eine komplexe Addition besteht dagegen aus 2 reellen Additionen und damit

aus zwei FLOPs. Die Variable  $F$  steht hier für die Anzahl der Finger. In Bild

Operation (je Symbol)	Filter-RAKE	Finger-RAKE
Gesamt reelle Mult.	$Q(4F + 6) + 2$	$Q(4F + 2) + 6F$
Gesamt reelle Add.	$Q(4F + 2) - 2$	$Q(4F) + 2F - 2$
FLOPs	$8Q(F + 1)$	$2Q(4F + 1) + 8F - 2$

**Tab. 4.1** Anzahl der Rechenoperationen von Finger- und Filter-RAKE

4.3 wird exemplarisch die Anzahl der benötigten FLOPs bei niedrigem und hohem Spreizfaktor  $Q$  und verschiedenen Fingeranzahlen verglichen. Es zeigt sich



**Bild 4.3** Vergleich der Anzahl an Multiplikationen pro Symbol bei Finger- und Filter-RAKE in Abhängigkeit von der Anzahl der Finger

eine starke Abhängigkeit von der Anzahl der Finger vor allem bei niedrigen Spreizfaktoren (Bild 4.3 linkes Diagramm). Hier ist bei großer Fingerzahl der Filter-RAKE die günstigere Wahl. Je weniger Finger jedoch verwendet werden, desto besser wird im Verhältnis der Finger-RAKE. Bei hohen Spreizfaktoren

(Bild 4.3 rechtes Diagramm) fällt dagegen die Abhängigkeit von der Fingeranzahl nicht mehr so stark ins Gewicht, selbst bei einer hohen Anzahl von z.B. 15 Fingern ist der Finger-RAKE hier noch deutlich besser. Bei größerer Spreizung wird das Finger Modell entsprechend noch besser sein. Da in der Praxis meist eine recht niedrige Fingeranzahl (üblich sind vier Finger) ausreicht und auch häufig hohe Spreizfaktoren vorkommen, ist der Finger-RAKE vorzuziehen.

## 4.2 RAKE Varianten

Betrachtet man die Modulation beim UMTS FDD *uplink* genauer (siehe Bild 3.7), sieht man, dass die bisher beschriebenen Varianten des RAKE Empfängers nicht mehr geeignet sind. Die Datenkanäle werden auf I- und Q-Zweig getrennt übertragen und können je nach benötigter Datenrate in ihrem Spreizfaktor von  $Q = 4, 8, 16, \dots, 256$  variieren (s. Bild 3.7). Mehrere (bis zu sechs) Datenkanäle werden allerdings erst verwendet, wenn höhere Datenraten ( $> 960$  kbit/s) gefordert werden (z. B. Internet, Filmübertragung), als dies mit einem einzelnen Datenkanal bei minimaler Spreizung von vier möglich ist. Für kleinere Datenraten wird in der Regel jedoch ein Datenkanal ausreichen. Der Kontrollkanal setzt sich aus der Pilotsequenz und verschiedenen Kontrollbits zusammen. Diese insgesamt 10 Symbole füllen bei dem hier vorgeschriebenen Spreizfaktor von  $Q = 256$  genau einen *slot*. D.h. beim FDD *uplink* findet in jedem *slot*, also alle  $\tau = 0,667$  ms, eine neue Kanalschätzung mit Hilfe der dem Empfänger bekannten Pilotsequenz statt. Die Trennung mehrerer *uplink*-Sender wird mit Hilfe eindeutiger Verwürfelungscodes vorgenommen. Von den Korrelationseigenschaften dieser komplexen Codes hängt also auch sehr stark die Qualität des gesamten Übertragungssystems ab. Als Verwürfelungssequenzen sind im *uplink* sowohl *short codes* für die Multiuser Detektion als auch *long codes* für den Einsatz mit dem RAKE Empfänger geplant. Um Vergleiche beider Systeme zu ermöglichen, wurden die in dieser Arbeit vorgestellten Simulationen auch bei Einsatz des RAKE-Empfängers mit den *short codes* ausgeführt.

Betrachtet man die beiden RAKE-Strukturen aus den vorangehenden Kapiteln (Bilder 4.1 und 4.2), erkennt man schnell die spezielle Problematik des

FDD *uplink*. Durch die bis zu sieben verschiedenen Kanäle mit ihren entsprechenden Spreizfaktoren und -sequenzen auf I- und Q-Zweig können beide Modelle so nicht bzw. nur eingeschränkt übernommen werden. Ausgegeben werden kann bisher nur einer der Kanäle, nämlich der, mit dessen Spreizfaktor bzw. -folge entspreizt wird. Die naheliegendste Lösung (Version I) ist es, die Finger- oder auch die Filter-Struktur einfach mehrmals parallel aufzubauen und mit dem gleichen Eingangssignal zu speisen. Jeder der Empfänger hat dann den Spreizfaktor und -code eines einzelnen Kanals. Der Vorteil dieser Vorgehensweise liegt in der Universalität des Modells, man kann sowohl im *uplink* als auch im *downlink* dasselbe Modell verwenden. Allerdings wird der benötigte Rechenaufwand beim Auftreten mehrerer Kanäle zu hoch [29]. Die folgenden beiden Varianten sind hier günstiger.

Bei der Version II variiert man den Filter-RAKE Empfänger (Bild 4.1). Da die Problematik des *uplink* erst mit der Entspreizung auftritt, können alle vorangehenden Operationen, also zeitliche Entzerrung, Multiplikation mit den inversen komplexen Kanalkoeffizienten, Addition der Zweige und Entwüfelung wie gewohnt ausgeführt werden. Danach können Real- und Imaginärteil als I- und Q-Zweig problemlos getrennt entspreizt werden (siehe Bild 4.4 für je einen Daten- und einen Kontrollkanal). Beim Auftreten mehrerer Datenkanäle muss das Signal (I- oder Q-Zweig) nach der Entwüfelung entsprechend häufiger vervielfältigt und entspreizt werden.

Nachdem Version II des *uplink* RAKE Empfängers aus der Filter-RAKE-Struktur hervorging, stellt sich die Frage, ob sich aus dem schnelleren Finger-RAKE (Bild 4.2) ebenfalls eine *uplink*-Version ableiten lässt. Aufgrund der veränderten Position der Entspreizung muss hier schon früher eine Aufteilung des Signals erfolgen. Als Lösung (Version III) bleibt hier nur, in jedem Zweig mehrere Entspreizungen des gesamten Signals vorzunehmen und hiermit jeweils komplex weiterzurechnen (siehe Bild 4.5 für je einen Daten- und einen Kontrollkanal). Man erhält so je Zweig entsprechend viele komplexe Ausgangssignale, von denen aber jeweils nur ein Teil (Real- oder Imaginärteil) aufaddiert werden muss.

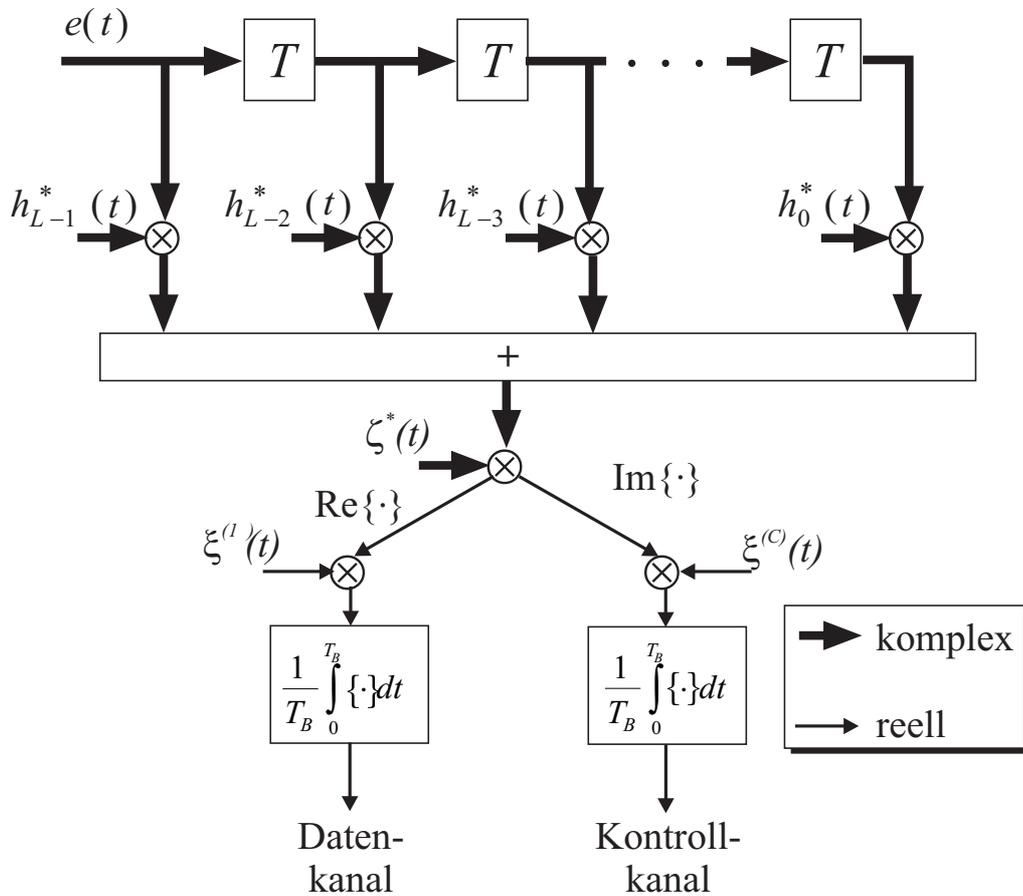
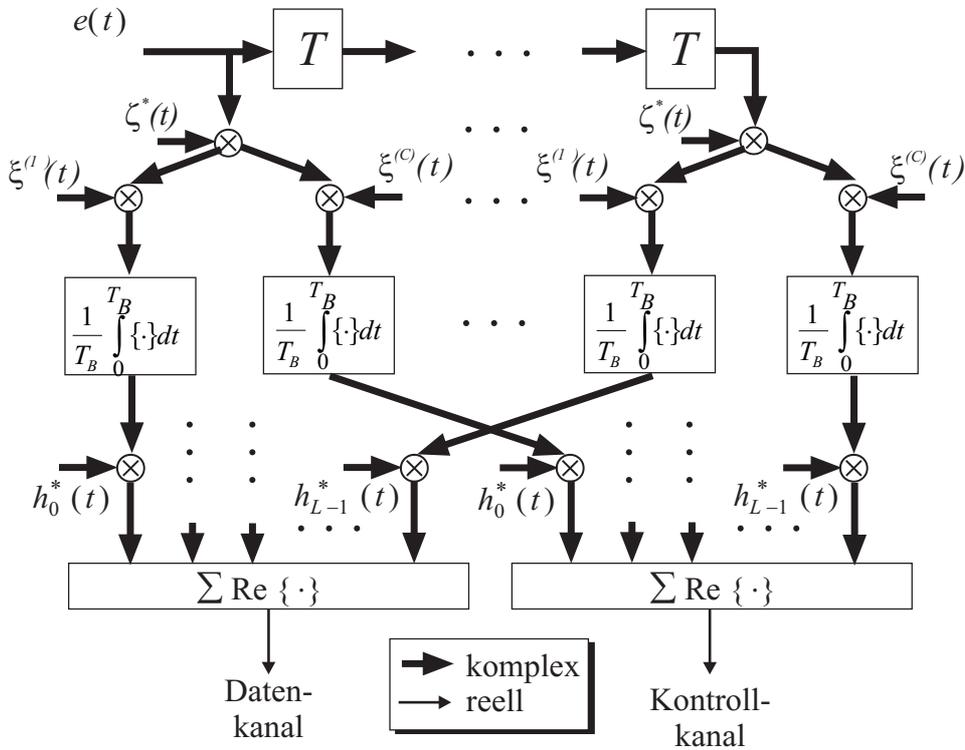


Bild 4.4 RAKE Empfänger für UMTS FDD Uplink, Version II (dicke Linien entsprechen komplexen, dünne Linien reellen Signalen)

### 4.2.1 Vergleich der verschiedenen Versionen

Zunächst bringen alle drei Versionen identische Bitfehlerraten, da lediglich die Reihenfolge linearer Operationen vertauscht wurde. Damit kann die Entscheidung für eine der Strukturen ausschließlich nach dem jeweils entstehenden Rechenaufwand gefällt werden. Die erste Version, realisiert mit dem Finger-RAKE, ist im Falle eines einfachen Datenkanals, ohne Interesse am Kontrollkanal sicher die günstigste Lösung. Dieser Fall wird jedoch nur selten auftreten. Sobald mehr als ein Kanal betrachtet wird, sind jedoch sicher die speziell auf



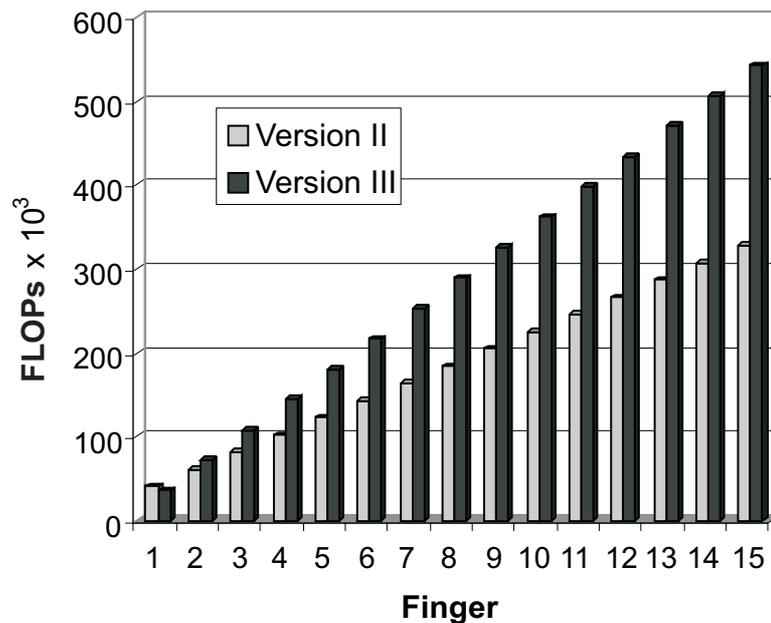
**Bild 4.5** RAKE Empfänger für UMTS FDD *uplink*, Version III (dicke Linien entsprechen komplexen, dünne Linien reellen Signalen)

den *uplink* angepassten Versionen II und III weniger rechenintensiv. Eine Aufstellung der benötigten Rechenoperationen je *slot* für diese beiden Versionen zeigt Tabelle 4.2.

Da die Gleichungen nicht auf den ersten Blick vergleichbar sind, zeigt Bild 4.6 auch hier wieder die Anzahl der FLOPs in Abhängigkeit von der Fingerzahl für die Spreizfaktoren  $Q_I = 64$  im Inphasen- und  $Q_Q = 256$  im Quadratursignal. Man sieht sofort, dass die Version II des RAKE Empfängers günstiger ist. Da die Spreizfaktoren in den Gleichungen der Tabelle 4.2 nur im Nenner vorkommen, ist ihr Einfluss recht gering. Die Aussage von Bild 4.6 stimmt daher zumindest qualitativ auch für andere Datenspreizfaktoren. Für mehrere Datenkanäle vergrößert sich der Abstand der Anzahl an Operationen noch weiter. Man sieht also, dass Version II, sofern man sich für mehr als einen Kanal interessiert, die günstigere Lösung ist.

	Version II	Version III
Mult.	$2560(4 \cdot F + 6 + \frac{1}{Q_I} + \frac{1}{Q_Q})$	$5120 \cdot F(4 + 3(\frac{1}{Q_I} + \frac{1}{Q_Q}))$
Add.	$2560(4 \cdot F + 2 - \frac{1}{Q_I} - \frac{1}{Q_Q})$	$2560(6 \cdot F + (F - 1)(\frac{1}{Q_I} + \frac{1}{Q_Q}))$
FLOPs	$20480(F + 1)$	$35840F + 2560(7F - 1) \cdot (\frac{1}{Q_I} + \frac{1}{Q_Q})$

**Tab. 4.2** Gesamtzahl der Rechenoperationen für Versionen II und III;  $F$  ist die Anzahl der Finger



**Bild 4.6** Vergleich der Anzahl an Rechenoperationen pro *slot* bei Version II und III

### 4.3 Simulationen

Alle in diesem Abschnitt beschriebenen Simulationen wurden mit dem Simulationstool COSSAP erstellt. Sie betrachten den FDD *uplink* eines UMTS Sy-

stems. Dabei wurde der Kontrollkanal (DPCCH) entsprechend den von 3GPP geforderten Spezifikationen aufgebaut, der Datenkanal (DPDCH) wurde mit einer *pseudo-noise* Folge gefüllt. Zur Verwürfelung wurden die *short codes* verwendet, wie sie in Kapitel 3.2.4 beschrieben sind. Die Kanalschätzung wurde alle  $\tau = 0,667$  ms ideal ohne Kanalnachführung durchgeführt. Die Kanalschätzung kann durch adaptive Nachführung (*tracking*) weiterhin verbessert werden. Der RAKE Empfänger (Version II) wurde immer mit vier Fingern betrieben. Da sich die RAKE Versionen nur im Rechenaufwand, aber nicht in ihrer Bitfehlerrate unterscheiden, war die Auswahl der Version II willkürlich. Als Kanalmodell wurde der VehicularA Kanal [10] und additives weißes Gaußsches Rauschen verwendet. Es wurden immer 10 Sekunden Übertragungsdauer (Gesprächsdauer) simuliert. Eventuell vorhandene Störteilnehmer bewegen sich mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten zwischen  $v = 50$  und  $v = 200$  km/h. Bei keiner der Simulationen kam Kanalcodierung zum Einsatz, wodurch die Bitfehlerraten natürlich noch stark verbessert werden können.

### 4.3.1 Bitfehlerrate über SNR, keine Störer

Zunächst wurde der einfachste Fall eines einzelnen Teilnehmers mit einer Geschwindigkeit von 120 km/h simuliert (siehe Bild 4.7). Das additive weiße Gaußsche Rauschen variiert dabei in 4 dB Schritten von 0 bis 20 dB. Als Parameter treten Spreizfaktoren von  $Q = 16$  bis  $Q = 256$  auf. Man sieht gut, dass höhere Spreizfaktoren nur einen recht geringen Performance-Gewinn bringen. Die Ergebnisse bei den Spreizfaktoren 128 und 256 überlagern sich fast identisch. Da die Codes nicht orthogonal zu allen ihren verschobenen Sequenzen sind, verbleibt ein konstanter Störanteil nach der Dekorrelation im Empfänger. Dieser Anteil, hervorgerufen durch die Mehrwege des Kanals, geht mit dem entsprechenden Korrelationskoeffizienten der AKF als additive Störung ein. Betrachtet man den Mehrweg als einen Nutzer, der mit einer entsprechenden Verzögerung und Dämpfung mit derselben Spreizsequenz sendet, kann man diesen additiven Anteil der MAI zuordnen. In den Simulationsergebnissen schlägt sich dies als eine Sättigung der Bitfehlerrate bei ungefähr  $P_b = 0,02$  nieder.

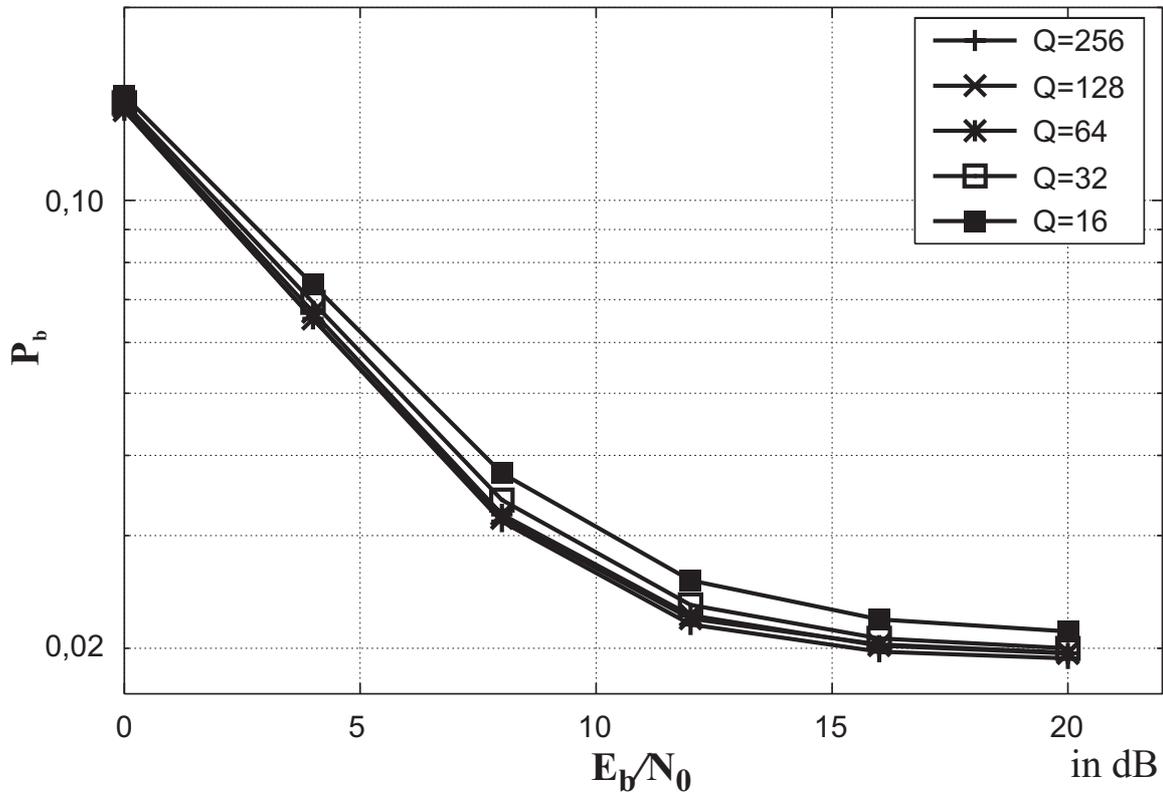
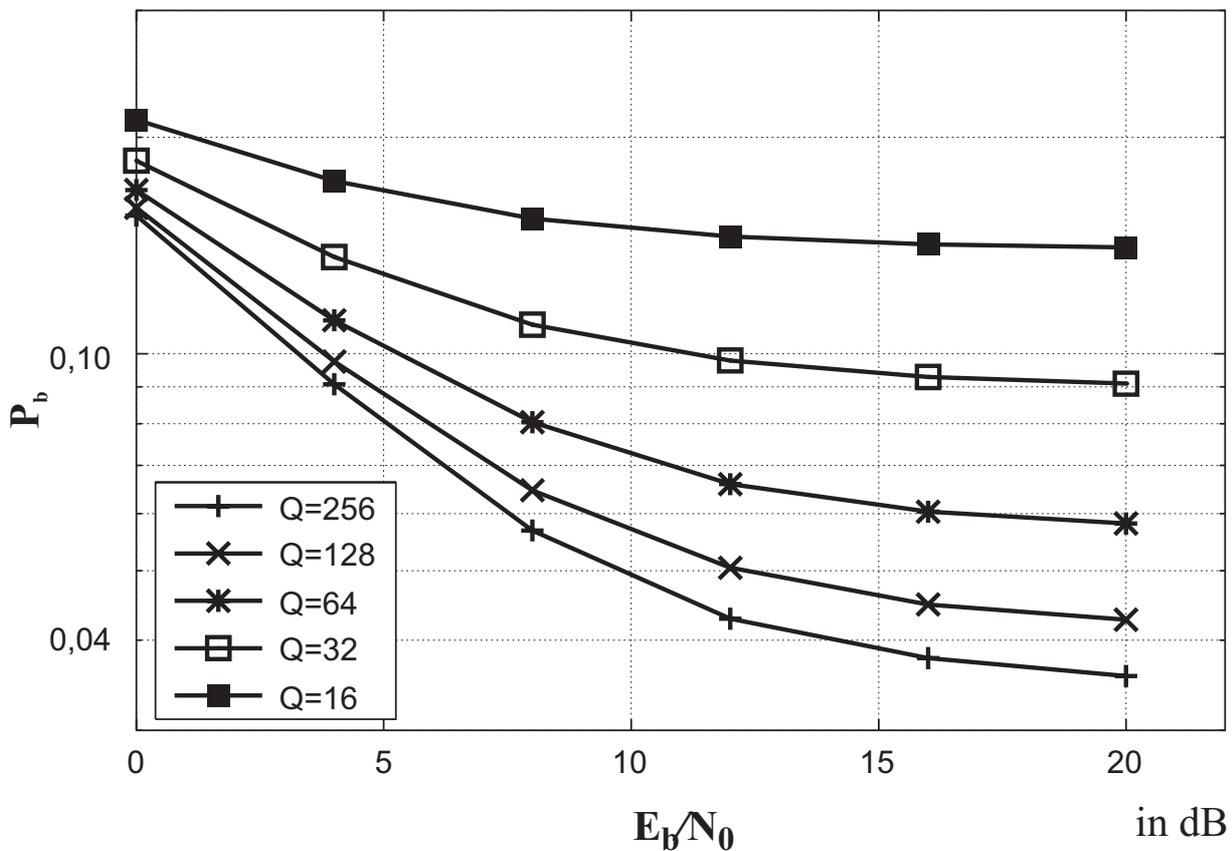


Bild 4.7 Bitfehlerraten im UMTS FDD *uplink* bei einem Teilnehmer

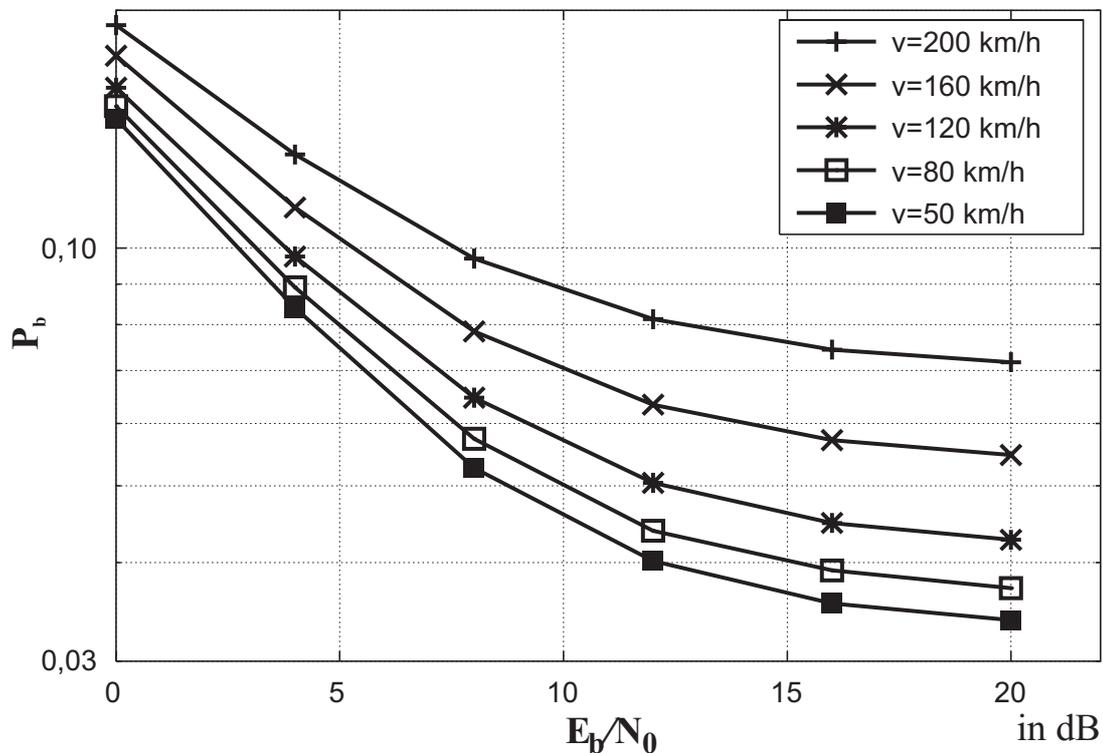
### 4.3.2 Bitfehlerrate über SNR, 7 Störer

In dieser Simulation (Bild 4.8) werden wieder die Bitfehlerraten eines Teilnehmers (120 km/h) berechnet. Allerdings erfolgt eine zusätzliche Kanalverschlechterung durch 7 Störteilnehmer, von denen jeder mit gleicher Leistung wie der Nutzteilnehmer empfangen wird. Die Geschwindigkeiten der 7 Störteilnehmer sind wie folgt verteilt:  $v_1 = 20$  km/h,  $v_2 = 50$  km/h,  $v_3 = 75$  km/h,  $v_4 = 100$  km/h,  $v_5 = 125$  km/h,  $v_6 = 150$  km/h,  $v_7 = 175$  km/h. Die Werte des SNR beziehen sich auf die Leistung des Nutzteilnehmers am Empfänger. Bei einem SNR von 0 dB hat also das weiße Rauschen die Leistung nur eines Teilnehmers. Als Parameter werden erneut Spreizfaktoren von  $Q = 16$  bis  $Q = 256$  verwendet. Hier machen sich die Vorteile größerer Spreizfaktoren besonders bemerkbar. Insgesamt ist durch die erhöhte MAI, hervorgerufen durch



**Bild 4.8** Bitfehlerraten im UMTS FDD *uplink* mit einem Nutzer und 7 Störteilnehmern gleicher Leistung

die sieben Nachbarnutzer, die Bitfehlerrate schlechter als im Einzelnutzerfall aus Bild 4.7. Höhere Spreizfaktoren ( $Q = 256$ ) können aber die Störer besser trennen, was sich im Vergleich zu den kleineren Spreizfaktoren in besseren Bitfehlerraten ausdrückt. Demgegenüber steht allerdings eine höhere Symbolrate bei niedrigen Spreizfaktoren, die für reine Sprachanwendungen jedoch nicht erforderlich sein dürfte.



**Bild 4.9** Bitfehlerraten im UMTS FDD *uplink* in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit

### 4.3.3 Bitfehlerrate in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit

Die folgende Simulation untersucht die Abhängigkeit der Bitfehlerrate von der Geschwindigkeit des Nutzteilnehmers. Die Geschwindigkeiten der 7 Störteilnehmer gleicher Leistung sind wie im vorhergehenden Unterabschnitt 4.3.2 verteilt. Es wurde ein Spreizfaktor von  $Q = 128$  verwendet. Man sieht deutlich in Bild 4.9 eine Verschlechterung zu höheren Geschwindigkeiten hin. Diese Abhängigkeit beruht allerdings nicht direkt auf dem RAKE Empfänger, sondern auf der Kanalschätzung. Bei höheren Geschwindigkeiten nimmt die Dopplerverbreiterung zu, d.h. der Kanal ist schnelleren Änderungen unterworfen. Daraus folgt, dass die Kanalschätzung, die nur alle 2560 chip durchgeführt wird, den Kanaländerungen zeitlich nicht mehr schnell genug folgen kann. Diesem

Effekt muss mit einer adaptiven Kanalschätzung begegnet werden, da pro *slot* nur eine Pilotsequenz gesendet wird.

## 4.4 Zusammenfassung

Der RAKE Empfänger ist bei der Einführung von UMTS als Standardempfänger vorgesehen. Er konzentriert im Empfangsgerät neben der Kanaldecodierung die größte Rechenleistung auf sich, da viele Operationen im Chiptakt ausgeführt werden müssen. In diesem Kapitel wurden verschiedene Varianten des RAKE Empfängers vorgestellt, die sich lediglich in der benötigten Rechenleistung unterscheiden. Die Varianten wurden in dieser Arbeit im Hinblick auf den Einsatz in UTRA-FDD untersucht. Dabei hat sich herausgestellt, dass für allgemeine Anwendungen der Finger-RAKE nach Bild 4.2 die günstigere Lösung ist. Für den *uplink* dagegen kommt es auf die konkrete Anwendung an. Version I eignet sich am ehesten, wenn man nur einen einzigen Datenkanal hat. Die verwendete Struktur entspricht dann im Prinzip wieder genau dem Finger-RAKE (Bild 4.2). Interessiert man sich dagegen auch für den Kontrollkanal, oder hat man mehrere Datenkanäle, muss man auf die Versionen II (Bild 4.4) oder III (Bild 4.5) zurückgreifen. Von diesen beiden ist allerdings die Version II vom Rechenaufwand her wesentlich günstiger. Anzumerken bleibt noch, dass alle in diesem Abschnitt erwähnten Strukturen des RAKE Empfängers für sich langsam verändernde frequenzselektive Kanäle identische Bitfehlerraten liefern.

# 5 MU-Detektion

Die Multiuser Detektion ist in CDMA Systemen ein Werkzeug zur Unterdrückung der Interferenzen. Interferenzen werden erzeugt durch die Allokation von mehreren Teilnehmern in einer Zelle (Teilnehmer-Interferenz), die sich zeitgleich dasselbe Spektrum teilen. Andererseits entsteht durch die Mehrwegeausbreitung Eigeninterferenz. D.h. verspätet eintreffende Signale desselben Senders überlagern sich störend im Empfangssignal. Die Unterdrückung dieser Störung entspricht einer Kanalentzerrung. Multiuser Detektoren versuchen beide Störungen zu eliminieren. Im Abschnitt 5.1 wird kurz auf optimale MU-Detektoren eingegangen. Sie arbeiten nichtlinear und entsprechen einer Suche durch alle möglichen Sendefolgen nach der am wahrscheinlichsten gesendeten Folge. Das Optimalitätskriterium lautet, die Bitfehlerrate bei gegebenem Signal- zu Rauschverhältnis zu minimieren. Darauf folgen die weniger komplexen linearen Detektoren in Abschnitt 5.2. Ihnen liegt eine lineare Abbildung zugrunde. Die Schätzmatrix wird nach anderen Optimalitätskriterien berechnet als nach der Minimierung der Bitfehlerrate. Abschnitt 5.3 behandelt eine Anpassung der zuvor vorgestellten linearen Detektoren an UMTS im Zeitbereich. Im darauffolgenden Abschnitt 5.4 werden Verfahren im Frequenzbereich vorgestellt.

## 5.1 Optimaler Detektor

Ein optimaler Detektor nutzt sowohl die a-priori Kenntnis über das Eingangsalphabet als auch die Kenntnis über die Art der additiven Störung. Er liefert für ein gegebenes Signal- zu Rauschverhältnis (SNR) die geringstmögliche Fehlerwahrscheinlichkeit. Da der Rechenaufwand dieser Detektoren exponentiell mit der Teilnehmerzahl wächst, ist dieser Detektor sehr rechenintensiv. Hier werden der MAP-Folgeschätzer (*maximum a-posteriori sequence estimator* –

MAPSE) und, daraus abgeleitet, der ML-Folgeschätzer (*maximum likelihood sequence estimator* – MLSE) kurz vorgestellt. Das Detektionsprinzip des MAP-Folgeschätzers ist die Minimierung der Folgenfehlerwahrscheinlichkeit. Dazu werden alle möglichen gesendeten Datensequenzen  $\mathbf{d}$  verglichen und diejenige mit der größten Sendewahrscheinlichkeit wird ausgewählt. Die Optimierungsfunktion ist

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MAPSE}} = \arg \max_{\mathbf{d}} (P(\mathbf{d}|\mathbf{e})) = \arg \max_{\mathbf{d}} (p(\mathbf{e}|\mathbf{d})P(\mathbf{d})). \quad (5.1)$$

Dabei ist  $\mathbf{e}$  der Empfangsvektor. Sind alle Folgen  $\mathbf{d}$  gleichwahrscheinlich oder setzt man dies voraus, erhält man den MLSE

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MLSE}} = \arg \max_{\mathbf{d}} (p(\mathbf{e}|\mathbf{d})). \quad (5.2)$$

Ist das einzelne Symbol  $d_i$  ein QPSK moduliertes Symbol,  $N$  die Länge des Vektors und  $K$  die Anzahl der Teilnehmer, so müssen  $4^{KN}$  mögliche Folgen verglichen werden. Durch Ausnutzung des Viterbi Algorithmus (vgl. [11, 44]) kann der Aufwand auf  $N \cdot 4^K$  Folgen reduziert werden. Dennoch ist er exponentiell mit der Zahl der aktiven Teilnehmer zur Basis vier.

## 5.2 Lineare Detektoren

Lineare Detektoren sind suboptimale Lösungen, um den exponentiellen Zuwachs der optimalen Folgeschätzer mit der Teilnehmerzahl zu umgehen. In diesem Abschnitt werden zunächst die beiden wichtigsten Vertreter, der *Zero-Forcing* (ZF) und der *Minimum Mean Square Estimation* (MMSE) Algorithmus, im Zeitbereich vorgestellt. Beiden Verfahren ist gemein, dass eine Matrix invertiert werden muss, deren Größe abhängig ist von der Anzahl an gleichzeitig zu detektierenden Daten und der Teilnehmeranzahl. Matrizeninversionen haben grundsätzlich einen Aufwand, der sich mit der dritten Potenz zur Matrixgröße verhält. D.h. es gilt die Inversion rechentechisch geschickt zu lösen, um die Komplexität des Detektors gering zu halten. In Abschnitt 5.3 wird gezeigt, wie man eine Reduktion der Rechenleistung für UTRA-FDD im

Zeitbereich erreichen kann. Eine weitere Möglichkeit zur Rechenreduktion ist durch Bearbeitung der Ansätze im Frequenzbereich möglich. Dieser Weg wird in Abschnitt 5.4 verfolgt.

### 5.2.1 Zero-Forcing

Lineare Detektoren werden durch eine lineare Schätzgleichung charakterisiert:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{L}\mathbf{e} \quad (5.3)$$

$\hat{\mathbf{d}}$  ist der zu schätzende Datenvektor der Länge  $KN$  und  $\mathbf{e}$  der Empfangsvektor der Länge  $NQ + L - 1$ . Je nach Berechnung der Schätzmatrix  $\mathbf{L}$  unterscheidet man verschiedene Verfahren. Die Berechnung dieser Matrix ist im Allgemeinen sehr rechenintensiv, da eine Matrixinversion notwendig ist. Der Zero-Forcing (ZF) Schätzer ist definiert durch

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}} = \arg \min_{\mathbf{d} \in \mathbb{C}^{KN}} ((\mathbf{e} - \mathbf{A}\mathbf{d})^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} (\mathbf{e} - \mathbf{A}\mathbf{d})), \quad (5.4)$$

wobei

$$\mathbf{C}_{NN} = E \{ (\mathbf{N} - E \{ \mathbf{N} \}) (\mathbf{N} - E \{ \mathbf{N} \})^H \} \quad (5.5)$$

die Kovarianzmatrix des Rauschprozesses  $\mathbf{N}$  ist. Es wird also der minimale quadratische Abstand zwischen dem Empfangsvektor  $\mathbf{e}$  und dem gesendeten Vektor  $\mathbf{A}\mathbf{d}$  berechnet und damit der Datenvektor  $\hat{\mathbf{d}}$  geschätzt. Die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  setzt sich hier entsprechend Gl. (2.16) aus dem Matrizenprodukt zwischen der mit der Kanalimpulsantwort zusammengefassten Spreizsequenzmatrix und der Diagonalmatrix mit den Sendeamplituden  $\mathbf{A} = \mathbf{B}\mathbf{D}$  zusammen. Aus Gl. (5.4) ergibt sich die Schätzmatrix mit [23, 49] zu

$$\mathbf{L}_{\text{ZF}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1}. \quad (5.6)$$

Die Kovarianzmatrix  $\mathbf{C}_{NN}$  ist quadratisch. Das Matrizenprodukt  $\mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{A}$  ergibt ebenfalls eine quadratische Matrix, ohne dass  $\mathbf{A}$  selbst quadratisch sein

muss. Damit ist zumindest die formale Inversion dieses Ausdruckes gewährleistet. Mit Gl. (5.6) lautet die Schätzgleichung (5.3) nun

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{e}. \quad (5.7)$$

Man spricht bei Gl. (5.7) auch von einem ZF-Blockentzerrer, da ein ganzer Vektor, d.h. Datenblock, entzerrt und dekorreliert wird. Mit diesem Ansatz werden vollständig die Intersymbol- und Kreuzkorrelationsinterferenzen unterdrückt [32]. Davon wird auch der Name Zero-Forcing abgeleitet – die Interferenzen werden vollständig auf Null gedrückt. Diesen Effekt kann man durch Einsetzen des Empfangsvektors Gl. (2.16) in Gl. (5.7) mit  $\mathbf{A} = \mathbf{B}\mathbf{D}$  sehen. Dabei wird o.B.d.A. angenommen, dass die Sendeamplituden alle Eins sind, d.h.  $\mathbf{D} = \mathbf{I}$ :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}} &= (\mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} (\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{d} + (\mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Aus Gl. (5.8) sieht man, dass der ursprüngliche Datenvektor  $\mathbf{d}$  ohne Interferenzen berechnet wird. Der rechte Term hingegen führt zu einer Rauschverstärkung gegenüber dem zusätzlichen Rauschterm beim *matched* Filter Empfänger mit  $\mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{n}$  [24].

Geht man beim additiven Rauschen von weißem Rauschen aus, geht die Kovarianzmatrix  $\mathbf{C}_{NN}$  über in

$$\mathbf{C}_{NN} = \sigma_N^2 \mathbf{I}. \quad (5.9)$$

Damit vereinfacht sich Gl. (5.7) mit der Korrelationsmatrix  $\mathbf{R} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$  zu

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}} &= (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{e} \\ &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{e}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Der Zero-Forcing MU Detektor geht also für diesen Fall in den MU Dekorrelationsempfänger [43] über. Zu den Eigenschaften des MU Dekorrelationsempfängers zählen [31]:

- Er erreicht viel bessere Bitfehlerraten bei gleichem SNR als der konventionelle RAKE Empfänger
- Die empfangenen Symbolamplituden müssen nicht geschätzt werden
- Die Komplexität ist weitaus geringer als beim MLSE Detektor
- Wenn die Energieverteilung unter den Nutzern nicht bekannt ist, korrespondiert er mit dem MLSE Detektor
- Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist unabhängig von der Signalenergieverteilung unter den Teilnehmern, bei konstantem Signal zu Rauschverhältnis des betrachteten Teilnehmers. Die Konsequenz ist Robustheit gegenüber dem Near-Far Problem
- Es kann nur ein Bit pro Zeitpunkt dekorreliert werden. Es genügt für das  $k$ -te bit die  $k$ -te Zeile von  $\mathbf{R}^{-1}$  der *matched* Filterbank  $\mathbf{A}^H$  nachzuschalten

### 5.2.2 MMSE

Der *Minimum Mean Square Error* (MMSE) Multiuser Detektor minimiert den mittleren quadratischen Schätzfehler. Die Optimierungsfunktion ist

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MMSE}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{d}}} E \left\{ |\tilde{\mathbf{d}} - \mathbf{d}|^2 \right\}. \quad (5.11)$$

Führt man die Kovarianzmatrix der mittelwertfreien Eingangssymbole zu

$$\mathbf{C}_{DD} = E \{ \mathbf{d} \mathbf{d}^H \} \quad (5.12)$$

ein und benutzt die Kovarianzmatrix des Rauschens  $\mathbf{C}_{NN}$ , kann man die Lösung der Schätzgleichung (5.11) angeben zu [21, 24, 25]:

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{A} + \mathbf{C}_{DD}^{-1})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{C}_{NN}^{-1} \mathbf{e} \quad (5.13)$$

Bei einer PSK Modulation und einem gleichverteilten Eingangsalphabet mit unkorrelierten Daten, ist die Kovarianzmatrix der Eingangssymbole eine Diagonalmatrix mit der Varianz  $\sigma_D^2$  der einzelnen Symbole:

$$\mathbf{C}_{DD} = \sigma_D^2 \mathbf{I} \quad (5.14)$$

Nimmt man weiterhin noch weißes Rauschen an, ergibt sich die Kovarianzmatrix aus Gl. (5.9) für das Rauschen. Die MMSE MU Detektionsgleichung lautet nun:

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MMSE}} = \left( \mathbf{A}^H \mathbf{A} + \frac{\sigma_N^2}{\sigma_D^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{e} \quad (5.15)$$

Sie entspricht bis auf den rechten Summanden in der Klammer dem ZF-MU Detektor (Gl. (5.7)). Der Summand  $\frac{\sigma_N^2}{\sigma_D^2}$  ist das inverse Signal- zu Rauschleistungsverhältnis für die einzelnen empfangenen Symbole. Im Gegensatz zum ZF-MU Detektor muss hier das SNR geschätzt werden. Das heißt hier muss ein zusätzlicher Aufwand geleistet werden, da vor der MU-Detektion das SNR ermittelt werden muss. Je größer der Rauschpegel des Kanals ist, desto mehr wird das Rauschen durch die Inversion der Korrelationsmatrix  $\mathbf{A}^H \mathbf{A} = \mathbf{R}$  verstärkt. Das führt zu Leistungseinbußen. Der MMSE MU Detektor geht nun einen Kompromiss ein, indem er die Teilnehmer entkoppelt, d.h. die MAI entfernt, und gleichzeitig das Hintergrundrauschen nicht verstärkt. Aufgrund dieser Eigenschaft führt der MMSE MUD im Allgemeinen zu besseren Bitfehler-raten als der ZF-MUD oder MU Dekorrelationsdetektor. Geht das Rauschen gegen Null ( $\sigma_N^2 \rightarrow 0$ ), konvergiert Gl. (5.15) gegen den Dekorrelationsdetektor. Umgekehrt lässt sich für großes  $\sigma_N^2$  der Ausdruck

$$\left( \mathbf{A}^H \mathbf{A} + \frac{\sigma_N^2}{\sigma_D^2} \mathbf{I} \right) \quad (5.16)$$

durch  $\frac{\sigma_N^2}{\sigma_D^2} \mathbf{I}$  approximieren. Damit geht der MMSE MU Detektor gegen den *matched filter* Empfänger, also gegen den Single-User Detektor.

## 5.3 Inversion im Zeitbereich

In diesem Abschnitt werden der ZF Multicode Detektor und der MMSE Multicode Detektor für die Luftschnittstelle UTRA-FDD untersucht. Von besonderem Interesse ist hier der Multicode-Modus im *uplink* mit einem Spreizfaktor von  $Q = 4$ . Der Standard [4] lässt nur in diesem Modus die Allokation von mehreren Kanälen für einen einzigen Teilnehmer im *uplink* zu. Da das Handgerät in der Sendeleistung und auch in der Größe des Gehäuses begrenzt ist, wird gerade die Zellkapazität durch den *uplink* bestimmt. In der Basisstation hingegen kann durch die feste Stromversorgung und wegen der unkritischen Baugröße mehr Rechenaufwand in die Detektionsalgorithmen gelegt werden. Daher erfolgen die weiteren Betrachtungen für den *uplink*.

Die wichtigsten Kenngrößen der UTRA-FDD Luftschnittstelle wurden bereits in Abschnitt 3.2 angesprochen. Um im *uplink* die von UMTS geforderte Datenrate von 2 Mbit/s zu erhalten, müssen mehrere Datenkanäle kombiniert werden. Daraus folgt aber nach dem Standard, dass nur ein Spreizfaktor von  $Q = 4$  benutzt werden darf. Gerade bei sehr kleinen Spreizfaktoren ist aber ebenfalls der Spreizgewinn sehr klein. D.h. mit dem konventionellen RAKE Empfänger werden nur sehr moderate Ergebnisse erzielt. Verbesserungen können mit Multicode Detektoren erreicht werden, die die Interferenzen eliminieren. Zunächst werden im Unterabschnitt 5.3.1 die ZF- und MMSE Detektoren für diesen UTRA Modus mit der herkömmlichen Detektion eines ganzen Bursts vorgestellt. Danach zeigt Unterabschnitt 5.3.2 eine modifizierte Version des ZF- und MMSE Block-Detektors. Der in dieser Arbeit für den Multicode Modus vorgestellte modifizierte Detektor wird hinsichtlich Rechenaufwand und Bitfehlerrate untersucht.

### 5.3.1 Burst ZF-/ MMSE Detektor

Die Burstlänge bei UTRA-FDD beträgt  $N_B Q = 2560$  chip sowohl für den *uplink* als auch für den *downlink*. Im *uplink* ist  $N_B$  die Länge des Bursts ausgedrückt in bit. Da hier eine binäre Phasenmodulation (BPSK) benutzt wird entspricht ein Bit einem Symbol. Im *downlink* werden aufgrund der  $\pi/4$ -QPSK Modulation

zwei Bits zu einem Symbol zusammengefasst. Daher wird dort  $N_B$  in Symbolen ausgedrückt. Im weiteren Verlauf wird nur noch der *uplink* betrachtet. Es werden im *uplink* bei einem Spreizfaktor von  $Q = 4$  jeweils drei Datenkanäle auf dem I- und Q-Zweig sowie ein Kontrollkanal, gespreizt mit  $Q_K = 256$ , auf dem Q-Zweig übertragen. Damit enthält jeder Datenkanal  $N_B = 2560/4 = 640$  bit pro Burst und der Kontrollkanal lediglich  $N_B = 2560/256 = 10$  bit pro Burst. Die Dimension der Systemmatrix  $\mathbf{A}$  ist  $\dim(\mathbf{A}) = (2560 + L - 1) \times (640 \cdot 6 + 10)$ , mit einer Kanalimpulsantwort der Länge  $L$ . Wird die *short-scrambling* Sequenz der Länge  $Q_S=256$  benutzt, ergeben sich Spreizsequenzen der Länge vier, die aber eine Periode von 256 chip besitzen. D.h. es gibt 64 aufeinanderfolgende verschiedene Spreizsequenzen der Länge 4, die sich dann aber wiederholen. Aufgrund der Definition des *uplinks* müssen nicht alle sechs Kanäle in die Systemmatrix aufgenommen werden:

- Der Kontrollkanal wird immer mit der Sequenz  $\mathbf{c}_{256,1}$  gespreizt
- Nach Gl. (3.9) werden die Spreizcodes  $\mathbf{c}_{Q,k}$  des I-Zweigs auf dem Q-Zweig wiederverwendet

Dies erleichtert den Aufbau der Detektionsmatrix  $\mathbf{A}$ . Lediglich die drei Spreizsequenzen auf I- bzw. Q-Zweig werden in  $\mathbf{A}$  eingetragen (d.h.  $K = 3$ ). Nach der erfolgten Detektion kann dann der I-Zweig durch Realteilbildung und der Q-Zweig durch Abtrennen des Imaginärteils zurückgewonnen werden. Die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  hat daher die Dimension

$$\dim(\mathbf{A}) = (2560 + L - 1) \times (640 \cdot 3), \quad (5.17)$$

wenn man auf die Eintragung des Kontrollkanals verzichtet. Mit seinen zehn bit erweitert er die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  lediglich um zehn Spalten. Der Aufbau der Schätzmatrix  $\mathbf{A}$  ist dabei entsprechend Kapitel 2. Zusätzlich wird noch in  $\mathbf{A}$  die Kanalimpulsantwort berücksichtigt. Dies kann über den Vektor  $\mathbf{b}$ , der das Faltungsprodukt aus der Kanalschätzung  $\hat{\mathbf{h}}$  und der verwürfelten Spreizsequenz  $\mathbf{c}$  der Länge  $Q = 4$  ist, erfolgen:

$$\mathbf{b}^{(k)} = \hat{\mathbf{h}} * \mathbf{c}^{(k)} \quad (5.18)$$

Die Spreizfolge ist dabei das Produkt aus der OVSF-Sequenz der Länge  $Q = 4$  und dem entsprechenden Abschnitt der Verwürfelungssequenz der Länge  $Q_S = 256$ . Aufgrund der Multicodeübertragung ist die Kanalimpulsantwort für alle sechs Datenkanäle identisch. Die Vektoren  $\mathbf{b}^{(k)}$  werden jetzt in die Schätzmatrix  $\mathbf{A}$  eingetragen:

$$\mathbf{A} = (A_{ij}); i = 1, \dots, 2560 + L - 1, j = 1, \dots, 1920$$

$$A_{4(n-1)+l, n+640(k-1)} = \begin{cases} b_l^{(k)} & \text{für } k = 1, \dots, 3; n = 1, \dots, 640; \\ & l = 1 \dots, 4 + L - 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.19)$$

Mit dieser Schätzmatrix kann die Schätzgleichung (5.10) für den ZF-MC Detektor bei unkorrelierten Eingangsbits und weißem Rauschen benutzt werden. Die notwendige Inversion von  $\mathbf{A}$  wird mit Hilfe der Cholesky-Zerlegung vorgenommen. Folgender Satz [13] ermöglicht die Benutzung der Cholesky-Zerlegung.

**Satz 1.** *Ist  $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{n \times n}$  eine hermitesche positiv definite Matrix, dann existiert genau eine untere Dreiecksmatrix  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{n \times n}$  mit positiven Diagonalelementen, so dass  $\mathbf{M} = \mathbf{U}\mathbf{U}^H$ . Für reelles  $\mathbf{M}$  ist auch  $\mathbf{U}$  reell.*

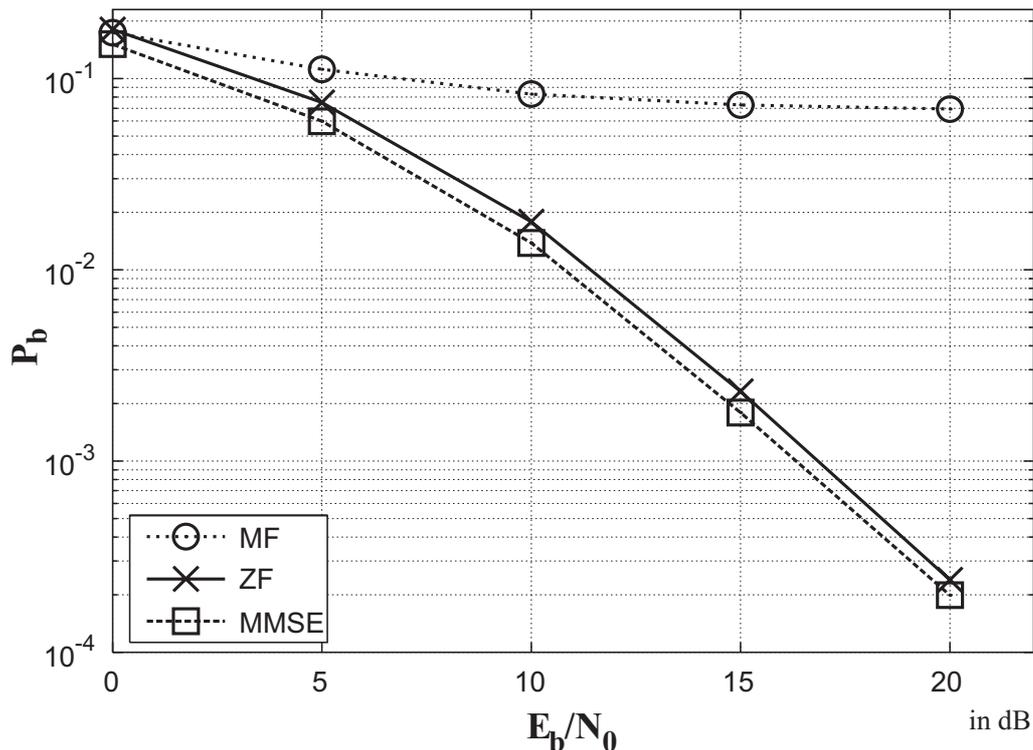
Die Matrix  $\mathbf{A}$  ist im Allgemeinen nicht quadratisch, so dass die Pseudoinverse benutzt werden muss [42]. Bei dieser Lösung muss die quadratische Korrelationsmatrix  $\mathbf{R} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$  invertiert werden. Die Korrelationsmatrix  $\mathbf{R}$  ist immer hermitesch, so dass die Cholesky-Zerlegung (s. Anh. B) praktikabel ist. Mit der Cholesky-Zerlegung der Korrelationsmatrix  $\mathbf{R} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$  in die untere Dreiecksmatrix  $\mathbf{U}$  lautet die ZF-Gleichung:

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{ZF}} = \mathbf{U}^{-H} \mathbf{U}^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{e} \quad (5.20)$$

Die Notation  $\mathbf{U}^{-H}$  ist hier und im Folgenden die Kurzschreibweise für  $(\mathbf{U}^H)^{-1}$ . Auf den ersten Blick scheint das Problem nur auf die Inversion der unteren Dreiecksmatrix  $\mathbf{U}$  verlagert. Durch die Dreieckstruktur kann aber mit einer Vorwärts- und einer Rückwärtssubstitution (s. Anh. B) das jeweilige Gleichungssystem aufgelöst werden. D.h. es wird nicht explizit eine Matrix invertiert, was zur Folge hätte, dass erst die Inverse aufwendig zu berechnen wäre

und anschließend zur Lösung der Vektor noch mit dieser Inversen multipliziert werden müsste.

In Bild 5.1 sind drei Graphen dargestellt: *Matched filter* Empfang, ZF-Multicode Detektor und MMSE Multicode Detektor. Die Graphen zeigen die Bitfehlerrate  $P_b$  über dem Signal- zu Rauschverhältnis (SNR). Es wurden sechs



**Bild 5.1** Burst ZF-/MMSE MC-Detektor in VehicularA Umgebung ( $v = 50$  km/h)

Datenkanäle entsprechend des Multicode Modus über einen VehicularA Kanal übertragen. Die Geschwindigkeit des Teilnehmers betrug  $v = 50$  km/h und es wurde das Jakes-Doppler Spektrum benutzt. Es liegt keine weitere Interferenz vor. Die Kanalschätzung erfolgte ideal. Die Kurve des *matched filter* Empfängers entspricht einem idealen RAKE Empfänger, d.h. einem RAKE Empfänger, bei dem die Anzahl der benutzten Finger gleich der Anzahl der ideal geschätzten Kanalkoeffizienten ist. Es ist somit die erste Stufe aus den

Gleichungen (5.10) und (5.15):

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{MF}} = \mathbf{A}^H \mathbf{e} \quad (5.21)$$

Man erkennt, dass aufgrund der MCI die Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $P_b = 7 \cdot 10^{-2}$  auch bei hohen SNR nicht unterschritten wird. Der ZF-Multicode Detektor gewinnt bei hohen  $\frac{E_b}{N_0}$  deutlich an Qualität. Dies beruht auf der Fähigkeit des ZF-MCD, die MCI zu eliminieren. Allerdings kann auch der Effekt beobachtet werden, dass bei sehr geringen Signal- zu Rauschverhältnissen eine Rauschverstärkung auftritt. Die ZF-Kurve schneidet den *matched filter* Empfänger nahe der  $\frac{E_b}{N_0} = 0$  dB Linie. Bei noch geringeren SNR, wird die ZF Detektion schlechter als die Single-User Detektion durch *matched* Filterung. Die MMSE-Kurve bleibt bei einem SNR von 0 dB unterhalb der MF-Kurve. Sie erreicht durchweg etwas bessere Bitfehlerraten, als dies beim ZF-Empfang der Fall ist. Die Annäherung der ZF- und MMSE Kurve kann bei  $\frac{E_b}{N_0} = 20$  dB noch nicht beobachtet werden. Dazu wären höhere Signal- Rauschabstände notwendig.

### 5.3.2 ZF-/MMSE Detektor mit Detektionsfenster

Das Ziel dieser Arbeit ist es, recheneffiziente Algorithmen zur MCD in UTRA-FDD zu finden. Eine Variante wird in diesem Unterabschnitt vorgestellt. Es ist eine Modifikation des konventionellen ZF-/MMSE Block MUD, die in dieser Arbeit für den UTRA-FDD Multicode Modus im *uplink* vorgenommen wird [28]. Die Matrixinversion benötigt den Cholesky-Algorithmus, der einen Rechenaufwand besitzt, der mit der dritten Potenz der Matrixdimension steigt. Daraus folgt, dass durch die Reduktion der Matrixdimension viel Rechenleistung eingespart werden kann. Führt man ein anderes Signalmodell ein, das im Vergleich zum bisherigen Modell lediglich eine Umsortierung darstellt, kann man viel leichter regelmäßige Strukturen innerhalb der Systemmatrix  $\mathbf{A}$  erkennen. Bisher besteht die Systemmatrix aus Blockmatrizen, die alle gesendeten Symbole des jeweiligen Teilnehmers beinhalten. Anschließend erfolgt die Aneinanderreihung der Teilnehmer-Blockmatrizen (s.Gl. (2.8)). In der neuen Betrachtungsweise werden Blockmatrizen gebildet, die das  $n$ -te Symbol aller  $K$

Teilnehmer bilden. Um die gesamte Systemmatrix zu erhalten, werden dann die  $N_B$ -Blockmatrizen entsprechend aneinandergereiht. Der reelle Datenvektor

$$\mathbf{d}_n = [d_n^{(1)}, d_n^{(2)}, \dots, d_n^{(K)}]^T, \text{ mit } n \in \{1, \dots, N_B\}, \quad (5.22)$$

umfasst das  $n$ -te Datensymbol aller  $K$  Teilnehmer. Der gesamte Datenvektor

$$\mathbf{d}^T = [\mathbf{d}_1^T, \dots, \mathbf{d}_{N_B}^T] \quad (5.23)$$

entsteht durch die Zusammenfassung aller  $N_B$  Datenvektoren  $\mathbf{d}_n$ . Mit dem Vektor  $\mathbf{b}^{(k)}$  aus Gl. (5.18), der aus der Faltung der geschätzten Kanalimpulsantwort mit der entsprechenden Spreizsequenz besteht, wird die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  aufgebaut. Zunächst werden aber Untermatrizen  $\mathbf{B}_n$  gebildet. Die Matrix  $\mathbf{B}_n$  fasst die gefalteten Spreizsequenzen  $\mathbf{b}_n^{(k)}$  aller  $K$  Teilnehmer zusammen:

$$\mathbf{B}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_n^{(1)} & \dots & \mathbf{b}_n^{(K)} \\ \mathbf{b}_n^{(1)} & \dots & \mathbf{b}_n^{(K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{b}_n^{(1)} & \dots & \mathbf{b}_n^{(K)} \end{bmatrix}, \text{ mit } \mathbf{B}_n \in \mathbb{C}^{(Q+L-1) \times K}, n \in \{1, \dots, N_B\} \quad (5.24)$$

Um schließlich die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  zu erhalten, werden die Untermatrizen  $\mathbf{B}_n$  in die Systemmatrix einsortiert. Bild 5.2 zeigt den Aufbau von  $\mathbf{A}$ . Wenn nur eine Kanalschätzung pro Burst erfolgt, werden die Spreizsequenzen  $\mathbf{c}^{(k)}$  für alle  $N_B = 64$  Symbole in Gl. (5.18) mit derselben Kanalimpulsantwort  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$  gefaltet. Die Multiplikation der Verwürfelungssequenz der Länge  $Q_S = 256$  mit dem entsprechenden OVVSF-Code der Länge  $Q = 4$  resultiert in 64 verschiedenen aufeinanderfolgenden Sequenzen  $\mathbf{c}^{(k)}$ . Die Untermatrizen  $\mathbf{B}_1$  bis  $\mathbf{B}_{64}$  können also zu einer Matrix  $\mathbf{T}$  zusammengefasst werden (Bild 5.3). Damit besteht die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  aus  $D = 640/64 = 10$  identischen Untermatrizen  $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{(256+L-1) \times (192)}$  und besitzt also eine Block-Toeplitz Struktur. Die Spaltenanzahl  $K_S = 192$  ergibt sich aus  $K = 3$  Spreizcodes und der Anordnung von 64 Matrizen  $\mathbf{B}_n$ . Die Matrix  $\mathbf{T}$  beinhaltet aufgrund der periodischen Wiederholung bereits alle notwendigen Informationen. Dies kann zur Reduktion der Rechenleistung benutzt werden.

Sowohl die ZF- als auch die MMSE-Detektion benötigt eine Matrixinversion. Diese wird gerne umgangen und statt dessen die Cholesky-Zerlegung benutzt. Um mit der kleineren Matrix  $\mathbf{T}$  arbeiten zu können, wird der Empfangs-

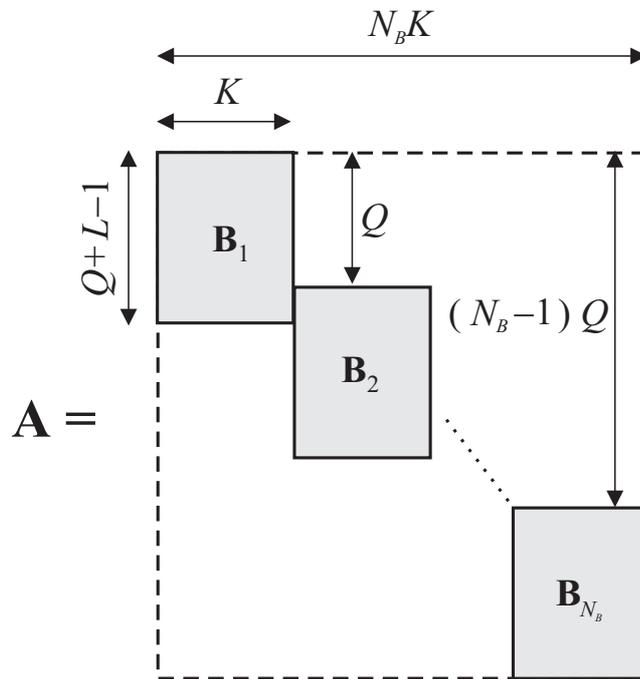


Bild 5.2 Systemmatrix  $\mathbf{A}$

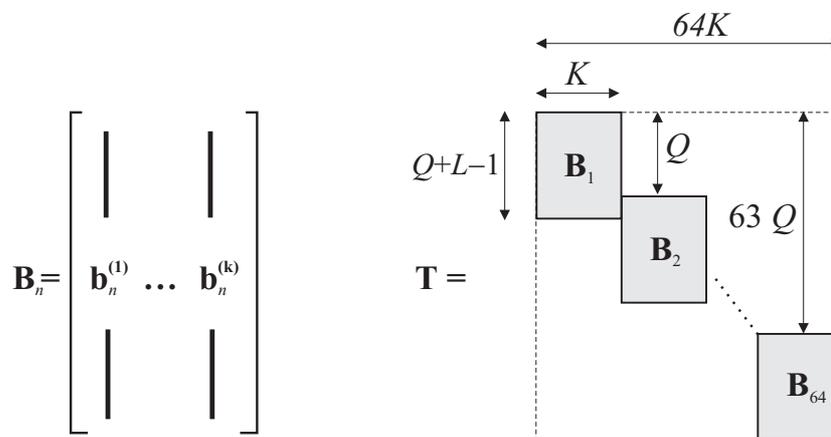
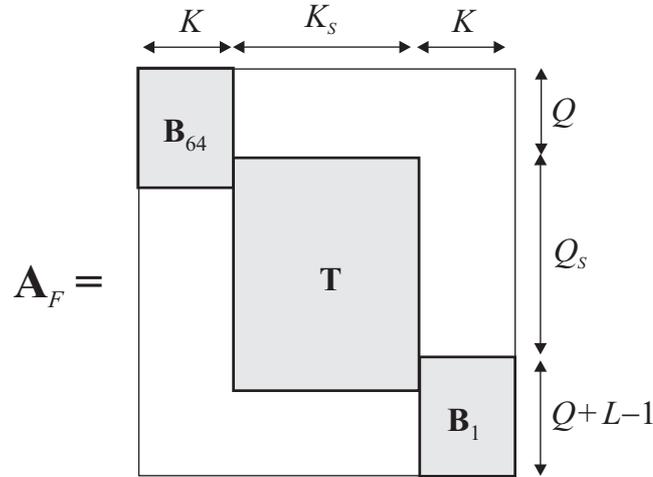


Bild 5.3 Block Struktur von  $\mathbf{T}$

vektor  $\mathbf{e} \in \mathbb{C}^{(2560+L-1)}$  in  $D = 10$  gleichlange Segmente geteilt. Dabei wird die Impulsverbreiterung von  $L-1$  chip noch nicht berücksichtigt. Rechts und links des entsprechenden Segments werden noch  $pQ$  chip zusätzlich aus  $\mathbf{e}$  herausge-

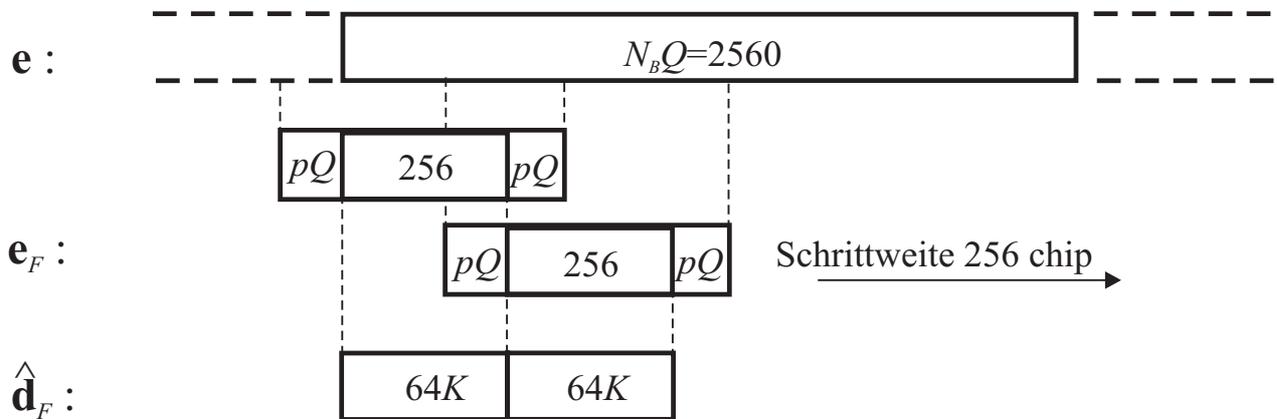


**Bild 5.4** Verkürzte Systemmatrix  $\mathbf{A}_F$  mit  $p = 1$  Vor- und Nachläufer

schnitten. Damit werden die Empfangschips, die aufgrund der Impulsverbreiterung des Kanals die Chips am Rand des regulären Segments beeinflussen, mitberücksichtigt. Die Detektionsmatrix  $\mathbf{A}_F$  ist in Bild 5.4 für den Fall  $p = 1$  dargestellt. Die Detektionsgleichung für den ZF-Ansatz bei weißem Gaußschen Rauschen lautet:

$$\hat{\mathbf{d}}_F = (\mathbf{A}_F^H \mathbf{A}_F)^{-1} \mathbf{A}_F^H \mathbf{e}_F \quad (5.25)$$

Dabei ist  $\mathbf{e}_F$  der gefensterte Empfangsvektor und  $\hat{\mathbf{d}}_F$  der entsprechende Ausschnitt des geschätzten Datenvektors  $\mathbf{d}$ . Die Zusammenhänge der gefensterten Vektoren sind in Bild 5.5 noch einmal illustriert. Über den Empfangsvektor  $\mathbf{e}$  der Länge 2560 chip lässt man ein Fenster der Länge  $256 + 2pQ$  gleiten. Es wird eine Schrittweite von 256 chip eingehalten, wodurch die  $D = 10$  zu verarbeitenden gefensterten Vektoren  $\mathbf{e}_F$  entstehen. Es erfolgt die Detektion gemäß Gl. (5.25). Daraus resultiert ein Schätzvektor  $\mathbf{d}_F$  der Länge  $K_S + 2pK$  mit  $K_S = 64K$ . Von diesem Schätzvektor werden am rechten und linken Rand  $pK$  bits abgeschnitten, so dass nur noch der mittlere Teil der Länge  $64K$  als Ergebnis übrigbleibt. Für die Detektion eines ganzen Bursts muss Gl. (5.25) insgesamt  $D = 10$  mal ausgeführt werden. Anzumerken bleibt noch, dass durch Einfügen von  $\frac{\sigma_N^2}{\sigma_D^2} \mathbf{I}$  in die Klammer von Gl. (5.25), der MMSE Ansatz realisiert



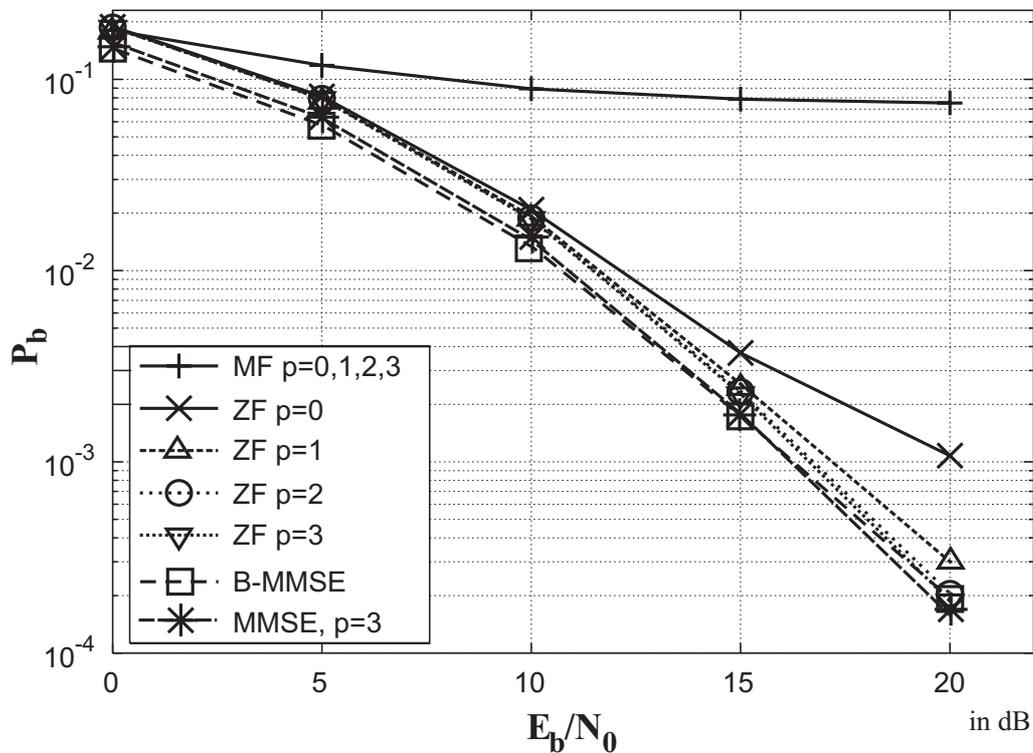
**Bild 5.5** Empfangsvektor, gefensterter Empfangsvektor und gefensterter Schätzvektor

wird:

$$\hat{\mathbf{d}}_{F,MMSE} = (\mathbf{A}_F^H \mathbf{A}_F + \frac{\sigma_N^2}{\sigma_D^2} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}_F^H \mathbf{e}_F \quad (5.26)$$

### 5.3.3 Simulationsergebnisse

In Bild 5.6 sind für einen VehicularA Kanal bei einer Teilnehmergeschwindigkeit von  $v = 50$  km/h die Bitfehlerratenkurven für den ZF-Algorithmus mit Detektionsfenster und die Kurven für den gefensterten *matched filter* Empfang  $\hat{\mathbf{d}}_{MF} = \mathbf{A}_F^H \mathbf{e}_F$  dargestellt. Die Übertragung erfolgte im Multicode Modus, d.h. sechs Datenkanäle mit einem Spreizfaktor von  $Q = 4$  wurden gesendet. Zur Vereinfachung wurde auf den Kontrollkanal verzichtet. Die Überlappungen vor und nach den Ausschnitten zur Detektion variieren von  $p = 0$  bis  $p = 3$ . Man sieht deutlich, dass der *matched filter* Empfang keinen Nutzen aus der Überlappung zieht. Der *matched filter* Empfänger ist hier ein idealer RAKE Empfänger wobei eine Blockarbeitung stattfindet, die Vor- und Nachläufer noch berücksichtigt. Durch die Auslastung mit je drei DPDCHs auf I- und Q-Zweig ist allerdings die Multicode Interferenz (MCI) so hoch, dass eine Sättigung der Bitfehlerrate bei etwa  $P_b = 7 \cdot 10^{-2}$  beobachtet werden kann. Anders verhält



**Bild 5.6** ZF-/MMSE MC-Detektor mit Fensterung in VehicularA Umgebung ( $v = 50$  km/h)

es sich beim ZF-Detektor. Er kann bei hohen SNR von den Überlappungen einen hohen Gewinn erreichen. Allerdings liegen die Kurven von  $p = 2$  und  $p = 3$  bereits eng beieinander. Das liegt daran, dass der VehicularA Kanal mit  $L = 12$  über drei Symbole hinweg überlappt. Höhere Werte für den Parameter  $p$  lassen also keine Verbesserung mehr erwarten. Der MMSE MC-Detektor mit  $p = 3$  liegt nahezu deckungsgleich mit dem Burst-MMSE Detektor übereinander. Beide Kurven haben nur geringfügig bessere Bitfehlerraten als der ZF-Detektor mit  $p = 3$ . Bei einem  $E_b/N_0 = 20$  dB ist der MMSE  $p = 3$  etwas besser als der Burst-MMSE. Dies liegt an der Tatsache, dass der Burst Detektor keine Überlappungen an den beiden Burstenden berücksichtigt (siehe auch Kapitel 6).

### 5.3.4 Rechenaufwand

Der Rechenaufwand wird für die Bearbeitung eines ganzen Bursts abgeschätzt. Als Grundlage dient die Einheit FLOPs – FLoating point OPerations. Alle Operationen, die eine Fließkommazahl betreffen, werden hier zusammengefasst. Dazu gehören sowohl Additionen wie Multiplikationen. Subtraktionen sowie Divisionen werden nicht besonders unterschieden. Zur Datendetektion eines ganzen Bursts muss die Detektionsgleichung (5.25)  $D = 10$  mal gelöst werden. In der Tabelle 5.1 [50] sind die Rechenoperationen getrennt nach komplexen Multiplikationen und komplexen Additionen aufgeführt. Berücksichtigt sind auch Skalierungen. Umsortierungen, falls notwendig, werden in dieser Aufstellung nicht mit einbezogen. Die Dimension der betrachteten Matrix ist dabei  $(N,M)$ . Vektoren haben die Dimension  $(N,1)$ . In einem Burst für UTRA-FDD

Operation	komplexe Multiplikationen	komplexe Additionen
$\mathbf{M}^H \cdot \mathbf{x}$	$NM$	$NM$
$\mathbf{M}^H \mathbf{M}$	$N \frac{M(M+1)}{2}$	$N \frac{M(M+1)}{2}$
$\text{Chol}(\mathbf{M}^H \mathbf{M})$	$\frac{M}{6}(M-1)(M+4) + \frac{M(M+1)}{2}$	$\frac{M}{6}(M-1)(M+4) + \frac{M(M-1)}{2}$
Rückwärts- /Vorwärtssubst.	$\frac{(N-1)N}{2} + N$	$\frac{(N-1)N}{2} + N$

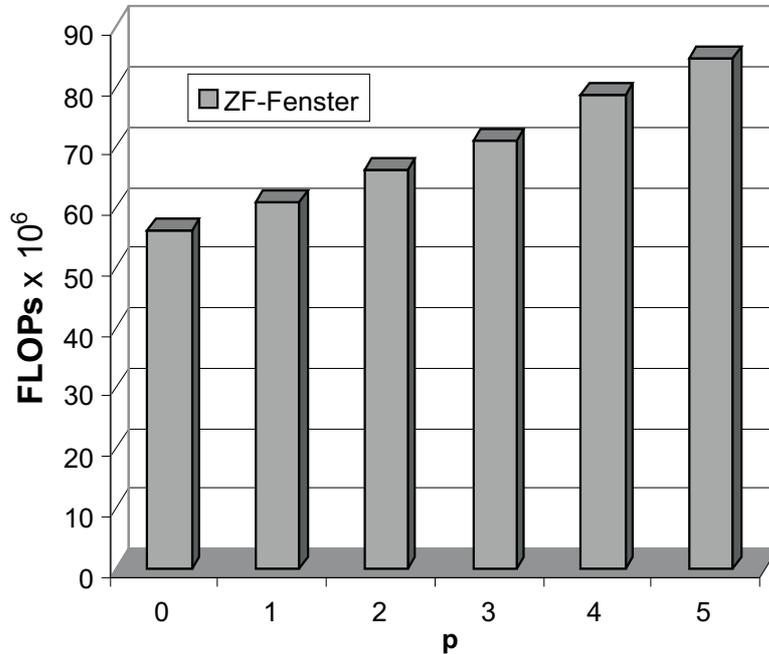
**Tab. 5.1** Rechenaufwand für reelle Operationen

werden 10 Blöcke detektiert. Pro Burst werden eine Matrix-Matrix Multiplikation sowie eine Cholesky Zerlegung benötigt, da sich die Matrix  $\mathbf{A}_F$  innerhalb des Bursts nicht ändert. Dagegen müssen in jedem Block eine Matrix-Vektor Multiplikation, eine Rückwärts- und eine Vorwärtssubstitution ausgeführt werden. Eine komplexe Multiplikation benötigt 4 reelle Multiplikationen und 2

reelle Additionen, d.h. insgesamt 6 FLOPs. Eine komplexe Addition braucht entsprechend 2 FLOPs. Mit diesen Überlegungen ergibt sich ein Rechenaufwand in Abhängigkeit von den Matrixdimensionen  $(N, M)$  und der Anzahl der zu bearbeiteten  $D$  Blöcke pro Burst zu:

$$\rho_w = \frac{4}{3}M^3 + 4(N + 2 + 2D)M^2 + (4N + 8D(N + 1) - \frac{10}{3})M \quad (5.27)$$

Für UTRA-FDD *uplink* ist  $N = Q_S + 2pQ$ ,  $M = K_S + 6p$  und  $D = 10$ . Bild 5.7 zeigt Gl. (5.27) in Abhängigkeit von der Überlappungsbreite  $p$ .



**Bild 5.7** Rechenaufwand des gefensterten ZF-MCD in FLOPs über  $p$ . Zum Vergleich: RAKE  $\approx 1,2 \cdot 10^5$  FLOPs

## 5.4 Inversion im Frequenzbereich

Die bisherigen Betrachtungen sind alle im Zeitbereich ausgeführt worden. In diesem Abschnitt werden der ZF-MCD und der MMSE-MC Burstdetektor aus

Unterabschnitt 5.3.1 im Frequenzbereich realisiert. Sie werden in dieser Arbeit an den Multicode Modus im UTRA-FDD *uplink* mit einem Spreizfaktor von  $Q = 4$  angepasst. Dazu wird der Block-Fourier Algorithmus benutzt, der von Vollmer, Haardt und Götze in [48] für den UTRA-TDD Modus eingesetzt wurde. Es wird gezeigt, dass im Frequenzbereich die große Schätzmatrix, ähnlich wie in Unterabschnitt 5.3.2, in kleinere unabhängig zu lösende Matrizen zerlegt werden kann. Die Block-Fourier Transformation wird eingeführt als Werkzeug zur Fouriertransformation von Blockmatrizen.

### 5.4.1 Signalmodell

Für die Betrachtung im Frequenzbereich empfiehlt sich die Signalmodellierung wie in Unterabschnitt 5.3.2. Das jeweilige Symbol aller Teilnehmer wird zusammengefasst und danach die zusammengefassten Symbole aneinandergereiht. Der Datenvektor ergibt sich wieder zu Gl. (5.23):

$$\mathbf{d}^T = [\mathbf{d}_1^T, \dots, \mathbf{d}_{N_B}^T]$$

wobei  $\mathbf{d}_n = [d_n^{(1)}, d_n^{(2)}, \dots, d_n^{(K)}]^T$ ;  $n = 1, \dots, N_B$ ; der Datenvektor des  $n$ -ten Symbols aller  $K$  Teilnehmer ist. Die Kanalimpulsantwort  $\mathbf{h}$  und die Spreizsequenzen  $\mathbf{c}^{(k)}$  werden in dem Vektor  $\mathbf{b}^{(k)}$  wie in Gl. (5.18) zusammengefasst. Die Systemmatrix wird jetzt aus den einzelnen Teilnehmer-Blockmatrizen  $\mathbf{B}_n$  aufgebaut:

$$\mathbf{B}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & & \mathbf{I} \\ \mathbf{b}_n^{(1)} & \dots & \mathbf{b}_n^{(K)} \\ \mathbf{I} & & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \text{ mit } \mathbf{B}_n \in \mathbb{C}^{(Q+L-1) \times K}, n \in \{1, \dots, N_B\}$$

Die Blockmatrizen  $\mathbf{B}_n$  spannen jetzt die Matrix  $\mathbf{A}$  auf (Bild 5.2). Mit dem Rauschvektor  $\mathbf{n}$  ergibt sich der Vektor am Eingang des Empfängers zu:

$$\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \tag{5.28}$$

$\mathbf{e}$  ist der Summenvektor aller gespreizten Signale des Senders plus den additiven Rauschanteilen. Diese Signaldarstellung begünstigt die folgende Beschreibung

des Block-Fourier Algorithmus, wie er in [48] eingeführt wurde. Das Verfahren zur Lösung des ZF/MMSE-Ansatzes im Frequenzbereich wird auch in [7] ohne den Block-Fourier Algorithmus behandelt. Die speziellen Strukturen der Systemmatrix aufgrund der UTRA-FDD Schnittstelle sind aber besonders gut in der Blockdarstellung nach Gl. (5.22) - (5.24) zu sehen.

### 5.4.2 Einschränkungen für UTRA-FDD

Der *uplink* in UTRA-FDD bei einem Spreizfaktor von  $Q = 4$  kann im Multicode Modus maximal sieben Kanäle pro Teilnehmer umfassen. Dabei werden drei DPDCHs auf dem I-Zweig und drei DPDCHs sowie ein DPCCH auf dem Q-Zweig übertragen (s. Abschnitt 3.2). Der konventionelle Detektor, der RAKE-Empfänger, ist nur für nahezu mehrwegfreie Kanäle in der Lage, eine gute Übertragungsqualität zu sichern. Ein solches Szenario ist in Indoor Umgebungen, z.B. in Büros, gegeben, in denen ebenfalls die Basisstation aufgestellt ist. Können die MCI und die ISI durch Multicode-Detektoren gezielt unterdrückt werden, kann dieser Modus auch für mobile Mehrwegszenarien verwendet werden. Die einzige Einschränkung für den Einsatz linearer leistungsfähiger Multicode Detektoren ist deren enorme Komplexität. Der Block FFT-Algorithmus kann aber durch geschickte Ausnutzung der Systemstruktur sehr viel an Rechenleistung einsparen.

Bereits beim ZF-/MMSE-MC Fensterdetektor (Unterabschnitt 5.3.2) wird auf eine Besonderheit bei der Detektionsmatrix eingegangen. Weil der Standard für den Fall von  $Q = 4$  vorsieht, dass die Spreizsequenzen der DPDCHs im Q-Zweig gerade vom I-Zweig kopiert werden, braucht man nur die Spreizsequenzen eines Zweiges zu berücksichtigen. Damit lassen sich mit einer Matrix, die nur maximal drei Spreizsequenzen für die Datenkanäle beinhaltet, sechs DPDCHs detektieren. Nach der Multicode Detektion stehen die Daten der entsprechenden DPDCHs wieder getrennt im Real- bzw Imaginärteil von  $\hat{\mathbf{d}}$ . Um die gesamte Spreizsequenz  $\mathbf{c}^{(k)}$  zu erhalten, werden die entsprechenden OVSF-Sequenzen der Länge  $Q = 4$  mit einer Verwürfelungssequenz der Länge  $Q_S = 256$  verwürfelt. Dadurch entstehen verwürfelte Spreizsequenzen der Länge  $Q = 4$  mit einer Periode von  $Q_S = 256$ . Fasst man daher die Blockma-

trizen  $\mathbf{B}_1, \dots, \mathbf{B}_{64}$  in eine größere Matrix  $\mathbf{T}$  zusammen (Bild 5.8), lässt sich die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  aus  $N_S = N_B Q / Q_S = 10$  identischen Untermatrizen aufbauen. Die Spaltenanzahl der Matrix  $\mathbf{T}$  ist  $K_S = 64K$ . Sofern der DPCCH zur Vereinfachung nicht berücksichtigt wird, ist  $K = 3$ .

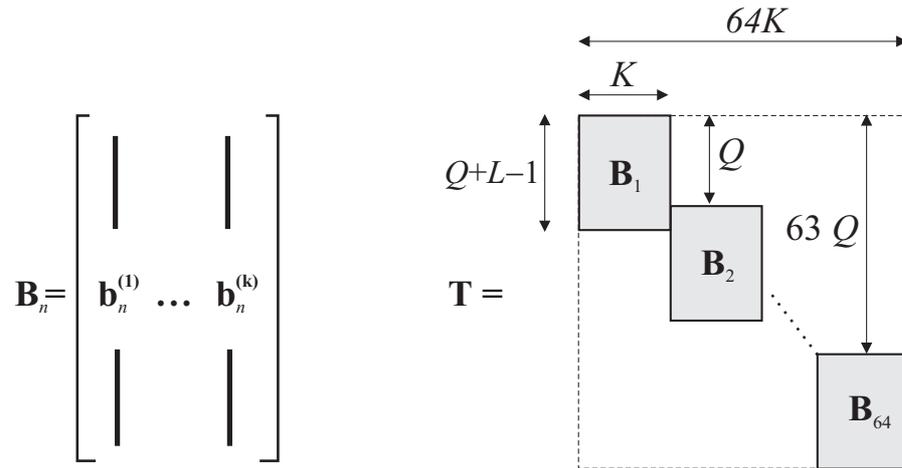


Bild 5.8 Block Struktur von  $\mathbf{T}$

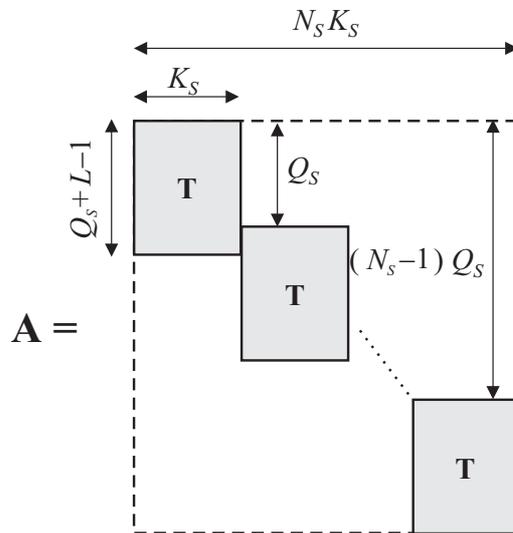


Bild 5.9 Block Struktur von  $\mathbf{A}$

### 5.4.3 Inversion mit dem Block Fourier Algorithmus

In diesem Unterabschnitt wird die Schätzmatrix mit den entsprechenden Einschränkungen aus Unterabschnitt 5.4.2 entwickelt. Bevor auf den Algorithmus näher eingegangen wird, werden zunächst ein paar theoretische Grundlagen zu zirkularen Matrizen aufgeführt. Eine spezielle Klasse von Matrizen sind Toeplitz Matrizen (s. Def. 1 auf S. 17). Ein Gleichungssystem mit einer Toeplitzmatrix kann mit dem Levinson-Durbin Algorithmus [22] gelöst werden, sofern  $\mathbf{T}$  hermitesch und nicht singulär ist. Die Anzahl an FLOPs verhält sich dabei mit  $\mathcal{O}(N^2)$  [13, 17]. Z.B sind Autokorrelationsmatrizen ( $\mathbf{R}_{kk}$ ) aufgrund ihrer Struktur hermitesch. Wenn sie zusätzlich eine Toeplitz-Struktur besitzen, ergibt sich eine effektive Berechnung ihrer Inversen.

Eine spezielle Klasse von Toeplitzmatrizen sind zirkulare Matrizen [13].

**Definition 4.** *Jede Spalte einer zirkularen Matrix ist eine zyklische Verschiebung der vorhergehenden Spalte.*

Beispiel:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} t_0 & t_3 & t_2 & t_1 \\ t_1 & t_0 & t_3 & t_2 \\ t_2 & t_1 & t_0 & t_3 \\ t_3 & t_2 & t_1 & t_0 \end{bmatrix}$$

Zirkulare Matrizen haben eine interessante Eigenschaft bezüglich der diskreten Fourier Transformation (DFT). Es kann gezeigt werden, dass jede zirkulare Matrix  $\mathbf{Z}$  folgende Eigenschaft besitzt:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} \quad (5.29)$$

Dabei ist  $\mathbf{F}$  die Fouriermatrix  $\mathbf{F} = (F_{ij})$  mit

$$F_{ij} = \exp(j2\pi \frac{(i-1)(j-1)}{N}), \text{ mit } i, j = 1, \dots, N \quad (5.30)$$

und  $\mathbf{\Lambda}$  ist die Eigenwertmatrix von  $\mathbf{Z}$ . Die Eigenwertmatrix lässt sich sehr einfach mit Hilfe der DFT aus der ersten Spalte der Matrix  $\mathbf{Z}$  berechnen:

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\mathbf{FZ}(:, 1)) \quad (5.31)$$

Die Bedeutung dieser Eigenschaft ist, dass ein Matrix-Vektor Produkt  $\mathbf{y} = \mathbf{Z}\mathbf{x}$  mit Hilfe der FFT berechnet werden kann, die sich mit  $\mathcal{O}(N \log N)$  verhält. Die vier notwendigen Schritte sind:

1. Fouriertransformation des Eingangsvektors:  $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{x}$
2. Berechnung der Eigenwerte:  $\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{F}\mathbf{Z}(:, 1)$
3. Elementweise Multiplikation der Eigenwerte und des fouriertransformierten Eingangsvektors:  $\mathbf{z} = \boldsymbol{\lambda} .* \tilde{\mathbf{x}}$
4. Fourierrücktransformation von  $\mathbf{z}$ :  $\mathbf{y} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{z}$

Dieses Vorgehen ist auch in der Signalübertragung als schnelle Faltung bekannt. Durch Transformation der Kanalimpulsantwort und der Eingangsfolge in den Frequenzbereich kann dort eine Multiplikation ausgeführt werden. Anschließend wird das Ergebnis in den Zeitbereich zurücktransformiert. Anstatt der Faltung für jeden Abtastwert mit der Kanalimpulsantwort muss lediglich eine Multiplikation durchgeführt werden. Die Kanalimpulsantwort entspricht der ersten Zeile der zyklischen Matrix  $\mathbf{Z}$ . Die Lösung des linearen Gleichungssystems  $\mathbf{y} = \mathbf{Z}\mathbf{x}$  entspricht dagegen einem Entfaltungsproblem. Die analoge Operation zur Entfaltung im Zeitbereich ist die Division im Frequenzbereich. In Vektor-Matrix Schreibweise muss  $\mathbf{x} = \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{y}$  berechnet werden. Die Division durch Matrizen ist nicht definiert. Da aber  $\mathbf{Z}$  eine zirkulare Matrix ist, die bereits durch ihre erste Spalte vollständig beschrieben wird, kann eine einfache Lösung des Inversionsproblems gefunden werden. Zur Berechnung des Vektors  $\mathbf{x}$  in  $\mathbf{y} = \mathbf{Z}\mathbf{x}$  genügen daher folgende Schritte [48]:

- Berechnung der Eigenwerte:  $\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{F}\mathbf{Z}(:, 1)$
- Fouriertransformation des Ausgangsvektors:  $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{F}\mathbf{y}$
- Elementweise Division der beiden Vektoren im Frequenzbereich:  $\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{y}} ./ \boldsymbol{\lambda}$
- Rücktransformation in den Zeitbereich:  $\mathbf{x} = \mathbf{F}^{-1}\tilde{\mathbf{x}}$

Voraussetzung dafür ist, dass  $\mathbf{Z}$  nicht singular ist, d.h. sämtliche Eigenwerte  $\lambda_i$  sind ungleich Null. Betrachtet man die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  in Bild 5.9, so erkennt man, dass es sich nicht um eine zirkulare Matrix handelt. Vielmehr liegt eine Block-Toeplitz Matrix vor. Man kann allerdings die Systemmatrix so erweitern, dass eine zyklische Block-Toeplitz Matrix entsteht. Überträgt man noch die Fouriertransformation in die Block-Fouriertransformation, kann man die block-zirkulare Eigenschaft entsprechend den zuvor gelieferten Ausführungen ausnutzen.

Für eine block-zirkulare Matrix  $\mathbf{Z}$  der Dimension  $(MP \times MK)$  sind die einzelnen Blöcke zyklisch gegenüber der Nachbarspalte verschoben und nicht die einzelnen Koeffizienten. Eine solche Matrix besitzt also die Eigenschaft:

$$\mathbf{Z}_{i,j} = \mathbf{Z}_{\tilde{i},\tilde{j}}, \text{ mit } \begin{cases} \tilde{i} = ((i + P - 1) \bmod MP) + 1 \\ \tilde{j} = ((j + K - 1) \bmod MK) + 1 \end{cases} \quad (5.32)$$

Jedes Element von  $\mathbf{Z}$  hat also denselben Wert wie das Element, das  $P$  Zeilen unterhalb und  $K$  Spalten rechts davon steht. Durch die Modulo Operation werden Indizes innerhalb des gültigen Bereichs gehalten. Die Nomenklatur für Blockmatrizen mit Untermatrizen der Größe  $P \times K$  oder  $P \times P$  soll im Folgenden

$$\mathbf{Z}_{(P,K)}, \mathbf{Z}_{(P)} \quad (5.33)$$

lauten. Um die Fourier-Matrix an die Blockmatrizen anzupassen, wird das Kronecker-Produkt benötigt.

**Definition 5.** Wenn  $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{m \times n}$  und  $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{p \times q}$ , dann ist das Kronecker-Produkt

$$\mathbf{P} = \mathbf{R} \otimes \mathbf{S} = \begin{bmatrix} r_{11}\mathbf{S} & r_{12}\mathbf{S} & \cdots & r_{1n}\mathbf{S} \\ r_{21}\mathbf{S} & r_{22}\mathbf{S} & \cdots & r_{2n}\mathbf{S} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{m1}\mathbf{S} & r_{m2}\mathbf{S} & \cdots & r_{mn}\mathbf{S} \end{bmatrix}.$$

Die Matrix  $\mathbf{P}$  ist eine Blockmatrix der Dimension  $mp \times nq$  wobei der  $(i, j)$  Block  $r_{ij}\mathbf{S}$  ist. Das Kronecker Produkt ist nicht kommutativ:  $\mathbf{R} \otimes \mathbf{S} \neq \mathbf{S} \otimes \mathbf{R}$ .

Die Block-Fourier-Matrix kann nun angegeben werden zu:

$$\mathbf{F}_{(N)} = \mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_N \quad (5.34)$$

Dabei steht  $\mathbf{I}_N$  für eine Einheitsmatrix mit der Dimension  $(N \times N)$ . Die Detektion erfolgt im Frequenzbereich für den ZF-Ansatz mit Hilfe der Block-Fouriertransformation.

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{F}_{(P)}^{-1} \mathbf{\Lambda}_{(P,K)}^+ \mathbf{F}_{(K)} \mathbf{e} \quad (5.35)$$

$\mathbf{\Lambda}_{(P,K)}^+$  ist die Pseudoinverse, d.h.  $\mathbf{\Lambda}_{(P,K)}^+ = (\mathbf{\Lambda}_{(P,K)}^H \mathbf{\Lambda}_{(P,K)})^{-1} \mathbf{\Lambda}_{(P,K)}^H$ . Die Matrix  $\mathbf{\Lambda}_{(P,K)}^H \mathbf{\Lambda}_{(P,K)}$  ist die Block-Fourier Transformierte der Autokorrelationsmatrix  $\mathbf{\Gamma}_{(K,K)} = \mathbf{Z}_{(P,K)}^H \mathbf{Z}_{(P,K)}$ .

$$\mathbf{\Lambda}_{(P,K)}^H \mathbf{\Lambda}_{(P,K)} = \text{diag}_{(K,K)} (\mathbf{F}_{(K)} \mathbf{\Gamma}_{(K,K)}(:, 1)) \quad (5.36)$$

Dabei beschreibt  $(:, 1)$  die erste Blockspalte von  $\mathbf{\Gamma}_{(K,K)}$ , d.h. die Spalten 1 bis  $K$ . Die Doppelpunktnotation bedeutet im Falle von  $\mathbf{x}(1 : N)$  die Auswahl der Koeffizienten  $x_1, \dots, x_N$  des Vektors  $\mathbf{x}$ . Falls nur der Doppelpunkt auftaucht, werden alle Elemente in dieser Dimension angesprochen.  $\mathbf{R}$  ist eine block-zirkulare Matrix. Ihre Block-Fouriertransformierte ist block-diagonal, da sie im Frequenzbereich aus der Eigenwertmatrix erzeugt werden kann. Die Eigenschaft block-diagonal im Frequenzbereich ermöglicht es, die einzelnen Blöcke der Dimension  $K \times K$  unabhängig voneinander zu invertieren, anstatt die Matrix  $\mathbf{R}$  der Größe  $MK \times MK$  im Zeitbereich zu invertieren.  $\mathbf{\Lambda}_{(P,K)}$  ist die Block-Eigenwertmatrix von  $\mathbf{Z}_{(P,K)}$ . Die Block-Eigenwertmatrix kann leicht berechnet werden:

$$\mathbf{\Lambda}_{(P,K)} = \text{diag}_{(P,K)} (\mathbf{F}_{(P)} \mathbf{Z}_{(P,K)}(:, 1)) \quad (5.37)$$

Ein Element entspricht in Gl. (5.37) einer ganzen Blockspalte. Betrachtet man die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  in Bild 5.9 sieht man, dass sie nicht block-quadratisch und auch nicht block-zirkular ist. Allerdings sind die einzelnen Blockspalten bereits um einen Block verschobene Versionen der Vorgängerspalten. D.h., wenn man so viele Blockspalten hinzufügt bis die Matrix block-quadratisch ist, ist sie auch

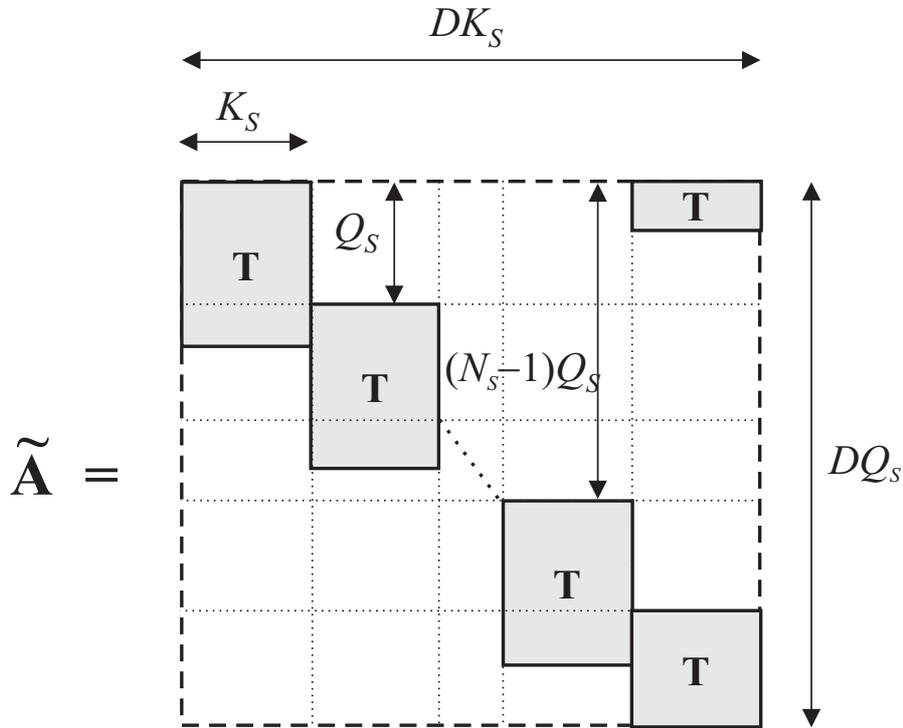


Bild 5.10 Zirkular erweiterte Block Matrix  $\mathbf{A}$

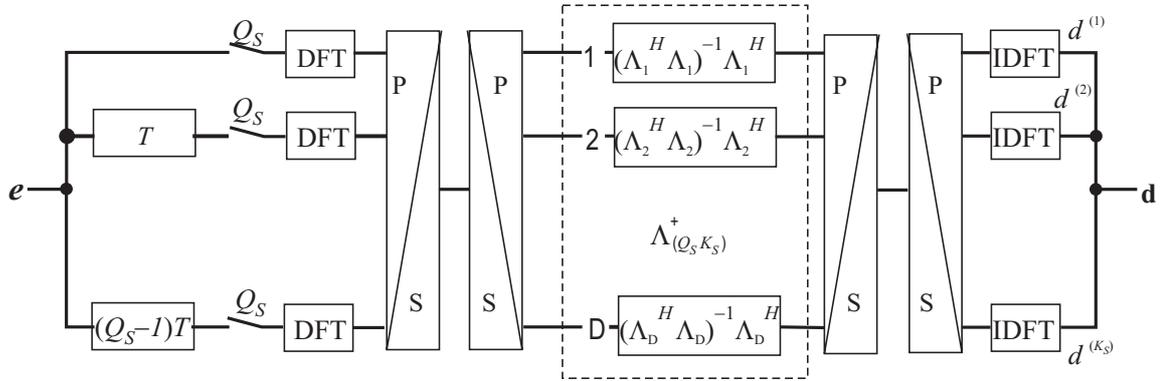
block-zirkular. Die Anzahl der anzufügenden Blöcke entspricht der Bandbreite der Block-Toeplitz Matrix, die wiederum gerade die Intersymbolinterferenz darstellt. Es müssen also

$$L_I = \left\lceil \frac{L - 1}{Q_S} \right\rceil \quad (5.38)$$

Blöcke angehängt werden. Für praktische Umgebungskanäle gilt  $Q_S > L$ , so dass das Anfügen eines Blockes genügt. Die block-zirkulare Matrix  $\tilde{\mathbf{A}}$  hat jetzt die Größe  $DQ_S \times DK_S$  mit

$$D = N_S + L_I. \quad (5.39)$$

Bild 5.10 zeigt diese Matrix. Passt man mit  $P = Q_S$  und  $K = K_S$  Gl. (5.35) an die zirkular erweiterte Systemmatrix an, kann man das folgende Gleichungs-



**Bild 5.11** Blockdiagramm von Gl. (5.41).  $\Lambda_{(Q_S, K_S)}^+$  ist die Pseudoinverse von  $\Lambda_{(Q_S, K_S)}$

system angeben, das sich nach dem Schätzvektor  $\hat{\mathbf{d}}$  auflösen lässt:

$$\Lambda_{(Q_S, K_S)} \mathbf{F}_{(K_S)} \hat{\mathbf{d}} = \mathbf{F}_{(Q_S)} \mathbf{e} \quad (5.40)$$

Die Block-Fouriertransformierte des Empfangsvektors  $\mathbf{e}$  ist gleich der Block-Fouriertransformierten des geschätzten Datenvektors  $\hat{\mathbf{d}}$  multipliziert mit der Block-Eigenwertmatrix  $\Lambda_{(Q_S, K_S)}$  der zirkular erweiterten Systemmatrix  $\tilde{\mathbf{A}}$ . Man kann auch eine Form benutzen, in der nur  $\hat{\mathbf{d}}$  auf der linken Seite steht:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{F}_{(K_S)}^{-1} \left( \Lambda_{(Q_S, K_S)}^H \Lambda_{(Q_S, K_S)} \right)^{-1} \Lambda_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{F}_{(Q_S)} \mathbf{e} \quad (5.41)$$

Gleichung (5.41) ist als Blockdiagramm in Bild 5.11 dargestellt [27]. Die Abarbeitung erfolgt von der rechten Seite in Gleichung (5.41) nach links, während im Blockdiagramm der Signalfluss von links nach rechts erfolgt.

Der Empfangsvektor  $\mathbf{e}$  wird Block-Fourier transformiert. Das heißt  $Q_S$  diskrete Fourier Transformationen der Länge  $D$  müssen ausgeführt werden. Liegt der Empfangsvektor komplett in einem Speicher, lassen sich die  $Q_S$  Transformationen parallel berechnen. Um die Block-Fourier Transformation abzuschließen, müssen die jetzt berechneten Frequenzkoeffizienten umsortiert werden und zwar in  $D$  Vektoren der Länge  $Q_S$ . Im Blockschaltbild wird dies mit einer Serienschaltung aus seriell/parallel parallel/seriell Wandlern ausgeführt. Diese Aufgabe kann auch mit einem Blockinterleaver der Dimension

$(Q_S \times D)$  erfüllt werden. In diesem Fall wird der Blockinterleaver zeilenweise gefüllt und spaltenweise ausgelesen. In Gleichung (5.41) entspricht dieser ganze Vorgang dem Ausdruck  $\mathbf{F}_{(Q_S)} \mathbf{e}$ . Es erfolgt die Multiplikation mit der Pseudoinversen von  $\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}$ . Diese Block-Eigenwert Matrix ist blockdiagonal. D.h. die einzelnen Blöcke  $\mathbf{\Lambda}_i$   $i = 1, \dots, D$  können unabhängig voneinander bearbeitet werden. Berechnet werden die einzelnen  $\mathbf{\Lambda}_i$   $i = 1, \dots, D$  über Gl. (5.37) mit  $\mathbf{Z}_{(P, K)} = \tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}$ , während der Ausdruck  $\mathbf{\Lambda}_i^H \mathbf{\Lambda}_i$  für  $i = 1, \dots, D$  über Gl. (5.36) effizient berechnet werden kann. Da die Blockmatrizen  $\mathbf{\Lambda}_i$   $i = 1, \dots, D$  keine Struktur mehr aufweisen, außer dass sie hermitesch sind, können die Gleichungssysteme mit z.B  $D$  parallelen Cholesky-Zerlegungen aufgelöst werden. Jetzt müssen die Werte in den Zeitbereich durch eine inverse Block-Fourier Transformation zurückgewandelt werden. Dazu erfolgt wieder die Umsortierung von  $D$  Vektoren der Länge  $K_S$  durch eine Reihenschaltung von seriell/parallel parallel/seriell Wandlern in  $K_S$  Vektoren der Länge  $D$ . Diese Operation kann wiederum auch mit einem Blockinterleaver der Größe  $(D \times K_S)$  gelöst werden. D.h. mit  $K_S$  diskreten Fouriertransformationen der Länge  $D$ , die parallel arbeiten, können die Ausgangsvektoren im Zeitbereich wieder hergestellt werden. Erweitert man durch *zero-padding* die Systemmatrix und den Eingangsvektor, so dass  $D$  eine Zweierpotenz ist, kann der FFT-Algorithmus benutzt werden. Zum Abschluss werden noch einmal die Schritte zusammengefasst:

1.  $\mathbf{\Gamma}_{(K_S, K_S)} = \tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}^H \tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}$
2.  $\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)} = \text{diag}_{(Q_S, K_S)} \left( \mathbf{F}_{(K_S)} \tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}(:, 1) \right)$ , wobei  $\tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}(:, 1)$  die erste Blockspalte von  $\tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}$  ist
3.  $\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)} = \text{diag}_{(K_S, K_S)} \left( \mathbf{F}_{(K_S)} \mathbf{\Gamma}_{(K_S, K_S)}(:, 1) \right)$ ; mit  $(:, 1)$  wird die erste Blockspalte von  $\mathbf{\Gamma}_{(K_S, K_S)}$  bezeichnet
4.  $\mathbf{U}_{(K_S, K_S)} = \text{chol} \left( \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)} \right)$
5.  $\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{F}_{(K_S)}^{-1} \mathbf{U}_{(K_S, K_S)}^{-1} \mathbf{U}_{(K_S, K_S)}^{-H} \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{F}_{(Q_S)} \mathbf{e}$

Mit diesem Algorithmus wird ein ganzer Burst detektiert.

### 5.4.4 Rechenaufwand

Der Rechenaufwand wird wieder wie in Unterabschnitt 5.3.4 für die Bearbeitung eines ganzen Bursts abgeschätzt. Die Angabe erfolgt in der Einheit FLOPs. Subtraktionen sowie Divisionen werden wie Additionen bzw. Multiplikationen betrachtet. Zur Datendetektion eines ganzen Bursts muss die Detektionsgleichung Gl. (5.41) gelöst werden:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{F}_{(K_S)}^{-1} \left( \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)} \right)^{-1} \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{F}_{(Q_S)} \mathbf{e} \quad (5.42)$$

In Tabelle 5.1 sind bereits die wichtigsten Matrizenoperationen aufgelistet. Es muss noch der Aufwand für die Block-Fourier Transformation berechnet werden, bevor für Gl. (5.42) alle Operationen in ihre FLOPs zerlegt werden können. Die Block-Fourier Transformation benötigt für eine Blockgröße  $N$  und eine FFT-Länge der Größe  $M$ ,  $N$  FFTs der Länge  $M$ . Nimmt man den Rechenaufwand für die FFT nach [13] zu  $\rho(M) = 5M \log_2 M$  FLOPs an, benötigt man für eine Block-FFT  $\rho(N, M) = 5NM \log_2 M$  FLOPs. Es werden folgende Block-FFTs benötigt:

- Transformation von  $\mathbf{e}$ ;  $\mathbf{F}_{(Q_S)} \mathbf{e}$
- Rücktransformation des Ergebnisses  $\mathbf{F}_{(K_S)}^{-1}$
- Berechnung der  $\mathbf{\Lambda}_i$   $i = 1, \dots, D$
- Effiziente Berechnung der block-quadratischen Matrizen  $\mathbf{\Lambda}_i^H \mathbf{\Lambda}_i$

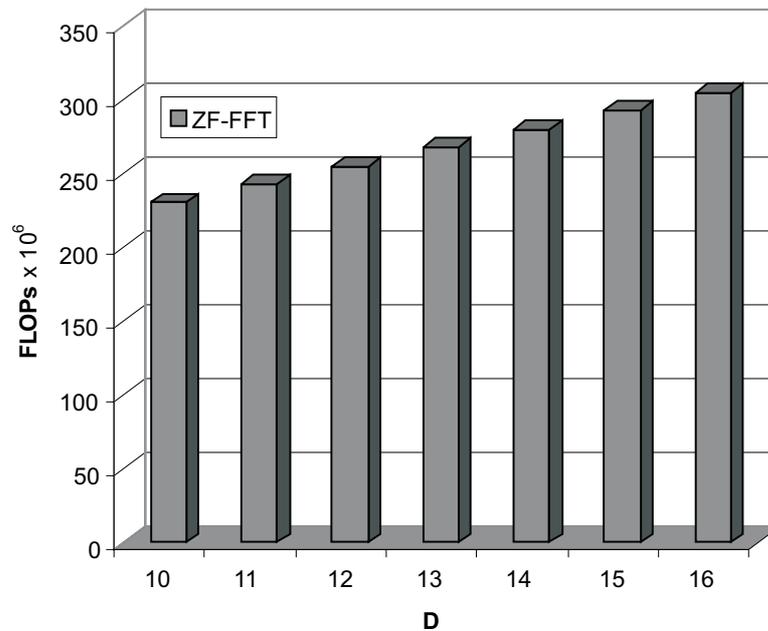
Es werden vier Block FFTs benötigt. Die letzte aufgeführte Block-FFT beruht auf einer effizienten Berechnung der Matrix  $\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}$ . Berechnet man im Zeitbereich  $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}}$  unter der Berücksichtigung, dass es eine hermitesche Matrix mit einer sich wiederholenden Struktur ist, und transformiert anschließend mittels der Block-FFT die Matrix in den Frequenzbereich, erhält man  $\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}$  (s. Gl. (5.36), [47]). Aus dem Resultat können dann die einzelnen Untermatrizen  $\mathbf{\Lambda}_i^H \mathbf{\Lambda}_i$  ausgelesen werden. Die gesamte Rechenleistung

beträgt ausgedrückt in den allgemeinen Matrixdimensionen aus Tabelle 5.1:

$$\rho_{\text{FFT}} = \left(16 + \frac{4}{3}D\right)M^3 + (5D \log_2 D + 16D + 8)M^2 +$$

$$\left(5(N + 1)D \log_2 D + 8DN + \frac{14}{3}D\right)M + 5ND \log_2 D \quad (5.43)$$

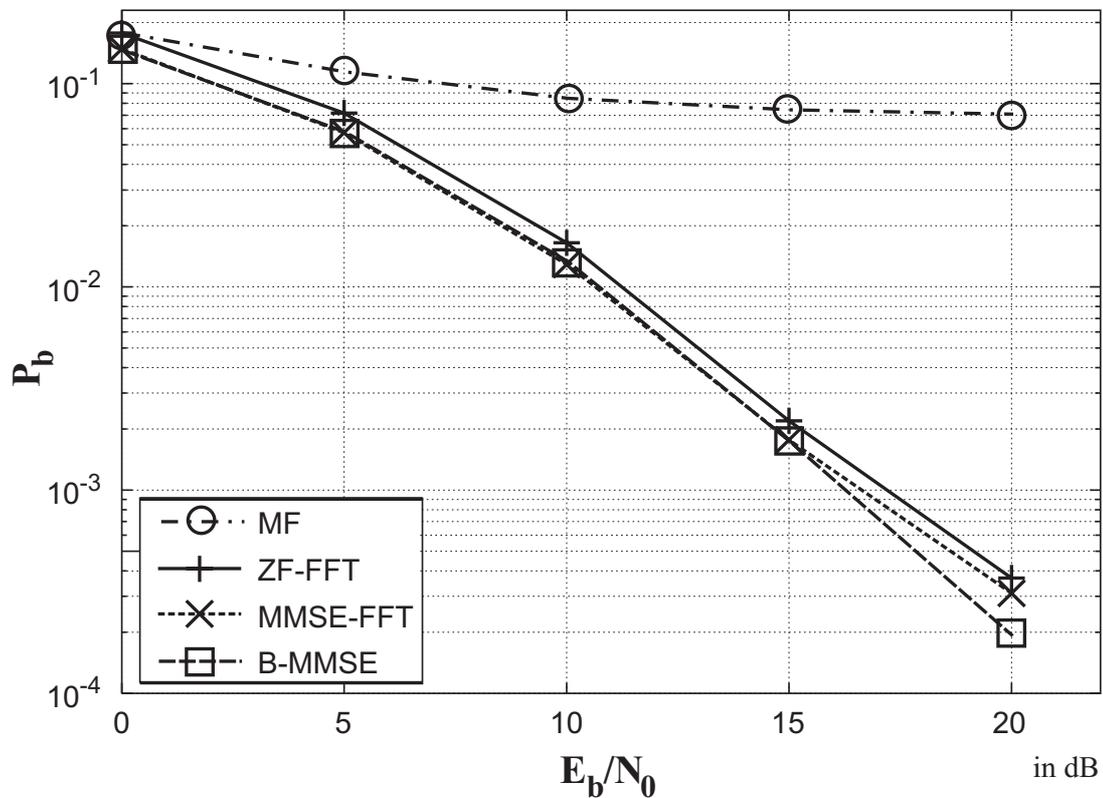
Der Multicode Modus im UTRA-FDD *uplink* wird mit folgenden Werten beschrieben:  $N = 256$ ,  $M = 192$  und  $D = 16$ . Der Parameter  $D = 16$  ist als Potenz von zwei gewählt worden, um die FFT benutzen zu können. In Bild 5.12 ist die Rechenleistung in FLOPs über dem Parameter  $D$  aufgetragen.



**Bild 5.12** Rechenaufwand des ZF-FFT MCD in FLOPs über  $D$ . Zum Vergleich: RAKE  $\approx 1,2 \cdot 10^5$  FLOPs

### 5.4.5 Simulation

Die Simulationsergebnisse in Bild 5.13 beziehen sich auf den Fall des UTRA-FDD *uplinks* mit einem Spreizfaktor von  $Q = 4$ . In diesem Modus sind sowohl



**Bild 5.13** ZF-/MMSE Block FFT MC-Detektor in VehicularA Umgebung ( $v = 50$  km/h). MF und Burst-MMSE MCD sind zum Vergleich miteingetragen.

im I- als auch im Q-Zweig drei DPDCH aktiviert. Zur Vereinfachung wurde auf die Sendung des Kontrollkanals im Q-Zweig verzichtet. Der Kontrollkanal kann aber leicht durch Anfügen als letzte Spalte in der Matrix  $\mathbf{T}$  hinzugefügt werden. Das angegebene Signal- zu Rauschverhältnis ist das  $E_b/N_0$  eines Datenkanals. D.h.  $N_0$  ist die Rauschleistungsdichte des additiven weißen Gaußkanals. Das Signal- zu Interferenzverhältnis durch die anderen fünf DPDCH beträgt  $E_B/I = 1/5 = -7.0$  dB. Der FFT-MCD erreicht bei einem SNR= 20 dB eine Bitfehlerrate von  $P_b = 3 \cdot 10^{-4}$  (s. Bild 5.13). Als Kanalmodell wurde der VehicularA Kanal verwendet. Die einzelnen Filterkoeffizienten des Mehrwegekanalmodells sind Rayleighverteilt und werden mit einem Jakes Doppler

Spektrum [34] gefiltert (Anhang A). Es erfolgt pro Burst, d.h. alle  $\tau = 0.6$  ms, eine ideale Kanalschätzung. Die Teilnehmergeschwindigkeit beträgt  $v = 50$  km/h. Der Unterschied zwischen ZF- und MMSE-Detektion fällt recht gering aus. Durch die zirkulare Erweiterung ergeben sich Approximationsfehler. Die Approximationsfehler sind im Randbereich des Bursts am größten [48]. Wählt man einen größeren Ausschnitt, indem man die Daten rechts und links des Bursts miteinbezieht, verlagert man den Bereich des großen Approximationsfehlers ausserhalb des interessanten Bereichs des Datenbursts. Die Randbereiche können nach der Detektion abgeschnitten werden, so dass für den gültigen Datenburst die Bitfehlerrate verbessert wird.

## 5.5 Zusammenfassung

Der ZF-MCD mit Detektionsfenster, der in dieser Arbeit erstmals für den Multicode Modus im UTRA-FDD *uplink* untersucht wird, reduziert die große Block-Toeplitz Systemmatrix  $\mathbf{A}$  auf eine kleinere Matrix  $\mathbf{T}$ . Die Reduktion wird durch Ausnutzung der gleichmäßigen Struktur des hochratigen UTRA-FDD *uplinks* ( $Q = 4$ ) erreicht. Der Vorteil gegenüber dem Ansatz im Frequenzbereich ist, dass nur eine einzige Cholesky Zerlegung pro Burst vorgenommen werden muss.

Der FFT-Detektor wird in [48] für den Einsatz in UTRA-TDD vorgestellt. In dieser Arbeit wird dieser Ansatz für den Multicode Modus des UTRA-FDD *uplinks* untersucht. Die MC Detektionsaufgabe wird im Frequenzbereich gelöst. Es wird das Prinzip der schnellen Faltung auf die Entfaltung angewendet. Durch die blockdiagonale Gestalt der Detektionsmatrix  $\mathbf{A}_{(Q_S, K_S)}$  im Frequenzbereich, kann die Inversion dieser großen Matrix auf  $D$  kleinere Matrizen heruntergebrochen werden. So ergibt sich ein Rechenaufwand von  $\mathcal{O}(K_S^3)$ .  $K_S$  ist die Spaltenanzahl der Untermatrix  $\mathbf{T}$  in der Block-Toeplitz Systemmatrix  $\mathbf{A}_{(Q_S, K_S)}$  und beträgt im Multicode Modus  $K_S = 64K$ , mit der maximalen Datenkanalanzahl  $K$  im I- bzw. Q-Zweig. Das Verfahren eignet sich für den hochdatenratigen UTRA-FDD *uplink* Modus, da hier die synchrone Übertragung vorteilhaft auf die Struktur der Matrizen wirkt.

Prinzipiell können diese MCDn auch den UTRA-FDD *uplink* Modus ge-

nerell bedienen, d.h. als Multiuser-Detektor arbeiten, indem sie die Übertragungskanäle jedes Teilnehmers berücksichtigen. Durch die asynchronen Sendezeitpunkte werden allerdings die Untermatrizen  $\mathbf{T}$  größer und damit wächst der Rechenaufwand wieder an.  $D$  gibt an aus wie vielen Untermatrizen  $\mathbf{T}$  die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  besteht. Je größer diese Zahl ist, desto mehr profitiert man von dem FFT-MUD bzw. MUD mit Detektionsfenster im Vergleich zum herkömmlichen Block ZF-MUD.  $D$  zeigt ebenfalls, wieviele Prozesse parallel ausgeführt werden können. Die  $D$  Untermatrizen können aufgrund der blockdiagonalen Gestalt von  $\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}$  unabhängig voneinander invertiert werden. Im nächsten Kapitel werden die beiden vorgestellten Detektoren im Multicode Modus des UTRA-FDD *uplinks* mit Hilfe von Simulationsergebnissen miteinander verglichen.

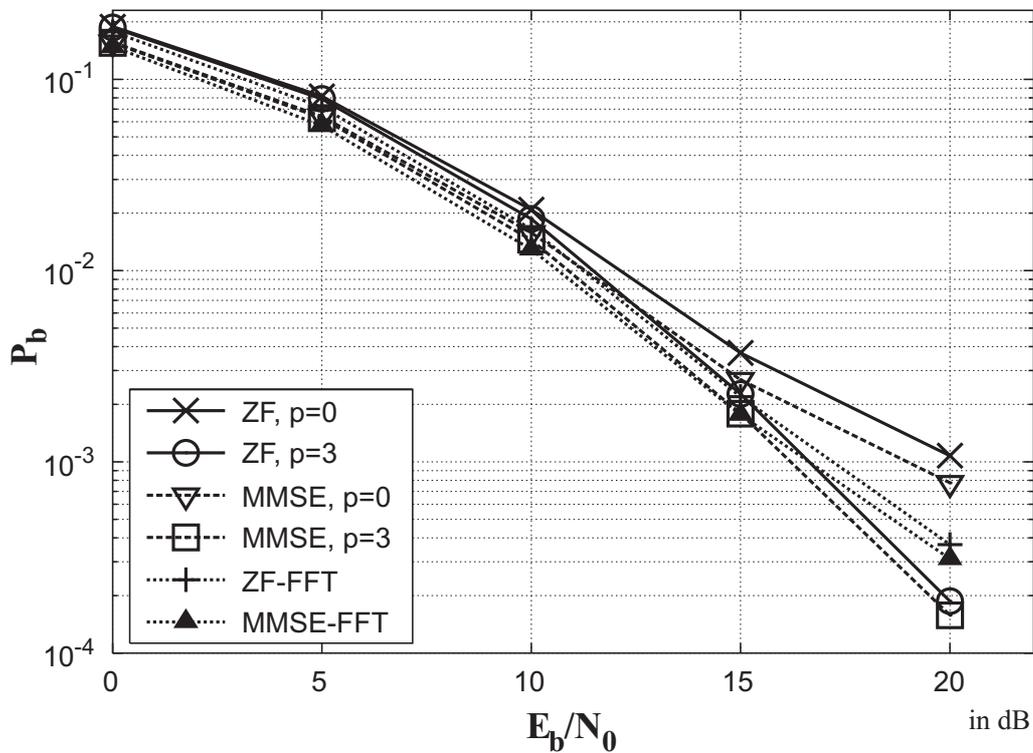


# 6 Simulationsergebnisse für UTRA-FDD

In diesem Kapitel werden Simulationsergebnisse für den UTRA-FDD Multicode Modus im *uplink* mit den in Kapitel 5 vorgestellten Detektoren und unterschiedlichen Kanalmodellen vorgestellt. Die Multicode Detektionsmethoden werden gegenübergestellt, wobei auch ein Vergleich der benötigten Rechenleistungen erfolgt.

## 6.1 VehicularA Kanalmodell

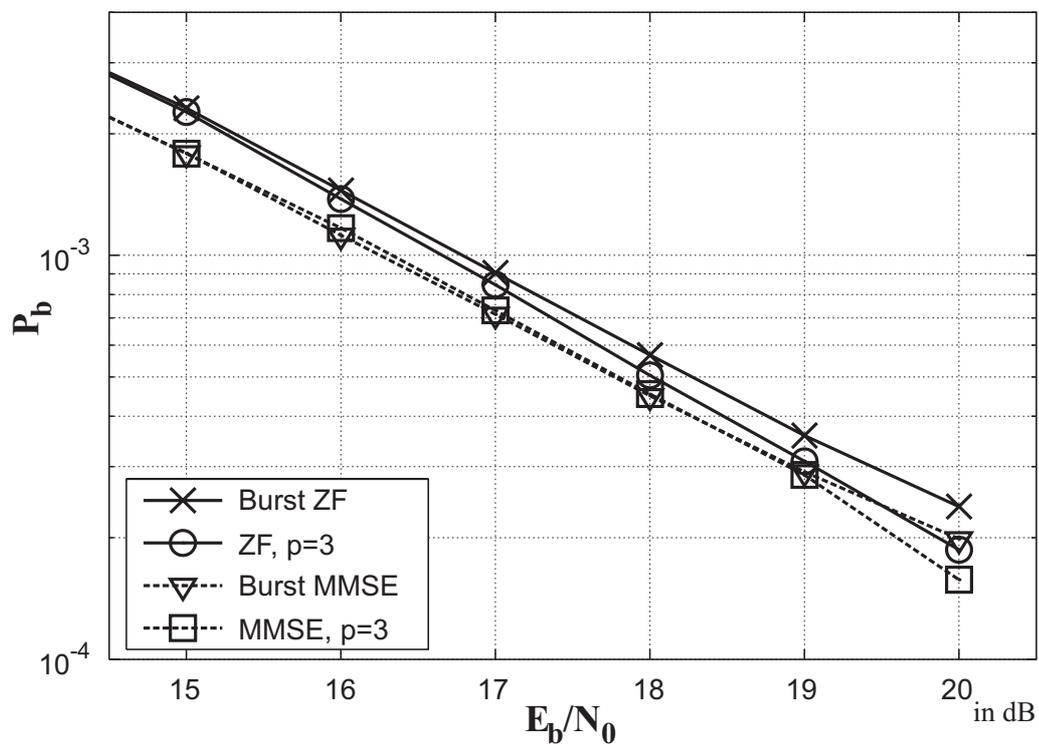
Bild 6.1 zeigt einen Vergleich zwischen dem ZF- und MMSE Prinzip bei der Multicode Detektion mit Detektionsfenster und dem Block-FFT ZF-/MMSE MCD. Die Ausbreitungsbedingungen waren: Ein VehicularA Kanalmodell, eine Teilnehmergewindigkeit von  $v = 50$  km/h und die Übertragung eines Teilnehmers im Multicode Modus mit insgesamt sechs Datenkanälen. Damit ist der Spreizfaktor  $Q = 4$ . Die Übertragung des Kontrollkanals ist hier nicht berücksichtigt. Der Kontrollkanal führt zu einer weiteren additiven Interferenz, die das SNR insgesamt verschlechtert. Durch den relativ hohen Spreizfaktor von  $Q = 256$  kann dieser Anteil auch als zusätzlicher additiver weißer Rauschanteil betrachtet werden (s. Abschnitt 3.2). Die MMSE-Kurve liegt dicht unterhalb der ZF-Kurve für denselben Parameter  $p$ . Der MMSE Detektor liefert geringfügig bessere Bitfehlerraten als der ZF-Detektor. Dieser geringe Gewinn muss mit der Schätzung der Signal- zu Rauschverhältnisse der empfangenen Symbole erkauft werden. Eine weitaus geringere Bitfehlerrate erhält man durch Vergrößern der Überlappungsbreite  $p$ . Die Detektorkurven mit  $p = 3$  weisen bei einem  $E_b/N_0 = 10$  dB schon Verbesserungen gegenüber den ZF-/MMSE-Kurven mit  $p = 0$  auf. Sie erzielen bei einem  $E_b/N_0 = 20$  dB eine Bitfehlerratenreduzierung



**Bild 6.1** Vergleich ZF- gegenüber MMSE Multicode Detektor (mit Detektionsfenster) im VehicularA Kanal ( $v = 50$  km/h)

auf ca.  $P_b = 1,9 \cdot 10^{-4}$  für den ZF-Ansatz und eine Reduzierung der Bitfehler rate auf ca.  $P_b = 1,6 \cdot 10^{-4}$  für die MMSE-Methode. Da bei  $p = 0$  keine Überlappung mit den benachbarten Symbolen am Rand des Fensters berücksichtigt wird, wird immer ein konstanter Rauschterm im Detektionsergebnis verbleiben. Dieser durch ISI verursachte Rauschterm kann aber mit zunehmendem  $p$  unterdrückt werden. Der Einfluss dieses Parameters, der einfach durch ein größeres Detektionsfenster realisiert wird, ist daher bei gutem SNR weitaus höher als dies mit der zusätzlichen Information der Symbol Signal-/Rauschleistung beim MMSE Detektor erreicht werden kann. Die Kurven für den Block-FFT ZF- und MMSE Ansatz sind bis zu einem  $E_b/N_0 = 15$  dB von den ZF-/MMSE MCD mit Detektionsfenster bei  $p = 3$  fast nicht zu trennen. Allerdings überwiegt ab diesem SNR zu höheren Werten hin der Approximationsfehler durch die zirkulare Approximation der Systemmatrix  $\mathbf{A}$  in der

Detektionsmethode im Frequenzbereich. In [48] wird gezeigt, dass der Approximationsfehler am Randbereich des Bursts am größten ist. Nimmt man rechts und links des Bursts noch Daten zur Detektion hinzu, verlagert sich der Bereich des großen Approximationsfehlers ausserhalb des interessanten Bereichs. Nach der Detektion werden dann die Daten ausserhalb des Bursts abgeschnitten, so dass für den gültigen Bereich eine bessere Bitfehlerrate erreicht werden kann.

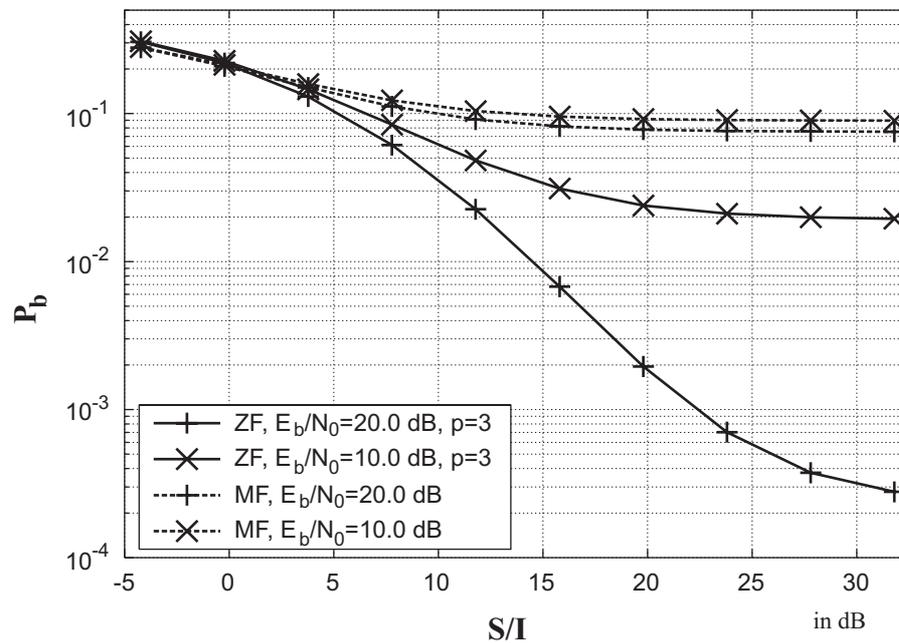


**Bild 6.2** Vergleich ZF-/MMSE Multicode Detektor mit Detektionsfenster gegen Burst MCD-Detektor im VehicularA Kanal ( $v = 50$  km/h)

Bild 6.2 zeigt den Vergleich des Detektionsverfahrens mit Detektionsfenster gegenüber der Methode Burstdetektion. Das Umgebungsszenario der Simulation ist wie zuvor, d.h. ein VehicularA Mehrwegekanalmodell mit einer Teilnehmergeschwindigkeit von  $v = 50$  km/h. Es überträgt ein Teilnehmer im Multicodetrieb mit sechs Datenkanälen. In Bild 6.2 wird nur der Bereich

zwischen  $E_b/N_0 = 15, \dots, 20$  dB dargestellt, da die jeweiligen ZF-Kurven und MMSE-Kurven bis dahin übereinanderliegen. Man kann erkennen, dass sowohl der ZF-Detektor mit Detektionsfenster als auch der MMSE-Detektor mit Detektionsfenster ab einer gewissen Schwelle den Burstdetektor übertreffen. Die Schwelle liegt beim ZF-MCD bei  $E_b/N_0 = 15$  dB. Beim MMSE-MCD wird erst ab  $E_b/N_0 = 19$  dB ein Unterschied sichtbar. Wenn man sich klarmacht, dass der Burstdetektor zwar einen viel größeren Datenblock detektiert und damit alle ISI innerhalb des gesamten Bursts berücksichtigen kann, aber keine Überlappung am Rand mit einbezieht, erklärt sich dieses Verhalten. Dieser Effekt tritt nicht in Kraft, wenn sich rechts und links des übertragenen Bursts Schutzintervalle befinden. In UTRA-TDD ist dies der Fall, da ein Burst innerhalb eines Zeitschlitzes angeordnet sein muss. Um Kollisionen zu vermeiden, wird am Burstrand eine Schutzzone eingerichtet. Die Intersymbolinterferenz fällt dadurch in den Randbereich, der nicht detektiert wird. Bei UTRA-FDD hingegen wird eine kontinuierliche Sendung übertragen.

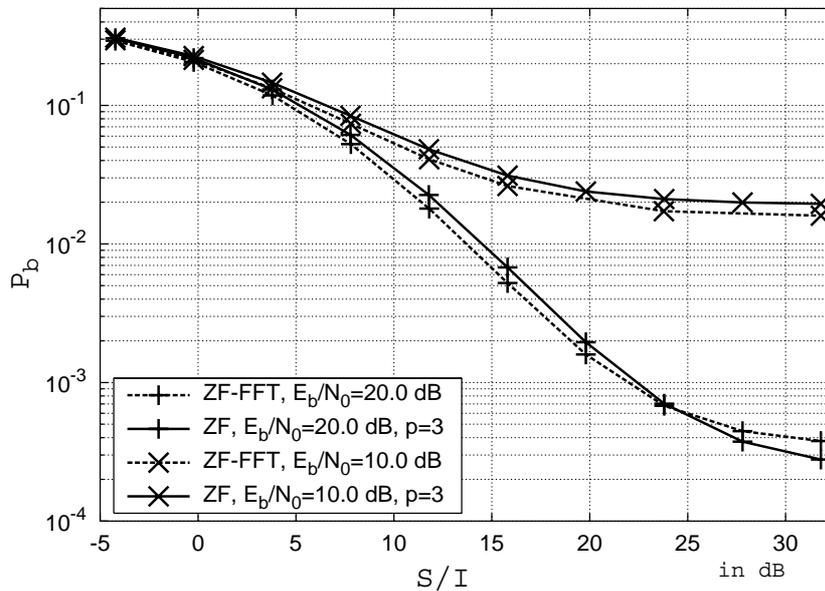
Das nächste Simulationsergebnis (Bild 6.3) zeigt, wie sich zwei Teilnehmer im Multicode Betrieb mit jeweils sechs Datenkanälen gegenseitig beeinflussen. Den Simulationsergebnissen liegen zwei VehicularA Mehrwegekanäle zu Grunde, wobei für den betrachteten Teilnehmer eine Geschwindigkeit von  $v = 50$  km/h und für den Störteilnehmer eine Geschwindigkeit von  $v_S = 70$  km/h gewählt wurde. Betrachtet wird der *uplink*. Hier ist keine Trennung zwischen Intra- und Interzellinterferenz notwendig, da bereits in einer Zelle alle Teilnehmer mit unterschiedlichen Verwürfelungssequenzen getrennt werden, d.h. eine Unterscheidung zwischen verschiedenen Zellen erfolgt nicht wie im *downlink*. Das Leistungsverhältnis unterscheidet sich, da innerhalb der Zelle durch die Leistungsregelung gewährleistet ist, dass an der Empfangsantenne der Basisstation die Signale aller Teilnehmer mit derselben Leistung eintreffen. Ein zweiter Nutzer, der eine Nachbarbasisstation ansendet, kann folglich mit einer anderen Leistung an der Empfangsantenne der Station von Nutzer eins auftreffen. Ausserdem durchläuft das Signal des Nachbarteilnehmers einen anderen Ausbreitungskanal. Die Systemmatrix ist auf Nutzer eins abgestimmt. Die Kombination beider Teilnehmer kann zu einer singulären Systemmatrix führen. Ursache hierfür ist der kleine Spreizfaktor von  $Q = 4$  und die Multi-



**Bild 6.3** Verhalten bei Intra-/Interzell Interferenz bei MF Detektor oder ZF-Multicode Detektor mit Detektionsfenster im VehicularA Kanal ( $v = 50$  km/h,  $v_S = 70$  km/h)

plikation der Spreizsequenz mit der Verwürfelungssequenz. Es können daher abschnittsweise identische Sequenzen auftreten. Außerdem existieren maximal vier orthogonale Sequenzen bei  $Q = 4$ . Durch die unterschiedlichen Ausbreitungschanäle werden diese Sequenzen noch einmal mit zwei zufälligen Kanalimpulsantworten gefaltet, aber bei gleichen Ausbreitungsprofilen (z.B. VehicularA) treten selbst in einer Simulation mit Fließkommaarithmetik singuläre Matrizen auf. Als Konsequenz ist das Signal von Teilnehmer zwei als MAI im detektierten Signal enthalten. Aufgetragen ist die Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_b$  über dem Signal zu Interferenzverhältnis  $S/I$ . Als Interferenz wird die Störleistung, die durch den zweiten Teilnehmer erzeugt wird, betrachtet. Die Signalleistung  $S$  ist die Leistung aller sechs DPDCHs des ersten Teilnehmers. Die Kurven sind mit dem Signal zu Rauschverhältnis  $E_b/N_0$  parametrisiert, das das additive weiße Gaußsche Rauschen bezogen auf das Infosymbol eines Datenkanals bestimmt. Neben den Kurven für die Multicode Detektoren mit

Detektionsfenster, sind auch die Bitfehlerratenkurven für den Single-User Fall (MF) aufgeführt. Sie verdeutlichen die Notwendigkeit der MCD, um ein akzeptables Niveau für die Bitfehlerrate zu erhalten. Der MCD mit Detektionsfenster erreicht bei einem  $E_b/N_0 = 10$  dB und bei einem  $S/I \approx 31,8$  dB eine Bitfehlerrate von  $P_b \approx 2 \cdot 10^{-2}$ . Diese Bitfehlerrate liegt nahe dem Wert, der auch ohne Interferenz von anderen Teilnehmern (s. Bild 6.1) erreicht wird. Anders verhält es sich bei der Signal zu Interferenzkurve in einer Umgebung mit einem Signal zu Rauschverhältnis von 20 dB. Hier erreicht der Detektor bei einem  $S/I = 31,8$  dB nur eine Bitfehlerrate von  $P_b \approx 3 \cdot 10^{-4}$ . Wenn keine Nachbarinterferenz auftritt, d.h.  $S/I \rightarrow \infty$  (entspricht dem in Bild 6.1 dargestellten Verhältnissen) wird eine Bitfehlerrate von ca  $2 \cdot 10^{-4}$  erreicht. Daraus kann abgelesen werden, dass bei guten Kanälen (SNR hoch) die Nachbarinterferenz einen größeren Einfluss besitzt.

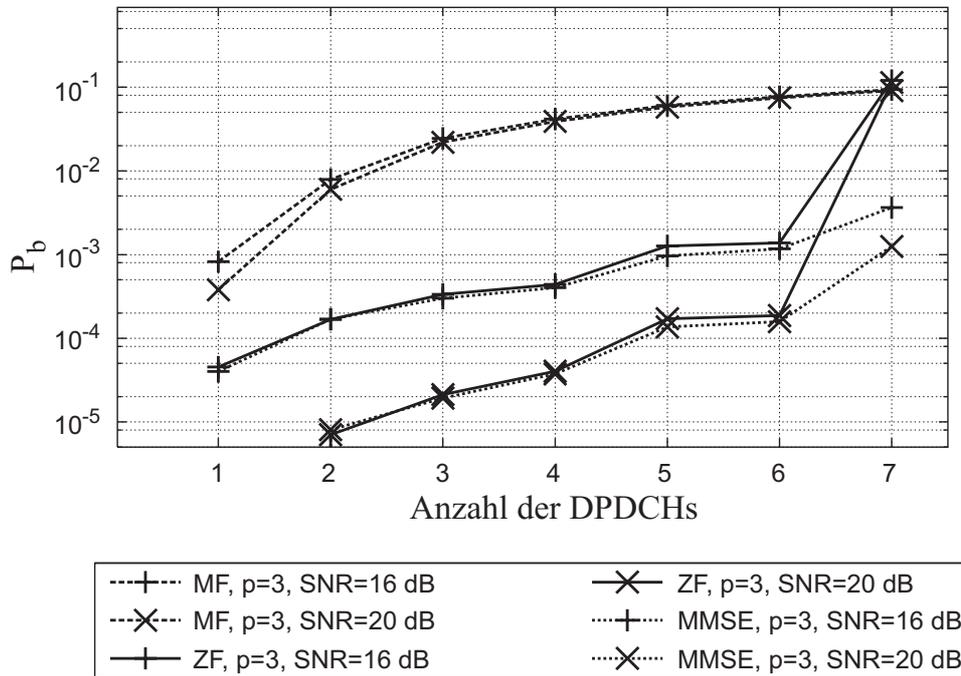


**Bild 6.4** Verhalten bei Intra-/Interzell Interferenz des ZF-MCDs mit Detektionsfenster ( $p = 3$ ) und des ZF-MCDs mit Block-FFT im VehicularA Kanal ( $v = 50$  km/h,  $v_S = 70$  km/h)

Daran schließt sich in Bild 6.4 der Vergleich zwischen dem ZF-MCD mit Detektionsfenster und dem Block-FFT ZF-MCD unter Inter-/Intrazellinterferenz an. Die Kurven der beiden Detektoren liegen nahe beieinander. Bei einem  $E_b/N_0$  erreicht die Block-FFT Methode bei hohen  $S/I$  leicht bessere Bitfehlerraten als der gefensterterte MCD. Hingegen schneidet die Bitfehlerratenkurve des MCD bei einem  $E_b/N_0 = 20$  dB den Block-FFT Detektor bei einem  $S/I = 23,8$  dB und ist ab dieser Stelle geringfügig besser.

## 6.2 $P_b$ über der Anzahl an DPDCHs

In der Simulation für Bild 6.5 wurden für ein  $E_b/N_0 = 16$  dB und für ein  $E_b/N_0 = 20$  dB die Bitfehlerraten über der Anzahl der übertragenen DPDCHs ermittelt. Die DPDCHs wurden dabei gleichmäßig auf den I- und Q-Zweig verteilt. D.h. bei einer Anzahl von vier DPDCHs befinden sich sowohl zwei DPDCHs auf dem I-Zweig als auch auf dem Q-Zweig. Grundlage ist wiederum der VehicularA Kanal mit einer Teilnehmergewindigkeit von  $v = 50$  km/h. Es wurden hier der gefensterterte *matched filter* Detektor sowie der gefensterterte MCD mit ZF und MMSE Kriterium untersucht. Die Kurven für den gefensterterten *matched filter* Detektor belegen, dass gute Bitfehlerraten erreicht werden, wenn nur ein DPDCH übertragen wird. Mit wachsender Anzahl der DPDCHs erreichen die Kurven schnell Bitfehlerraten von  $P_b = 7 \cdot 10^{-2}$ . Hingegen wird mit dem MCD ein deutlicher Gewinn gegenüber dem *matched filter* Detektor erreicht. Der Abstand zwischen dem ZF- und dem MMSE MCD ist bis zu einer Anzahl von 6 DPDCHs sehr gering. Allerdings ändert sich dies, wenn ein siebenter DPDCH übertragen wird. In diesem Falle verschlechtert sich der ZF-MCD deutlich gegenüber dem MMSE-Detektor. Die erreichten Bitfehlerraten liegen sogar über dem *matched filter* Detektor. Der MMSE Detektor liegt aber mit  $P_b = 1,3 \cdot 10^{-3}$  bei  $E_b/N_0 = 20$  dB noch deutlich besser als die beiden anderen Detektionsmethoden. Eine Erklärung über den Einbruch des ZF-MCD bei sieben DPDCHs wird in [45] gegeben. Darin wird beschrieben, dass der ZF-MCD ein minimales  $E_b/N_0$  benötigt. Laut [45] wird die spektrale Effizienz



**Bild 6.5** Bitfehlerrate in Abhängigkeit von der Anzahl der übertragenen DPDCHs für den gefensternten *matched filter* Detektor und den gefensternten ZF-Multicode Detektor

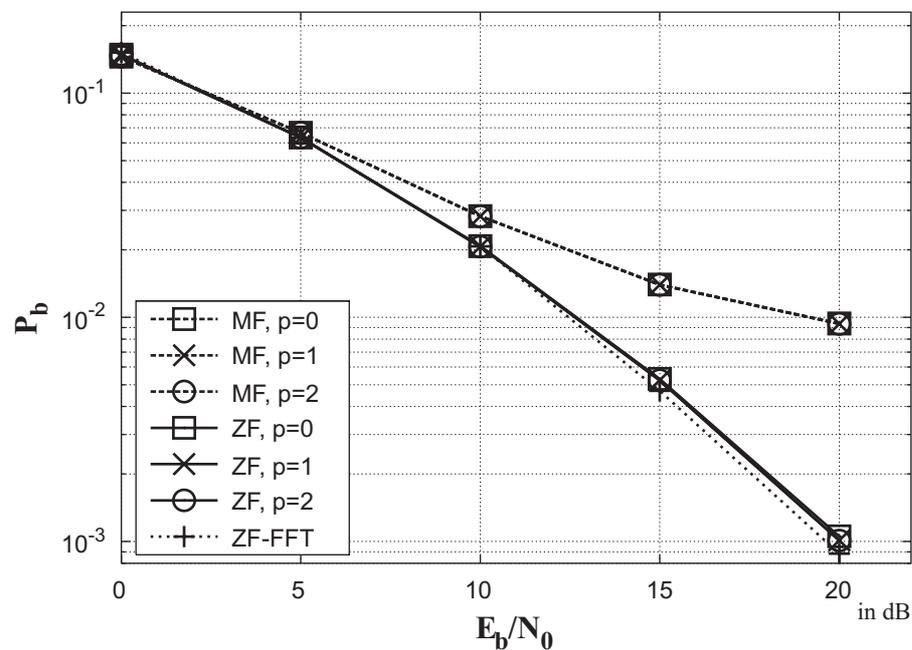
des Dekorrelationsempfängers Null, wenn

$$\frac{E_b}{N_0} \leq \frac{\log_e 2}{1 - \beta} \quad (6.1)$$

ist.  $\beta$  ist hierin das Verhältnis zwischen der Anzahl der verwendeten Codesequenzen und der Codedimension (Spreizfaktor). Man sieht, dass für  $\beta \approx 1$  das minimal notwendige  $E_b/N_0$  gegen unendlich geht. Die Übertragung von sieben DPDCHs bedeutet aber, dass im I-Zweig  $\beta = 1$  ist. Denn hier werden bei einem Spreizfaktor von  $Q = 4$  vier DPDCHs übertragen. Gleichung (6.1) wurde unter der Voraussetzung von zufälligen Spreizsequenzen berechnet. Diese Voraussetzung ist durch die Periode von 64 verschiedenen aufeinanderfolgenden Spreizsequenzen im Multicode Modus bei der Verwendung von *short codes* näherungsweise erfüllt.

## 6.3 In-/Outdoor Pedestrian Kanalmodell

Bild 6.6 zeigt den ZF-MCD mit Detektionsfenster, den dazugehörigen MF-Empfänger und die Kurve für den Block-FFT ZF-MCD bei Übertragung im Multicode Modus des UTRA-FDD *uplinks* ohne Kontrollkanal über das In-/Outdoor Pedestrian Kanalmodell bei einer Teilnehmergeschwindigkeit von  $v = 3$  km/h. Es kann keine Abhängigkeit des ZF-MCD mit Detektionsfenster von der Überlappungsbreite  $p$  erkannt werden. Alle entsprechenden Kurven



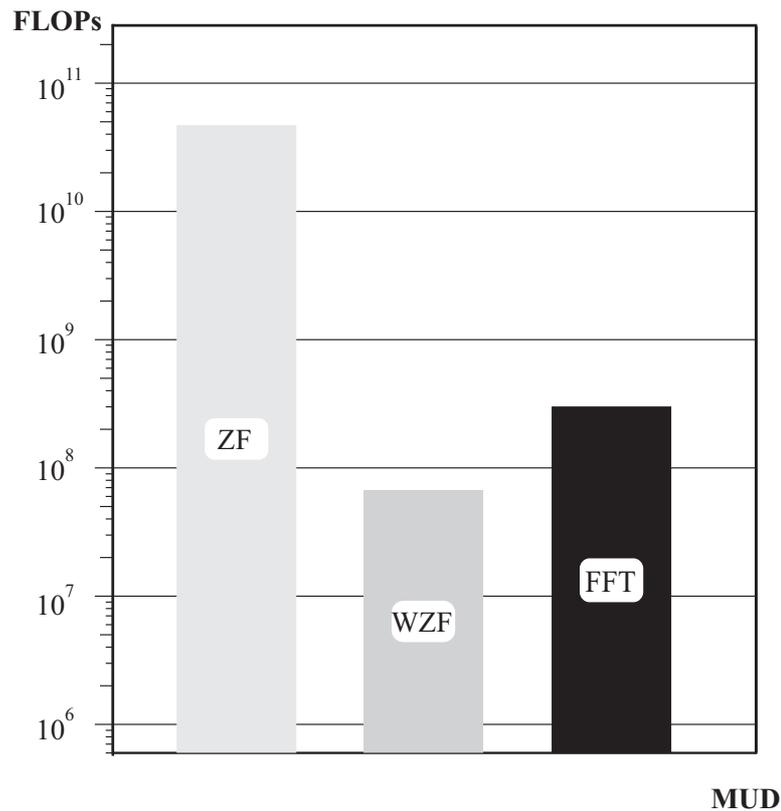
**Bild 6.6** Verhalten des ZF-MCDs mit Detektionsfenster für verschiedene  $p$  im In-/Outdoor Pedestrian Kanal ( $v = 3$  km/h)

liegen übereinander. Die Ursache hierfür ist, dass bei dem In-/Outdoor Pedestrian Kanalmodell eine ISI von drei benachbarten Chips erzeugt wird. Dabei muss aber berücksichtigt werden, dass die überlappenden Chips stark gedämpft sind (s. Anh. A). Daraus folgt, dass durch die Berücksichtigung der benachbarten Symbole nur sehr wenig Information gewonnen wird, oder bei anderer Betrachtungsweise, dass nur wenig Information verloren geht, wenn man die

benachbarten Symbole abschneidet. Bei Signal-/ Rauschleistungsverhältnissen  $E_b/N_0 > 10$  dB ist die Detektionsmethode im Frequenzbereich geringfügig besser. Offensichtlich ist bei geringer Intersymbolinterferenz der Approximationsfehler des Block FFT-MCD geringer als dies beim MCD mit Detektionsfenster der Fall ist. Auffällig ist weiterhin, dass die Kurven der MCD bei höheren Bitfehlerraten liegen, als dies bei Übertragung im VehicularA Kanal der Fall ist (Bilder 6.1,6.2). Die MC-Detektoren arbeiten zweistufig, d.h. zuerst werden mit einer *matched filter* Bank aus dem empfangenen Summensignal die einzelnen Datenkanäle detektiert. Zusätzlich beinhaltet jedes Filter die Kanalschätzung. Werden im System Spreizcodes mit guter Trennbarkeit von verschobenen Sequenzen benutzt, lassen sich die Mehrwege gut voneinander trennen. D.h. im *matched filter* werden alle Mehrwege durch *maximum ratio combining* wieder zusammengesetzt, was einen Diversitätsgewinn zur Folge hat (s. Kap. 4). Gleichzeitig steigt aber mit zunehmender Mehrwegeanzahl die MCI durch die anderen Datenkanäle, da diese Datenkanäle ebenfalls zeitverzögerte und gedämpfte Replika an die Empfangsantenne schicken. Hier setzt die zweite Stufe an, nämlich die Unterdrückung der MCI durch die Multiplikation mit der inversen Korrelationsmatrix  $\mathbf{R}^{-1}$ . Das In-/Outdoor Pedestrian Kanalmodell erzeugt wenig ISI und damit auch wenig MCI aufgrund von Mehrwegen. Von der geringen MCI profitiert der *matched filter* Detektor, der bessere Ergebnisse liefert, als dies mit dem VehicularA Kanalmodell der Fall ist. Der weitere Gewinn durch die Unterdrückung der MCI fällt aber nicht so hoch aus, wie im VehicularA Kanal. D.h. im In-/Outdoor Pedestrian Kanal überwiegt der Effekt der geringen MCI in der ersten Stufe des MC-Detektors im Vergleich zum VehicularA Kanalmodell. Die MCI Unterdrückung in der zweiten Stufe zeigt aber, dass im In-/Outdoor Pedestrian Kanal der Diversitätsgewinn geringer ausfällt, als dies beim VehicularA Kanal beobachtet werden kann.

## 6.4 Rechenleistung

Für den UTRA-FDD Multicode Modus im *uplink* werden in Bild 6.7 die Rechenleistungen des konventionellen Block- (ZF), des Fenster- (WZF) und des Block-FFT (FFT) ZF-Multicode Detektors gegenübergestellt. An der y-Achse



**Bild 6.7** Vergleich der Rechenleistung in FLOPs für Block- (ZF), Fenster- (WZF), und Block-FFT (FFT) ZF-MCD. Zum Vergleich: RAKE  $\approx 1,2 \cdot 10^5$  FLOPs

ist die Rechenleistung in FLOPs aufgetragen. Man erkennt, dass die Fenster-Methode und der Block-FFT Ansatz eine erhebliche Einsparung an Rechenleistung erbringen. Weiterhin ist sichtbar, dass der Fenster-MCD die geringste Rechenleistung von allen benötigt. Nach Gleichung (5.27) ergibt sich für den Multicode Modus mit sechs Datenkanälen ( $K = 3$  wegen der Codewiederho-

lung), einem Spreizfaktor von  $Q = 4$  und einer Überlappungsbreite von  $p = 3$  ein Rechenaufwand von  $\rho_W = 7,06 \cdot 10^7$  FLOPs. Im Gegensatz zur Block-FFT Methode muss hier nur einmal pro UTRA-FDD Burst eine Cholesky-Zerlegung ausgeführt werden. Der entsprechende Rechenaufwand für diesen Übertragungsmodus lautet nach Gl. (5.43)  $\rho_{\text{FFT}} = 3,08 \cdot 10^8$  FLOPs. Dabei wurde allerdings  $D = 16$  gewählt, um die FFT mit *zero padding* zu benutzen. Damit spart der Fenster Detektor den Faktor 4,4 an Rechenoperationen gegenüber dem Block-FFT MCD ein. Im Anhang C wird noch der Block-FFT MCD mit der *overlap* Methode beschrieben. Es zeigt sich, dass der Rechenaufwand dadurch noch auf  $1,7 \cdot 10^8$  FLOPs gesenkt werden kann. Das Verhältnis zum konventionellen Block MCD ist natürlich weitaus höher, da hier die gesamte Systemmatrix behandelt wird, ohne zu beachten, dass diese nur spärlich besetzt ist. Der konventionelle Detektor überragt daher in Bild 6.7 mit einem Rechenaufwand von  $\rho_{\text{ZF}} = 4,73 \cdot 10^{10}$  FLOPs die beiden anderen Verfahren.

$$\rho_{\text{ZF}} = \frac{4}{3}M^3 + (16 + 4N)M^2 + \left(\frac{14}{3} + 12N\right)M \quad (6.2)$$

Mit  $M = 1920$  und  $N = 2560$  ergeben sich die Matrixdimensionen entsprechend des Multicode Modus für den konventionellen Detektor ohne Berücksichtigung der ISI des Kanals (die ISI macht nur ca. 1/100 der Dimension  $M$  aus). Es muss angemerkt werden, dass der Fenster-MCD und der Block-FFT MCD nur für die *short-codes* angewendet werden können. Die *long-codes* führen dazu, dass innerhalb der Systemmatrix  $\mathbf{A}$  sich keine identische Blockmatrizen befinden. Daraus folgt, dass die Systemmatrix nicht in eine kleinere Blockmatrix, die bereits alle Spreizinformationen und auch die Kanalschätzung enthält, verkürzt werden kann.

## 6.5 Zusammenfassung

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass der in dieser Arbeit vorgestellte Fenster ZF/MMSE-MC Detektor gleiche oder sogar bessere Bitfehlerraten erreicht als der Block ZF/MMSE-MCD oder der Block-FFT ZF/MMSE MCD. Der Rechenaufwand ist unter den drei verglichenen Algorithmen für den ZF/MMSE-

MCD mit Detektionsfenster am geringsten. Es folgt der Block-FFT Algorithmus und danach, mit deutlich höherem Aufwand, der Block-ZF/MMSE MCD. Der ZF/MMSE-MCD mit Detektionsfenster profitiert von den Mehrwegen, d.h. im VehicularA Kanal kann er durch Ausnutzen der Nachbarsymbole deutlich bessere Bitfehlerraten erreichen. Demgegenüber steht ein geringerer Gewinn in nahezu mehrwegefreien Umgebungen, wie dies beim In-/Outdoor Pedestrian Kanal der Fall ist. In diesem Szenario wird auch kein Zugewinn durch die Betrachtung der Nachbarsymbole beobachtet. Der Block-FFT MCD zeigt im VehicularA Kanal bei hohen SNRs ein Einknicken der Bitfehlerratenkurve. Dies kommt durch den Approximationsfehler der zyklischen Erweiterung der Systemmatrix zustande. Dieses Verhalten kann beim In-/Outdoor Pedestrian Kanal nicht beobachtet werden. Hier ist in dem untersuchten SNR Bereich noch keine Sättigung der Bitfehlerrate zu erkennen. Die Bitfehlerratenkurve liegt sogar geringfügig unterhalb des ZF-MCD mit Detektionsfenster. Insgesamt bleibt festzuhalten, dass der gefensterte ZF/MMSE-MCD mit einem geringeren Rechenaufwand, angepasst an die auftretende Intersymbolinterferenz des Kanals, nahezu gleiche oder bessere Ergebnisse liefert als der Block-FFT MCD. Wählt man beim Block-FFT MCD einen größeren Detektionsbereich, indem man rechts und links des Burst noch weitere Empfangschips einbezieht, verlagert man den Approximationsfehler ausserhalb des interessierenden Empfangsbereiches. Dadurch kann das Detektionsergebnis noch verbessert werden. Natürlich erfolgt dies zu Lasten des Rechenaufwandes. Der Block-FFT MCD kann noch durch Anwendung der *overlap* Technik in seiner Rechenleistung reduziert werden. Er benötigt dennoch etwas mehr Rechenleistung als der MCD mit Detektionsfenster. Der Block ZF/MMSE MCD Ansatz scheidet zur Zeit bereits aus Aufwandsgründen von einer Realisierung aus, da dort der benötigte Rechenaufwand etwa um den Faktor 100 größer ist. Sowohl die Fenster Methode als auch die FFT Methode besitzen Strukturen, die für parallele Verarbeitung ausgenutzt werden können. Diese Eigenschaften unterstützen eine mögliche Realisierung in Echtzeit. Als Ausblick kann man geben, dass es die MC Detektion ermöglicht, auch sieben DPDCHs im UTRA-FDD Multicode Modus, anstatt den nach dem Standard erlaubten sechs DPDCHs, zu übertragen. Für diesen Fall können noch die Leistungsfähigkeiten, der hier vorgestellten Detektoren überprüft werden.



# A Kanalmodelle

Für die Simulationen werden WSSUS Kanalmodelle verwendet. Das Profil für den In-/Outdoor Pedestrian Kanal ist in Tabelle A.1 abgelegt. Aufgelistet sind die einzelnen Verzögerungen in der Einheit chip und die dazugehörigen Dämpfungen. Die Chipdauer entspricht bei UMTS  $T_C = 1/(3,84 \cdot 10^6)$  s =  $2,6 \cdot 10^{-7}$  s. Die Dämpfungen sind die Mittelwerte der einzelnen Filterkoeffizienten des Kanalmodells aus Unterabschnitt 2.3.3. Entsprechend ist in Tabelle A.2 das VehicularA Profil abgelegt.

In-/Outdoor Pedestrian		
$i$	Verzögerung in ns	Leistung in dB
0	0,0	0,0
1	260,4	-12,7
2	520,8	-24,5

**Tab. A.1** Mittelwerte der Filterkoeffizienten  $h_i(t)$  für das In-/Outdoor Pedestrian Profil

Das Jakes-Dopplerspektrum wird mittels eines IIR-Filters achter Ordnung approximiert [8]. Die Koeffizienten der Übertragungsfunktion sind in Tabelle A.3 aufgeführt [14]. Die Übertragungsfunktion  $H(z)$  des IIR-Filters der Ordnung  $N_0$  lautet

$$H(z) = A \frac{\prod_{i=1}^{N_0/2} (z - \rho_{0i} e^{j\varphi_{0i}})(z - \rho_{0i} e^{-j\varphi_{0i}})}{\prod_{i=1}^{N_0/2} (z - \rho_{\infty i} e^{j\varphi_{\infty i}})(z - \rho_{\infty i} e^{-j\varphi_{\infty i}}} \quad (\text{A.1})$$

$A$  ist eine Konstante, die so bestimmt wird, dass die mittlere Leistung am Ausgang des Digitalfilters gleich der mittleren Eingangsleistung ist.

VehicularA		
$i$	Verzögerung in ns	Leistung in dB
0	0,0	0,0
1	260,4	-2,5
2	520,8	-6,6
3	781,3	-9,5
4	1041,7	-13,0
5	1302,1	-13,6
6	1822,9	-15,5
7	2083,3	-25,5
8	2604,2	-21,5
9	2864,6	-25,5

**Tab. A.2** Mittelwerte der Filterkoeffizienten  $h_i(t)$  für das VehicularA Profil

$i$	$\rho_{0i}$	$\varphi_{0i}$	$\rho_{\infty i}$	$\varphi_{\infty i}$
1	1,0	$5,730778 \cdot 10^{-2}$	0,991177	$4,542547 \cdot 10^{-2}$
2	1,0	$7,151706 \cdot 10^{-2}$	0,980664	$1,912862 \cdot 10^{-2}$
3	1,0	0,105841	0,998042	$5,507401 \cdot 10^{-2}$
4	1,0	0,264175	0,999887	$5,670618 \cdot 10^{-2}$

**Tab. A.3** Koeffizienten der Übertragungsfunktion  $H(z)$  des IIR-Filters achter Ordnung

# B Cholesky Zerlegung

Eine hermitesche positiv definite Matrix  $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  kann in eine untere  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  und eine obere Dreiecksmatrix  $\mathbf{U}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$  zerlegt werden, so dass  $\mathbf{M} = \mathbf{U}\mathbf{U}^H$  gilt. Damit kann das Gleichungssystem  $\mathbf{y} = \mathbf{M}\mathbf{x}$  nach  $\mathbf{x}$  in zwei Schritten aufgelöst werden, ohne explizit die Inverse von  $\mathbf{M}$  berechnen zu müssen. Der erste Schritt ist die Lösung des linearen Gleichungssystems  $\mathbf{U}\mathbf{a} = \mathbf{y}$  durch Vorwärtssubstitution. Der zweite Schritt benutzt die Rückwärtssubstitution für die Auflösung des Gleichungssystems  $\mathbf{U}^H\mathbf{x} = \mathbf{a}$ . Der folgende Algorithmus berechnet eine untere Dreiecksmatrix. Um Speicherplatz zu sparen, wird das Ergebnis wieder in der Matrix  $\mathbf{M}$  abgelegt. Daraus folgt, dass alle Einträge mit  $i \geq j$  in  $\mathbf{M}$  von der resultierenden unteren Dreiecksmatrix  $\mathbf{U}$  überschrieben werden. Es wird die *Matlab*-Notation benutzt. Die Notation  $1 : N$  steht für alle ganzen Zahlen von 1 bis  $N$ .

```
for  $k = 1 : N$ 
     $\mathbf{M}(k, k) = \sqrt{\mathbf{M}(k, k)}$ 
     $\mathbf{M}(k + 1 : N, k) = \mathbf{M}(k + 1 : N, k) / \mathbf{M}(k, k)$ 
    for  $j = k + 1 : N$ 
         $\mathbf{M}(j : N, j) = \mathbf{M}(j : N, j) - \mathbf{M}(j : N, k)\mathbf{M}(j, k)$ 
    end
end
```

Da  $\mathbf{M}$  eine hermitesche Matrix ist ( $\mathbf{M}^H = \mathbf{M}$ ), sind alle Elemente auf der Hauptdiagonalen reell. Mit der Voraussetzung positiv definit ergeben sich auch Elemente größer als Null auf der Hauptdiagonalen. Das ermöglicht die Wurzelbildung und die Division in den ersten beiden Zeilen des obigen Algorithmus.

Zur Lösung des Gleichungssystems genügt jetzt eine Vorwärts- und Rückwärtssubstitution. Ist  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  eine untere Dreiecksmatrix und  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^N$ , kann mit der folgenden Vorwärtssubstitution der Vektor  $\mathbf{y}$  mit der Lösung des

linearen Gleichungssystems  $\mathbf{U}\mathbf{a} = \mathbf{y}$  überschrieben werden.

```
y(1) = y(1)/U(1, 1)
for  $i = 2 : N$ 
    y( $i$ ) = (y( $i$ ) - U( $i, 1 : i - 1$ )y(1 :  $i - 1$ ))/U( $i, i$ )
end
```

Zur Lösung des Gleichungssystems  $\mathbf{U}^H \mathbf{x} = \mathbf{a}$  kann die folgende Rückwärts-  
substitution benutzt werden. Das Ergebnis überschreibt wiederum den Vektor  
 $\mathbf{a}$ .

```
a(1) = a(1)/U(1, 1)
for  $i = 2 : N$ 
    a( $i$ ) = (a( $i$ ) - (U( $i + 1 : N, i$ )) $H$ a( $i + 1 : N$ ))/U( $i, i$ )
end
```

# C *overlap/cut* im Frequenzbereich

Die Gleichung (5.41) lässt sich ähnlich dem bekannten *overlap/save* Verfahren [33] bei der DFT auch in mehreren Schritten lösen, in denen kleinere Matrizen verwendet werden. D.h. man benutzt eine kürzere diskrete Fouriertransformation und transformiert dafür öfter den Eingangsvektor. Der Vorteil ist, dass die Matrizen kleiner werden, und dadurch der Aufwand reduziert wird [48]. Im Austausch dazu müssen mehrere Iterationen ausgeführt werden. Da die Cholesky Zerlegung vom Aufwand proportional zur dritten Potenz der Matrixdimension ist, bringt die Verkleinerung der zu zerlegenden Matrix eine Reduktion der Rechenleistung. Denn die Vorwärts-/Rückwärtssubstitutionen, die mehrmals ausgeführt werden müssen, besitzen einen Aufwand der proportional zur zweiten Potenz der zu zerlegenden Matrix ist. Die Idee ist, eine kleinere zyklische Blockmatrix  $\tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}$  zu generieren. Der Parameter  $D_F$  gibt die Anzahl der Untermatrizen in Zeilen- und Spaltenrichtung in  $\tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}$  an. Er ist gleichzeitig die benutzte FFT Länge. Bei der Verkleinerung von  $D$  zu  $D_F$  muss man berücksichtigen, dass gerade im Randbereich des detektierten Datenvektors  $\hat{\mathbf{d}}$  der Approximationsfehler besonders groß ausfällt. Daher schneidet man den Randbereich ab und iteriert entsprechend öfter den Empfangsvektor. Der Algorithmus aus Unterabschnitt 5.4.3 wird nun wie folgt abgewandelt.  $D_F$  ist die FFT Länge und damit auch die Anzahl der Blöcke in der blockzirkularen Matrix  $\tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}$ ,  $D = 10$  ist die Anzahl der Untermatrizen in der Systemmatrix  $\mathbf{A}_{(Q_S, K_S)}$ ,  $Q = 4$ ,  $p_l$  bzw.  $p_r$  geben die Länge der links und rechts abgeschnittenen Blöcke an und  $\mathbf{0}_{(N)}$  ist ein Nullvektor der Länge  $N$ :

1.  $l = D_F - p_l - p_r$
2.  $P = \lceil \frac{D}{l} \rceil$

3.  $\mathbf{\Gamma}_{(K_S, K_S)} = \tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}^H \tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}$
4.  $\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)} = \text{diag}_{(Q_S, K_S)} (\mathbf{F}_{(K_S)} \tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}(:, 1))$ , wobei  $\tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}(:, 1)$  die erste Blockspalte von  $\tilde{\mathbf{A}}_{(Q_S, K_S)}$  ist
5.  $\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)} = \text{diag}_{(K_S, K_S)} (\mathbf{F}_{(K_S)} \mathbf{\Gamma}_{(K_S, K_S)}(:, 1))$ ; mit  $(:, 1)$  wird die erste Blockspalte von  $\mathbf{\Gamma}_{(K_S, K_S)}$  bezeichnet
6.  $\mathbf{U}_{(K_S, K_S)} = \text{chol} (\mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)})$
7.  $\hat{\mathbf{e}}^T = [\mathbf{0}_{(p_l Q_S)}^T \quad \mathbf{e}^T \quad \mathbf{0}_{(p_r Q_S - L + 1)}^T]$
8. for  $i = 1 : P$ 
  - (a)  $\mathbf{x}^{(i)} = \hat{\mathbf{e}}((i-1)lQ_S + 1 : ((i-1)l + D_F)Q_S)$
  - (b)  $\mathbf{d}^{(i)} = \mathbf{F}_{(K_S)}^{-1} \mathbf{U}_{(K_S, K_S)}^{-1} \mathbf{U}_{(K_S, K_S)}^{-H} \mathbf{\Lambda}_{(Q_S, K_S)}^H \mathbf{F}_{(Q_S)} \mathbf{x}^{(i)}$
  - (c)  $\hat{\mathbf{d}}((i-1)lK_S + 1 : ilK_S) = \mathbf{d}^{(i)}(p_l K_S : (p_l + l)K_S)$
9. end

Der Rechenaufwand wird hier analog zu Unterabschnitt 5.4.4 ermittelt. Umsortierungen der Vektoren, die Initialisierung mit Nullen und die Berechnung der Längen werden zur Vereinfachung nicht berücksichtigt. Die Schritte 3-6 des Algorithmus benötigen

$$\begin{aligned} \rho_{3-6} = & (16 + \frac{4}{3}D_F)K_S^3 + (8D_F + 8 + 5D_F \log_2 D_F)K_S^2 + \\ & + (5Q_S D_F \log_2 D_F - \frac{10}{3}D_F)K_S \text{ FLOPs.} \quad (\text{C.1}) \end{aligned}$$

Für die Schleife mit insgesamt  $P$  Iterationen ergeben sich:

$$\begin{aligned} \rho_{8-9} = & P[8D_F K_S^2 + (8D_F Q_S + 8D_F + 5D_F \log_2 D_F)K_S + \\ & + 5Q_S D_F \log_2 D_F] \text{ FLOPs} \quad (\text{C.2}) \end{aligned}$$

Setzt man die Werte gemäß des UTRA-FDD Multicode Modus ein, d.h.  $Q_S = 256$ ,  $K_S = 192$ , ergibt sich die größte Einsparung an Rechenleistung für eine FFT Länge  $D_F = 4$ . Ein Wert von  $D_F = 2$  bedeutet, dass nur noch ein Block verworfen werden kann, so dass der Approximationsfehler am Rand nicht auf beiden Seiten zu beseitigen ist. Mit  $D_F = 4$  hingegen kann noch rechts und links jeweils ein Block gelöscht werden, während zwei Blöcke pro Iteration ausgegeben werden. Unter dieser Annahme müssen  $P = \lceil \frac{D}{7} \rceil = 5$  Iterationen berechnet werden. Damit ergibt sich aus den Gl. (C.1) und (C.2) ein Gesamtrechenaufwand von  $\rho_{\text{FFT\_overlap}} = 1,7 \cdot 10^8$  FLOPs.



# Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

AKF	Autokorrelationsfunktion
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunication
DPDCH	Dedicated Physical Data Channel
DPCCH	Dedicated Physical Control Channel
DS	Direct Sequence
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FBI	Feedback Information
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GSM	Global System for Mobile Communications
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
IMT-2000	International Mobile Telecommunication at 2000
IMT-DS	IMT – Direct Sequence
IMT-MC	IMT – Multi Carrier
IMT-TC	IMT – Time Code
ITU	International Telecommunication Union
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
MAI	Multiple Access Interference
MAP	Maximum a Posteriori
MAPSE	MAP Sequence Estimator
MCD	Multiple Code Detektor
MCI	Multiple Code Interference
ML	Maximum Likelihood
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator
MMSE	Minimum Mean Square Error

MU	Multiuser
MUD	Multiuser Detektor
NRZ	Non Return to Zero
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
RACH	Random Access Channel
TD-SCDMA	Time Division – Synchronous CDMA
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TFCI	Transport Format Combination Indicator
TPC	Transmit Power Control
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access
WB-CDMA	Wideband CDMA
ZF	Zero Forcing

## Notation

$x$	Index
$x$	Variable
$X$	Konstante
$x(t)$	Funktion
$X(t)$	stochastischer Prozess
$X(f)$	Fourier-Transformierte
$\mathbf{x}$	Vektor
$\mathbf{X}$	Matrix
$\mathbf{X}^+$	Pseudoinverse von $\mathbf{X}$
$\mathbf{X}_{(P,K)}$	Blockmatrix mit Untermatrizen der Größe $P \times K$
$\mathbf{X}(:, i)$	$i$ -te Spalte der Matrix $\mathbf{X}$
$\mathbf{X}(i, :)$	$i$ -te Zeile der Matrix $\mathbf{X}$
$(x_{i,j})$	Matrixkoeffizient der $i$ -ten Zeile und $k$ -ten Spalte
$\ \mathbf{x}\ $	Norm
$\mathbf{xy}$	Innenprodukt

$\mathbf{x} \cdot * \mathbf{y}$	Elementweise Multiplikation
$\mathbf{x} \cdot / \mathbf{y}$	Elementweise Division
$\lfloor x \rfloor$	ganzzahliger Anteil einer reellen Zahl $x$
$\lceil x \rceil$	nach oben gerundeter ganzzahliger Anteil einer reellen Zahl $x$
$\arg \max_x f(x)$	Argument, für das $f(x)$ maximal ist
$\text{diag}(\mathbf{x})$	Ordnet einen Vektor in eine Diagonalmatrix um
$\text{Re}\{z\}$	Realteil
$\text{Im}\{z\}$	Imaginärteil
$E\{X\}$	Erwartungswert

## Formelzeichen

$\mathbf{A}$	Systemmatrix
$\tilde{\mathbf{A}}$	zirkular erweiterte Systemmatrix
$A_k$	Amplitude des $k$ . Signals
$\mathbf{b}$	Spreizsequenz gefaltet mit Kanalimpulsantwort
$\mathbf{B}$	Matrix der gefalteten Spreizsequenzen
$B_f^{(1)}$	mittlere Dopplerverschiebung
$B_f^{(2)}$	Dopplerverbreiterung
$B_\tau^{(1)}$	mittlere Verzögerung
$B_\tau^{(2)}$	Mehrwegeverbreiterung
$c$	Lichtgeschwindigkeit
$c(t)$	Spreizsequenz
$\mathbf{c}$	Vektor der Spreizsequenz
$\mathbf{C}$	Matrix der Spreizsequenzen
$\mathbf{C}_{NN}$	Kovarianzmatrix des Rauschens
$\mathbf{C}_{DD}$	Kovarianzmatrix des Datenvektors $\mathbf{d}$

$D$	Anzahl an parallelen Blöcken
$\mathbf{d}$	Datenvektor
$\mathbf{D}$	Diagonalmatrix mit den Amplituden $A_k$
$e(t)$	Empfangssignal
$\mathbf{e}$	Empfangsvektor
$E_b$	Energie eines Bits
$E_c$	Energie eines Codechips
$f$	Frequenz
$f_D$	Dopplerfrequenz
$f_S$	Symbolrate
$G$	Spreizgewinn
$g(x)$	Generatorpolynom für rückgekoppelte Schieberegister
$h(\tau, t)$	zeitvariante Kanalimpulsantwort
$h(t)$	zeitinvariante Kanalimpulsantwort
$\mathbf{h}$	Vektor der Kanalimpulsantwort
$H(f, f_D)$	dopplervariante Übertragungsfunktion
$i$	Index
$I$	Interferenzleistung
$k$	Index des Teilnehmers
$K$	Teilnehmeranzahl
$K_S$	Spaltenanzahl der Blockmatrix $\mathbf{T}$
$L$	Länge der Kanalimpulsantwort
$L_I$	Intersymbolinterferenz
$\mathbf{L}$	allgemeine Schätzmatrix für lineare Schätzverfahren
$M$	Länge

$n$	Index
$\mathbf{n}$	Rauschvektor
$N_0$	Rauschleistungsdichte
$N$	Länge
$N_B$	Burstlänge
$N_F$	Fensterlänge
$N_S$	Anzahl identischer Untermatrizen in $\mathbf{A}$
$p$	Anzahl Vor-/Nachläufersymbole
$P$	Zeilenanzahl der Untermatrix
$P_b$	Bitfehlerrate
$q$	Index
$Q$	Spreizfaktor
$Q_S$	Länge der <i>short scrambling</i> Sequenz
$Q_L$	Länge der <i>long scrambling</i> Sequenz
$R$	Datenrate
$R_C$	Chiprate
$\mathbf{R}_{\mu\nu}$	Korrelationsmatrix von Code $\mu$ und $\nu$
$S$	Signalleistung
$s(t)$	Sendesignal
$t$	Zeitvariable
$\mathbf{T}$	Blockmatrix bestehend aus $\mathbf{B}$
$T(f, t)$	zeitvariante Übertragungsfunktion
$T_B$	Bitdauer
$T_C$	Chipdauer
$T_k$	Korrelationsdauer
$T_S$	Symboldauer

$v$	Geschwindigkeit
$v_S$	Geschwindigkeit des Störteilnehmers
$W$	Bandbreite
$W_k$	Kohärenzbandbreite
$x(t)$	Eingangssignal
$y(t)$	Ausgangssignal
<b>Z</b>	zirkulare Matrix
$z(\tau, f_D)$	dopplervariante Impulsantwort
$\alpha$	Winkel
$\beta_c$	Gewichtungsfaktor für DPCCH
$\beta_d$	Gewichtungsfaktor für DPDCH
$\mu$	allgemeiner Index
$\nu$	allgemeiner Index
$\varphi_{TT}(\Delta f, \Delta t)$	Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion
$\Phi_{ff}(f_D)(f_D)$	Dopplerleistungsdichtespektrum
$\Phi_{hh}(\tau, \Delta t)$	Verzögerungs-Kreuzleistungsdichtespektrum
$\Phi_{HH}(\Delta f, f_D)$	Doppler-Kreuzleistungsdichtespektrum
$\Phi_{\tau\tau}(\tau)$	Verzögerungsleistungsdichtespektrum
$\Phi_{xx}(f)$	Leistungsdichtespektrum des Signals $x(t)$
$\Phi_{zz}(\tau, f_D)$	Streuungsfunktion
$\rho_{ij}$	Kreuzkorrelationskoeffizient
$\tau$	Zeitdifferenz

# Literaturverzeichnis

- [1] 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT (3GPP), TECHNICAL SPECIFICATION GROUP RADIO ACCESS NETWORK: *Physical Layer Aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access, Release 2000, V0.6.0, TR25.848*, Mai 2000.
- [2] 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT (3GPP), TECHNICAL SPECIFICATION GROUP RADIO ACCESS NETWORK: *Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (FDD), Release 4, V4.3.0, TS 25.211*, Dez. 2001.
- [3] 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT (3GPP), TECHNICAL SPECIFICATION GROUP RADIO ACCESS NETWORK: *Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (TDD), Release 4, V4.0.0, TS 25.221*, März 2001.
- [4] 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT (3GPP), TECHNICAL SPECIFICATION GROUP RADIO ACCESS NETWORK: *Spreading and Modulation (FDD), Release 4, V4.2.0, TS 25.213*, Dez. 2001.
- [5] 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT, TECHNICAL SPECIFICATION GROUP RADIO ACCESS NETWORK: *Spreading and Modulation (TDD), Release 4, V4.0.0, TS 25.223*, März 2001.
- [6] P. Bello: *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 11, Nr. 4, S. 360–393, Dez. 1963.
- [7] N. Benvenuto und G. Sostrato: *Joint Detection with Low Computational Complexity for Hybrid TD-CDMA Systems*. In: *IEEE 50th Vehicular Technology Conference Fall 1999*, S. 618–622, Amsterdam, Niederlande, Sep. 1999.

- [8] H. Brehm, H. Stammmler und W. Werner: *Design of a High Flexible Digital Simulator for Narrowband Fading Channels*. In: *Third European Signal Processing Conference EUSIPCO-86*, Bd. 2, S. 1113–1116, Den Haag, Niederlande, Sep. 1986.
- [9] E. Dinan und B. Jabbari: *Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks*. *IEEE Communications Magazine*, Bd. 36, Nr. 9, S. 48–54, Sep. 1998.
- [10] ETSI: *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA); Concept evaluation (UMTS 30.06; TR 101 146)*, Version 3.0.0, Dez. 1997.
- [11] G. Forney: *The Viterbi Algorithm*. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 61, Nr. 3, S. 268–278, März 1973.
- [12] S. Golomb: *Shift Register Sequences*. Holden-Day, San Francisco (CA), 1967.
- [13] G. H. Golub und C. F. v. Loan: *Matrix Computations*. The Johns Hopkins University Press, Baltimore/London, 3. Aufl., 1996.
- [14] R. Häb: *Kohärenter Empfang bei Datenübertragung über nichtfrequenzselektive Schwundkanäle*. Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1988.
- [15] H. Holma und A. Toskala (Hrsg.): *WCDMA for UMTS*. John Wiley & Sons, Chichester, 2000.
- [16] W. Jakes Jr.: *Microwave Mobile Communications*. John Wiley & Sons, New York, 1974.
- [17] R. Jaswant: *An Efficient Algorithm for a Large Toeplitz Set of Linear Equations*. *Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Bd. 27, Nr. 6, S. 612 – 615, Dez. 1979.

- [18] F. Jondral: *Nachrichtensysteme*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2001.
- [19] F. Jondral, R. Machauer und A. Wiesler: *Software Radio*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2002.
- [20] F. Jondral und A. Wiesler: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse*. B.G. Teubner, Stuttgart/Leipzig/Wiesbaden, 2. Aufl., 2002.
- [21] K. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. B.G. Teubner, Stuttgart, 2. Aufl., 1996.
- [22] K. Kammeyer und K. Kroschel: *Digitale Signalverarbeitung*. B.G. Teubner, Stuttgart, 4. Aufl., 1998.
- [23] S. Kay: *Fundamentals of Statistical Signal Processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs (NJ), 1993.
- [24] A. Klein, K. Kaleh und P. Baier: *Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division Multiple-Access Channels*. IEEE Trans. on Vehicular Technology, Bd. 45, Nr. 2, S. 276 – 287, Mai 1996.
- [25] D. G. Luenberger: *Optimization by Vector Space Methods*. John Wiley & Sons, New York, 1969.
- [26] H. Lüke: *Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme*. Springer, Heidelberg, 6. Aufl., 1995.
- [27] R. Machauer, M. Iurascu und F. Jondral: *FFT-Speed Multiuser Detection for High Rate Data Mode in UTRA-FDD*. In: *IEEE 54th Vehicular Technology Conference Fall 2001*, S. 502–505, Atlantic City (NJ), Okt. 2001.
- [28] R. Machauer und F. Jondral: *FFT-Speed and Windowed Multiuser Detector for UTRA-FDD High Rate Data Mode*. In: *Proceedings of the International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications ISSSTA*, S. 712–716, Prag, Sep. 2002.

- [29] R. Machauer, B. Schipper und F. Jondral: *RAKE Empfänger für UMTS*. Frequenz, Bd. 54, Nr. 11 - 12, S. 277 – 283, 2000.
- [30] R. Machauer, A. Wiesler und F. Jondral: *Comparison of UTRA-FDD and cdma2000 with Intra- and Intercell Interference*. In: *Proceedings of the 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications ISSSTA*, Bd. 2, S. 652–656, Parsippany (NJ), Sep. 2000.
- [31] S. Moshavi: *Multi-User Detection for DS-CDMA Communications*. IEEE Communications Magazine, S. 124–136, Okt. 1996.
- [32] M. Naßhahn: *Realitätsnahe Modellierung und Simulation nachrichtentechnischer Systeme, gezeigt am Beispiel eines CDMA-Mobilfunksystems*. Dissertation, Fachbereich Elektrotechnik der Universität Kaiserslautern, 1995.
- [33] A. Oppenheim und R. Schaffer: *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. R. Oldenbourg Verlag, München/Wien, 2. Aufl., 1995.
- [34] M. Pätzold: *Mobilfunkkanäle*. Vieweg, Braunschweig/Wiesbaden, 1999.
- [35] R. Peterson, E. Rodger und E. David: *Introduction to Spread-Spectrum Communications*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs (NJ), 1995.
- [36] J. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 4. Aufl., 2001.
- [37] M. Y. Rhee: *CDMA cellular mobile communications and network security*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs (NJ), 1998.
- [38] D. V. Sarwate: *Bounds on Crosscorrelation and Autocorrelation of Sequences*. Trans. on Information Theory, Bd. 25, Nr. 6, S. 720–724, Nov. 1979.
- [39] D. V. Sarwate und M. B. Pursley: *Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences*. Proceedings of the IEEE, Bd. 68, Nr. 5, S. 593–619, Mai 1980.

- [40] B. Sklar: *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, Upper Saddle River (NJ), 2. Aufl., 2001.
- [41] B. Steiner: *Ein Beitrag zur Mobilfunk-Kanalschätzung unter besonderer Berücksichtigung synchroner CDMA-Mobilfunksysteme mit Joint Detection*, Bd. 10 d. Reihe *Fortschr.-Berichte*. VDI-Verlag, Düsseldorf, 1995.
- [42] J. Stoer: *Einführung in die Numerische Mathematik I*. Springer-Verlag, Berlin, 2. Aufl., 1976.
- [43] S. Verdu: *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, Cambridge (UK), 1998.
- [44] S. Verdu: *Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels*. *Trans. on Information Theory*, Bd. 32, S. 85 – 96, Jan. 86.
- [45] S. Verdu und S. Shamai: *Spectral Efficiency of CDMA with Random Spreading*. *Trans. on Information Theory*, Bd. 45, Nr. 2, S. 622–640, März 1999.
- [46] A. J. Viterbi: *CDMA*. Addison-Wesley, Reading (Ma), 1995.
- [47] M. Vollmer, J. Götze und M. Haardt: *Joint detection in mobile radio systems using FFT*. In: *Proc. International Conference on Telecommunications (ICT)*, Cheju, Korea, 1999.
- [48] M. Vollmer, M. Haardt und J. Götze: *Comparative Study of Joint-Detection Techniques for TD-CDMA Based Mobile Radio Systems*. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, Bd. 19, Nr. 8, S. 1461 – 1475, Aug. 2001.
- [49] A. D. Whalen: *Detection of Signals in Noise*. Academic Press, New York, 1971.
- [50] R. Zurmühl und S. Falk: *Matrizen 2*. Springer-Verlag, Berlin, 5. Aufl., 1986.

# Diplomarbeiten

- Stephan Schick: *Aufbau einer WBCDMA Simulationsstrecke*
- Thomas Braun: *Entwicklung einer WB-TDMA Simulationsstrecke für UMTS*
- Siegfried Bär: *Untersuchungen zur Leistungsregelung in Mobilfunksystemen der dritten Generation*
- Thomas Witzel: *Implementierung von Synchronisationsverfahren in Mobilfunksystemen der dritten Generation (UMTS)*
- Paul Renardy: *Untersuchungen zum Industriekonzept Bluetooth*
- Pascal Wolff: *Multiuser Detektion im Mobilfunksystem UMTS*
- Boris Schipper: *Varianten des RAKE-Empfängers, Studienarbeit*
- Michael Kaltenbach: *Multiuser Detektion mit Fast Fourier Transformation*
- Marcus Büche: *Lineare adaptive DS-CDMA Empfänger in Mehrwegekanälen*
- Damir Vujnovic: *Multiuser Detektion in Mehrwegekanälen*
- Jörg Bischoff: *Adaptiver LMMSE-RAKE zur Multiuser Detektion in Mehrwege-Kanälen*
- Outmane Mahamat: *Iterative Interference Cancellation in CDMA Systems*
- Matei Iurascu: *Lineare approximative Verfahren zur Multiuser Detektion in UMTS-FDD*
- Dominik Karas: *Einbindung von UMTS in ein „Adaptives Terminal“*

# Index

## A

Autokorrelationsfunktion, 15

## B

Block Fourier Algorithmus, 102

Bursttypen, 44

## C

channelisation Code, 46

Cholesky-Zerlegung, 89

## D

Dedicated Physical Control Channel, 48

Dedicated Physical Data Channel, 48

Direct Sequence Spread Spectrum, 2

Dopplerfrequenz, 24

Dopplerleistungsdichtespektrum, 29, 36

Dopplerverbreiterung, 29

## F

Filter-RAKE, 67

Finger-RAKE, 67

FLOPs, 69

## G

Gold-Folgen, 19

## I

Impulsantwort

dopplervariante, 26

IMT-DS, 39

IMT-TC, 39

## K

Kanalimpulsantwort

zeitvariante, 25

Kohärenzbandbreite, 29

Korrelationsdauer, 30

Korrelationskoeffizient, 11

Korrelationsmatrix, 16

Kreuzkorrelationsfunktion, 15

Kronecker-Produkt, 104

## L

Long Scrambling Codes, 59

## M

m-Sequenzen, 18

MAP-Folgeschätzer, 82

Matrix

Fourier-, 102

Block-, 104

block-zirkulare, 104

Toeplitz, 16

zirkulare, 102

Mehrwegeverbreiterung, 28

ML-Folgeschätzer, 82

Multicode Detektor

Burst ZF-/MMSE Detektor, 87

Detektor mit Detektionsfenster,  
91  
Multicode Modus, 55  
Multiuser Detektor  
MMSE, 85  
Zero-Forcing, 83

## **N**

Non Return to Zero, 9

## **O**

OVSF-Codes, 19

## **P**

Pseudo-Noise, 17

## **R**

RAKE, 65  
RAKE Empfänger, 66  
Random Access Channel, 44

## **S**

Short Scrambling Codes, 56  
Signatur, 9  
Spreizmatrix, 13  
Spreizsequenz, 9  
-Matrix, 12  
Spreizsignal, 9

## **T**

Transversalstruktur, 32

## **U**

Übertragungsfunktion, 24  
dopplervariante, 26  
zeitvariante, 25

UMTS, 40  
UTRA-FDD, 40  
UTRA-TDD, 40

## **V**

Verzögerungsleistungsdichtespektrum,  
28

## **W**

wide-sense stationary uncorrelated  
scattering, 26

# Lebenslauf

## Persönliche Daten

Name	Ralf Machauer
Geburtsdatum	7.10.71
Geburtsort	Karlsruhe
Staatsangehörigkeit	deutsch

## Schulbildung

1978-1982	Grundschule in Untergrombach
1982-1988	Altsprachliches Gymnasium in Bruchsal
1988-1991	Technisches Gymnasium in Bruchsal

## Grundwehrdienst

1991-1992	Fernmelder in Philippsburg in Baden Württemberg
-----------	---

## Studium und Berufsweg

1992-1998	Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe
seit 1998	wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe. Mitarbeit in Forschung und Lehre. Forschungsthemen: Software Radio, Funkverträglichkeit von Mobilfunksystemen