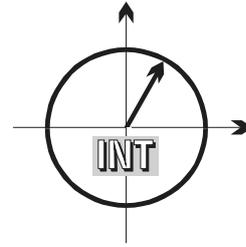


■ *Forschungsberichte aus dem  
Institut für Nachrichtentechnik  
der Universität Karlsruhe (TH)*



Volker Blaschke

# ■ **Multiband Cognitive Radio-Systeme**

■ Band 20

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik  
Universität Karlsruhe (TH), 2008

Druck: E&B printware, Käpplestr. 10  
76131 Karlsruhe, Tel. 0721/962 26

ISSN: 1433-3821

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

---

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

- Band 1      Marcel Kohl  
**Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertra-  
gungstrecken im 20/30 GHz Bereich**
- Band 2      Christoph Delfs  
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische Verfah-  
ren sowie vergleichende Untersuchungen zur Klassifikation von  
Klaviertönen**
- Band 3      Gunnar Wetzker  
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-  
Spectrum Signalen**
- Band 4      Anne Wiesler  
**Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme**
- Band 5      Karl Lütjen  
**Systeme und Verfahren für strukturelle Musteranalysen mit Pro-  
duktionsnetzen**
- Band 6      Ralf Machauer  
**Multicode-Detektion im UMTS**
- Band 7      Gunther M. A. Sessler  
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detek-  
tor mit niedriger Komplexität**
- Band 8      Henrik Schober  
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmerge-  
schwindigkeiten**

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

---

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

- Band 9      Arnd-Ragnar Rhiemeier  
**Modulares Software Defined Radio**
- Band 10     Mustafa Mengüç Öner  
**Air Interface Identification for Software Radio Systems**
- Band 11     Fatih Çapar  
**Dynamische Spektrumverwaltung und elektronische Echtzeit-  
vermarktung von Funkspektren in Hotspotnetzen**
- Band 12     Ihan Martoyo  
**Frequency Domain Equalization in CDMA Detection**
- Band 13     Timo Weiß  
**OFDM-basiertes Spectrum Pooling**
- Band 14     Wojciech Kuropatwiński-Kaiser  
**Messung von MIMO-Kapazitäten mit einem auf GSM-  
Komponenten basierenden Demonstrator**
- Band 15     Piotr Rykaczewski  
**Kompensierung hochfrequenzbedingter I/Q-Fehler in Software  
Defined Radio**
- Band 16     Michael Eisenacher  
**Kompensierung der stochastischen Eigenschaften von Ultra-  
Wideband-Signalen**

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

---

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

- Band 17      Clemens Klöck  
**Auction-based Medium Access Control**
- Band 18      Martin Henkel  
**Architektur eines DRM-Empfängers und Basisbandalgorithmen  
zur Frequenzakquisition und Kanalschätzung**
- Band 19      Stefan Edinger  
**Mehrträgerverfahren mit dynamisch-adaptiver Modulation zur  
unterbrechungsfreien Datenübertragung in Störfällen**



# Vorwort des Herausgebers

Dass Spektrum für den Mobilfunk eine knappe Ressource darstellt, ist seit langem bekannt. Nicht so bekannt ist, dass diese knappe Ressource bis heute nicht effizient genutzt wird. Die Ergebnisse von Messkampagnen der jüngeren Vergangenheit zeigen, dass die Effizienz der Spektrumsnutzung selbst in stark belegten Bändern und an Orten hoher Teilnehmerdichte nur zwischen 15 und 20 Prozent liegt. Der Grund dafür ist in erster Linie in der gegenseitigen Beeinflussung elektromagnetischer Wellen, der Interferenz, zu suchen. Mit den stark verbesserten Möglichkeiten der Mikroelektronik wird es möglich, Interferenzen besser zu unterdrücken oder, was noch wirkungsvoller ist, gar nicht erst entstehen zu lassen und damit die Effizienz der Spektrumsnutzung entscheidend zu erhöhen.

Ein Ansatz zur nachhaltigen Steigerung der Effizienz der Spektrumsnutzung besteht darin, lokal von lizenzierten Übertragungssystemen (Primärnutzer-Systeme) momentan nicht genutzte Frequenzen, während überschaubarer Zeiträume Sekundärnutzer- (oder Overlay-) Systemen zu überlassen. Dabei sind zwei wichtige Grundsätze zu beachten, die eine Zulassung von Sekundärnutzern durch die Primärnutzer überhaupt erst sinnvoll erscheinen lassen: Erstens ist eine Beeinträchtigung des Primärnutzer-Systems durch das Sekundärnutzer-System zu vermeiden, d.h. praktisch zu minimieren. Zweitens dürfen Änderungen am Primärnutzer-System nicht notwendig werden, d.h. alle Signalverarbeitungsalgorithmen, die die Koexistenz beider Systeme zur selben Zeit im selben Band gestatten, sind ausschließlich im Sekundärnutzer-System zu implementieren.

Funkgeräte, die dazu in der Lage sind, sich adaptiv an ihre Umwelt anzupassen, indem sie beobachten (Sensorik), bewerten (Lernkomponente), ihre Erfahrungen speichern (Datenbanken) und aus gespeichertem Wissen und aktueller Messung Aktionen ableiten, werden als Cognitive Radios bezeichnet. Cognitive Radios gelten als Funkgeräte, die in Sekundärnutzer-Systemen zum Einsatz kommen. Erste Anwendungen werden OFDM-basierte Sekundärnutzer-Systeme in Primärnutzer-Systemen finden, in denen der Ressourcenzugriff über Zeitmultiplex- bzw. über Frequenzmultiplexzugriff (TDMA bzw. FDMA) geregelt ist. Diese Anwendung erklärt auch den Begriff Multiband Cognitive Radio-System, der auf die Flexibilität

von OFDM-basierten Cognitive Radios bezüglich der Nutzung freier Ressourcen in der Zeit-Frequenz-Ebene innerhalb eines Primärnutzersystems hinweist.

Die Aufgabe der vorliegenden Dissertation besteht darin, Grundlagen für den Einsatz von Multiband Cognitive Radios in Sekundärnutzersystemen zu legen.

Die Arbeit von Herrn Blaschke liefert die folgenden eigenständigen Beiträge zum Fortschritt von Technik und Wissenschaft:

- Die Durchführung und die Analyse von Belegungsmessungen im VHF-Bereich und im Bereich von 1800 MHz
- Die Erstellung eines Modells für die Belegungsprognose aufgrund der Ergebnisse der durchgeführten Messungen unter Anwendung von Methoden der Zeitreihenanalyse
- Die Beschreibung eines Multiband Cognitive Radio-Systems auf der Basis von mobile WiMAX (insbesondere die Anpassung der physikalischen Schicht sowie die Signalisierung der spektralen Belegung innerhalb des Sekundärnutzer-Systems)

Karlsruhe, im Oktober 2008

Friedrich Jondral

# Multiband Cognitive Radio-Systeme

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Karlsruhe (TH)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Volker Blaschke

geboren in

Dresden

Tag der mündlichen Prüfung:

21.10.2008

Hauptreferent:

Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Jung



# Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH). Mein besonderer Dank gilt dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral für sein Vertrauen in meine Fähigkeiten in Forschung und Lehre, sowie seine wertvolle fachliche Unterstützung. Während der sehr guten Zusammenarbeit gab er mir viel von seiner Erfahrung mit auf den Weg. Für seine Bereitschaft, das Hauptreferat zu übernehmen, danke ich ihm ebenfalls.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Jung, Leiter des Instituts für Kommunikationstechnik, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität Duisburg-Essen, danke ich für sein Interesse an meiner Arbeit und für die Übernahme des Korreferats.

Allen Mitarbeitern des Instituts für Nachrichtentechnik möchte ich für das angenehme Arbeitsklima und den offenen und unkomplizierten Umgang danken. Ganz besonders danke ich den Herren Dr.-Ing. Holger Jäkel, Dr.-Ing. Clemens Klöck und Dipl.-Ing. (BA) Tobias Renk für die vielen konstruktiven Diskussionen, zahlreichen wertvollen Ratschläge und Anregungen. Darüber hinaus danke ich allen Diplomanden, Studienarbeitern und wissenschaftlichen Hilfskräften, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Dabei möchte ich die Herren Johannes Fink, Michael Mühlhaus und Jan Weiß für ihre hervorragende Arbeit besonders erwähnen.

Mein weiterer Dank gilt unserer Graphikerin Angelika Olbrich für die sehr angenehme Zusammenarbeit und gestalterische Unterstützung bei der Erstellung von Präsentationen und Abbildungen. Darüber hinaus danke ich unseren Sekretärinnen Gabriele Kuntermann und Beate Mast für ihre Unterstützung bei allen organisatorischen Fragen. Für die sehr gewissenhafte Durchsicht meiner Arbeit danke ich Frau Dr.-Ing. Anne von Vietinghoff.

Schließlich möchte ich mich bei meinen Eltern für ihre anhaltende Unterstützung während meiner Studien- und Promotionszeit bedanken. Ein besonderer Dank gilt meiner Partnerin Elise Niehoff für ihre Geduld und ihr liebevolles Verständnis während der Entstehung dieser Arbeit.



# Zusammenfassung

Der anhaltend hohe Bedarf an Funkressourcen und die zunehmende Überlastung der lizenzfreien Frequenzbänder hat die Diskussion um eine effizientere Auslastung des Funkspektrums in den letzten Jahren vorangetrieben. Unterstützt wird diese Debatte durch die Tatsache, dass große Bereiche des Funkspektrums für den exklusiven Zugriff lizenzierter Nutzer reserviert sind. Die Auslastung dieser Frequenzbereiche ist jedoch sehr gering. Dem gegenüber sind die lizenzfreien Frequenzbänder insbesondere in Ballungszentren oft überlastet.

Einen vielversprechenden Ansatz zur Minderung dieser künstlichen Frequenzverknappung bieten Overlay-Systeme. Durch Koexistenz eines Mietnutzersystems im Frequenzbereich eines etablierten Lizenznutzersystems kann die Auslastung der Funkressourcen gesteigert werden. Alle durch das Lizenznutzersystem nicht allokierten Funkressourcen können vom Mietnutzersystem genutzt werden. Das Lizenznutzersystem hat beim Kanalzugriff aber weiterhin Vorrang.

Darüber hinaus wurden unter der Bezeichnung *Cognitive Radio* zukünftige mobile Funkterminals vorgestellt, die sich durch eine gesteigerte Flexibilität hinsichtlich des Kanalzugriffs und durch die Möglichkeit der Anpassung der Übertragung an Umgebungsparameter, wie beispielsweise verfügbare Funkstandards, Kanalgröße, Dienstgüte oder Verkehrslast auszeichnet. Daher sind Cognitive Radios besonders für den Einsatz in Overlay-Systemen geeignet.

Aufbauend auf diesen Überlegungen wurde vom amerikanischen *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE) ein System zur sekundären Frequenznutzung im Bereich der analogen TV- und Rundfunkdienste spezifiziert und unter der Bezeichnung IEEE 802.22 veröffentlicht. Um die Auslastung des in diesem System zulässigen Frequenzbereichs überwachen zu können, wäre eine Detektion der Lizenznutzeraktivitäten über eine Bandbreite von mehr als 800 MHz notwendig. Eine fortlaufende spektrale Analyse dieser Bandbreite in einem mobilen Terminal durchzuführen, stellt aufgrund der begrenzten Ressourcen eines mobilen Funkgeräts eine große Herausforderung dar.

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Ansatz vorgestellt, der mittels gezielter Beobachtung ausgewählter Teilbänder den Detektionsaufwand in einem Cognitive Radio deutlich reduziert. Für die Auswahl der Teilbänder wird deren Eignung hinsichtlich Overlay-Nutzung bewertet. Anhand von Messdaten der spektralen Belegung des

Mobilfunksystems GSM im Bereich von 1800 MHz und eines analogen Bündelfunksystems im UKW-Bereich werden Bewertungsgrößen zur Charakterisierung der Lizenznutzeraktivitäten untersucht. Im Unterschied zu bisherigen Arbeiten werden durch die Auswertung von Messdaten nicht nur nutzerabhängige sondern auch systemspezifische Kanalzugriffe zum Austausch von Kontrolldaten berücksichtigt.

Aufbauend auf den Ergebnissen der Messdatenauswertung wird ein ARMA-Modell entwickelt, das die Prognose der spektralen Belegung einzelner Teilbänder ermöglicht. Ist eine positive Entwicklung der spektralen Auslastung in einem Teilband vorhersehbar, ist eine intensive Beobachtung sinnvoll. Zeichnen sich jedoch sehr starke Lizenznutzeraktivitäten ab, kann dieses Teilband vorübergehend vernachlässigt werden. Für die Modellentwicklung werden die Methoden der Zeitreihenanalyse eingehend beschrieben. Es werden mehrere Modellansätze gegenübergestellt und deren Eignung für die ermittelte spektrale Auslastung bewertet.

Basierend auf den Ergebnissen der Messdatenauswertung und der Beschreibung mittels ARMA-Modellen wird ein Signalisierungsprotokoll für ein Multiband Cognitive Radio-System vorgeschlagen. Dies wird am Beispiel eines adaptierten WiMAX (aWiMAX), das als Overlay-System im Frequenzbereich des Lizenznutzersystems GSM1800 arbeitet, verdeutlicht. Es werden die besonderen Herausforderungen der simultanen Lizenznutzerdetektion in mehreren Teilbändern diskutiert. Außerdem werden die Anpassungen der physikalischen Schicht von WiMAX und die Ergänzungen des Rahmenformats zur Signalisierung der Detektionsergebnisse aus den beobachteten Teilbändern erläutert. Bei der Anpassung des Rahmenformats wird insbesondere der Einfluss der Burststruktur des GSM-Kanalzugriffs auf die eingesetzte Lizenznutzerdetektion diskutiert und angepasste Detektionsstrategien vorgeschlagen. Abschließend wird der Einfluss der Lizenznutzerbelegung auf die Systemkapazität im vorgeschlagenen aWiMAX-System betrachtet.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Ziel und Aufbau der Arbeit . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Overlay-Systeme und Cognitive Radio</b>	<b>5</b>
2.1	Overlay-Systeme . . . . .	6
2.1.1	Grundprinzip von Overlay-Systemen . . . . .	6
2.1.2	Sendesignalanpassung mittels OFDM . . . . .	8
2.1.3	OFDM in Overlay-Systemen . . . . .	11
2.1.4	Bestimmung der Frequenzbelegung . . . . .	12
2.1.5	Detektion des lizenzierten Nutzers . . . . .	13
2.1.6	Quality of Service (QoS)- Aspekte . . . . .	14
2.1.7	Praktische Anwendung von Overlay-Systemen . . . . .	14
2.2	Cognitive Radio . . . . .	15
2.2.1	Mitolas Cognition Cycle . . . . .	15
2.2.2	Begriffsdefinition <i>Cognitive Radio</i> . . . . .	18
2.2.3	Struktur eines Cognitive Radios . . . . .	20
2.3	Multiband Cognitive Radio-Empfänger . . . . .	23
<b>3</b>	<b>Belegungsmessungen</b>	<b>25</b>
3.1	Messaufbau . . . . .	25
3.1.1	Spektrumanalysator . . . . .	26
3.1.2	Messdatenverarbeitung . . . . .	29
3.2	Szenarien . . . . .	29
3.2.1	Szenario A: GSM . . . . .	30
3.2.2	Szenario B: UKW-Band . . . . .	31
3.2.3	Messstandort . . . . .	32

3.3	Messergebnisse . . . . .	32
3.3.1	Spektrogramm . . . . .	32
3.3.2	Leistungsverteilung . . . . .	36
3.3.3	Relative Auslastung . . . . .	43
3.4	Statistische Auswertung . . . . .	47
3.4.1	Definition der Zeiträume . . . . .	48
3.4.2	Gemessene Belegungszeiten . . . . .	50
3.4.3	Run-Zwischenrun-Kombinationen . . . . .	54
3.5	Fazit . . . . .	56
<b>4</b>	<b>Zeitreihenanalyse</b>	<b>59</b>
4.1	Einführung . . . . .	60
4.1.1	Allgemeine Grundlagen . . . . .	60
4.1.2	Systemmodelle . . . . .	64
4.1.3	Parameterschätzung . . . . .	68
4.2	Modellbestimmung . . . . .	71
4.2.1	Voraussetzungen . . . . .	72
4.2.2	Systemordnung . . . . .	73
4.2.3	Parameterschätzung . . . . .	77
4.2.4	Gütemaß . . . . .	78
4.2.5	Modellbewertung . . . . .	83
4.2.6	Multiples Modell . . . . .	89
4.2.7	Alternative Modelle . . . . .	93
4.3	Prognose . . . . .	96
4.3.1	Ansatz . . . . .	96
4.3.2	Anwendung . . . . .	102
<b>5</b>	<b>Multiband Cognitive Radio-System</b>	<b>106</b>
5.1	Systemansatz . . . . .	107

5.2	Anpassung der physikalischen Schicht . . . . .	109
5.2.1	Lizenznutzersystem: GSM1800 . . . . .	109
5.2.2	Mietnutzersystem: aWiMAX . . . . .	110
5.3	Signalisierung der spektralen Belegung . . . . .	116
5.3.1	Singleband Cognitive Radio . . . . .	116
5.3.2	Multiband Cognitive Radio . . . . .	120
5.3.3	Rahmenaufbau in Multiband Cognitive Radio-Systemen .	123
5.3.4	Steuerung der Nachbarteilband-Beobachtungen . . . . .	126
5.4	Übertragungskapazität im Mietnutzersystem . . . . .	129
5.4.1	Generische Lizenznutzerbelegung . . . . .	132
5.4.2	Reale Lizenznutzerbelegung . . . . .	138
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>141</b>
	<b>Abkürzungen, Notation und Formelzeichen</b>	<b>145</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>151</b>
	<b>Studentische Arbeiten</b>	<b>155</b>
	<b>Index</b>	<b>156</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>159</b>



# 1 Einleitung

Der Ausbau drahtloser Kommunikationssysteme wurde in den letzten Jahren weiter stark vorangetrieben. Der Wunsch nach einer flächendeckenden Verfügbarkeit hochratiger Datendienste ist dabei eine treibende Kraft. Die Ressource „Frequenz“ kann jedoch nicht beliebig erweitert werden. Der für die Funkkommunikation interessante Frequenzbereich zwischen wenigen kHz und einigen GHz bietet in der derzeitigen Regulierung wenig Möglichkeiten, neue bandbreitenintensive Dienste zu installieren. Diese künstliche Verknappung der Übertragungsressourcen ist nicht zuletzt der Grund für den hohen wirtschaftlichen Wert, der dem Funkspektrum beimessen wird.

Bei eingehender Analyse dieser Situation kann festgestellt werden, dass die derzeit starre Zuweisung von Frequenzbändern zu einzelnen Diensten oder Nutzergruppen zu einer sehr geringen Auslastung großer Frequenzbereiche führt. Bei der bisherigen Lizenzvergabe wurde in der Regel ein exklusives Nutzungsrecht für das lizenzierte System innerhalb eines Frequenzbandes vereinbart. Erst mit zunehmender Überlastung der lizenzfreien Frequenzbereiche in Ballungszentren stieg das Interesse an einer effizienteren Ausnutzung des gesamten Funkspektrums. Eine gleichmäßig Auslastung großer Teile des Funkspektrums unter Beibehaltung exklusiver Nutzungsrechte ist jedoch nicht zu erwarten. Um die Auslastung effizienter zu gestalten, sind somit neue, bedarfsorientierte Strategien bei der Frequenzvergabe und -nutzung notwendig.

Erste Lösungsansätze für eine flexible Nutzung des Spektrums sind unter den Begriffen *Dynamic Spectrum Allocation* [29, 30, 48] und Koexistenz mittels Overlay-Systemen [36, 52, 57] in der Literatur beschrieben. Hinsichtlich der Steigerung der spektralen Auslastung eröffnet die Koexistenz von Systemen interessante Möglichkeiten. Durch die gezielte Anpassung eines Mietnutzersystems an die Systemparameter eines Lizenznutzersystems können diese Kommunikationssysteme gleichzeitig im selben Frequenzband betrieben werden. Die Allokierung der Funkressourcen erfolgt durch beide Systeme, wobei das Lizenznutzersystem weiterhin das primäre Nutzungsrecht hat. Dem Mietnutzersystem stehen nur die verbleibenden Ressourcen zur Verfügung. Dies ermöglicht zum Einen die Steigerung der Auslastung in diesem Frequenzbereich. Zum Anderen tritt der Nachteil auf, dass die Dienstgüte innerhalb des Mietnutzersystem zusätzlich zu den Kanaleinflüssen auch durch

die Auslastung des Lizenznutzersystems beeinträchtigt wird. Zusätzlich muss das Mietnutzersystem sicher stellen, dass keine unzulässigen Interferenzen im Lizenznutzersystem verursacht werden. Daraus leiten sich erhöhte Anforderungen an die Flexibilität der Mietnutzerterminals ab. Sowohl die Detektion der Kanalzugriffe von Lizenznutzern wie auch die Anpassung des Sendesignals an die ermittelte Belegung der Frequenzen muss durch das Mietnutzersystem bereit gestellt werden.

Trotz dieser großen Herausforderungen wird der Einsatz von Overlay-Systemen unter anderem durch die Standardisierungsaktivitäten des amerikanischen *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE) vorangetrieben. Der Standard IEEE 802.22 beschreibt die sekundäre Nutzung von TV- und Rundfunkbändern im Bereich zwischen 41 MHz und 910 MHz [12, 20]. Die dabei eingesetzten Funkterminals werden als Cognitive Radios bezeichnet und zeichnen sich durch eine flexible Hardwareplattform und kognitive Eigenschaften aus. Durch die Fähigkeiten, das spektrale und räumliche Umfeld eines mobilen Terminals und die Güteanforderungen an die aktuelle Datenübertragung erfassen und auswerten zu können, sollen diese Funkgeräte eine bedarfsorientierte Allokierung der Funkressourcen innerhalb eines Frequenzbandes ermöglichen.

Für eine effiziente Ausnutzung des gesamten Funkspektrums ist neben der adaptiven Nutzung einzelner Frequenzbänder auch eine adaptive Auswahl des zu nutzenden Frequenzbandes sinnvoll. Dies führt auf den Ansatz der Multiband Cognitive Radio-Systeme. Ausgehend von den Eigenschaften eines Overlay-Systems wird zusätzlich die aktuelle Auslastung der Funkressourcen in mehreren Frequenzbändern berücksichtigt. Dadurch können gering ausgelastete Frequenzbänder bevorzugt genutzt werden, während stark ausgelastete Frequenzbereiche vorübergehend vernachlässigt werden. Dies ermöglicht eine gleichmäßigere Ausnutzung des Spektrums. Darüber hinaus kann vor einem Wechsel des Frequenzbandes aufgrund hoher Lizenznutzeraktivität ein geeignetes Frequenzband ausgewählt werden.

## 1.1 Ziel und Aufbau der Arbeit

Der Ansatz der Multiband Cognitive Radio-Systeme führt auf eine ganze Reihe interessanter Fragestellungen. Ziel dieser Arbeit ist die Beschreibung eines effizienten Verfahrens zur simultanen Beobachtung mehrerer Frequenzbänder. Da in einem mobilen Terminal nur begrenzte Kapazitäten zur Datenerfassung und -auswertung

verfügbar sind, steht die gezielte Auswahl der zu beobachtenden Frequenzbänder in Vordergrund der Untersuchungen. Dazu gliedert sich die Arbeit wie folgt.

Für das Verständnis der weiteren Betrachtungen sind Kenntnisse über OFDM-basierte Overlay-Systeme notwendig. Deren Grundprinzip sowie die Anforderungen hinsichtlich Lizenznutzerdetektion und Anpassung des Sendesignals sind in Kapitel 2 beschrieben. Darüber hinaus wird in diesem Kapitel eine Einführung in die Gruppe der Cognitive Radios und deren prinzipiellen Aufbau gegeben.

Die Charakterisierung der Auslastung eines Frequenzbandes wird in Kapitel 3 beschrieben. Um eine gezielte Auswahl eines Frequenzbandes für die Nutzung durch ein Overlay-System durchführen zu können, sind geeignete Kriterien notwendig. Dazu werden verschiedene statistische Beschreibungsgrößen eingeführt. Anhand von Messdaten wird deren Aussagekraft hinsichtlich einer Charakterisierung der Lizenznutzeraktivitäten diskutiert und ihre Eignung für ein Multiband Cognitive Radio-System bewertet. Die verwendeten Messdaten beschreiben die Frequenzbelegung in zwei unterschiedlichen Kommunikationssystemen. Zum einen wird das Mobilfunksystem Global System for Mobile Communication (GSM) im Frequenzbereich um 1800 MHz als typisches und weltweit verbreitetes Beispiel eines Systems, das sowohl Zeit- als auch Frequenzmultiplex einsetzt, betrachtet. Diesem wird ein analoges Bündelfunksystem im Frequenzbereich Ultrakurzwelle mit einer eingeschränkten Anzahl an Nutzern gegenübergestellt. Für die weiteren Betrachtungen wird abschließend ein Kriterium ausgewählt, das eine schnelle und kompakte Beschreibung der Lizenznutzeraktivitäten in einzelnen Teilbändern ermöglicht.

Das in Kapitel 3 ausgewählte Kriterium wird anschließend bei der Optimierung der Lizenznutzerbeobachtung berücksichtigt. Um den Beobachtungsaufwand in den verfügbaren Frequenzbändern zu reduzieren, wird eine Prognose der Auslastung in den einzelnen Frequenzbändern vorgeschlagen. Dadurch kann die Beobachtung der Lizenznutzeraktivitäten in voraussichtlich geeigneten Frequenzbändern intensiver durchgeführt werden. Als ungeeignet identifizierte Teilbänder können vorübergehend vernachlässigt werden, was eine Reduktion des Detektionsaufwandes bedeutet. Dazu wird in Kapitel 4 der Ansatz der Zeitreihenanalyse vorgestellt. Die einzelnen Schritte zur Entwicklung eines ARMA-Modells, das zur Beschreibung der ermittelten Frequenzbelegungen eingesetzt wird, werden detailliert dargestellt. Zur Auswahl eines gültigen Systemmodells wird die Güte von vier unterschiedlichen Modellansätzen diskutiert und anhand der Messdaten verifiziert. Darauf auf-

bauend wird die Prognose zukünftiger Belegungswerte mittels ARMA-Modellen diskutiert.

Kapitel 5 setzt sich ausführlich mit der Erfassung und Signalisierung der Belegungsdaten innerhalb eines Multiband Cognitive Radio-Systems auseinander. Als Lizenznutzersystem wird das Mobilfunksystem GSM1800 angenommen und daran ein WiMAX-System für den Einsatz als Mietnutzersystem ausgerichtet. Dieses wird als adaptiertes WiMAX (aWiMAX) bezeichnet. Die notwendigen Anpassungen der physikalischen Schicht des aWiMAX-Systems werden ausführlich beschrieben. Zur Signalisierung der Lizenznutzeraktivitäten in den beobachteten Frequenzbändern wird das aus der Literatur bekannte Boosting-Protokoll für den Multibandeinsatz erweitert und die Rahmenstruktur des aWiMAX-Systems daraufhin ausgerichtet. Um die Zuverlässigkeit der Lizenznutzerdetektion zu steigern, wird eine verteilte Detektion innerhalb des Multiband Cognitive Radio-Systems eingesetzt. Diese wird an die Anforderungen bei der Detektion des burstartigen Kanalzugriffs in GSM angepasst. Darüber hinaus werden unterschiedliche Detektionsstrategien vorgestellt, die eine Adaption der zeitlichen Auflösung bei der Beobachtung benachbarter Frequenzbänder ermöglichen. Abschließend wird in diesem Kapitel der Einfluss der Lizenznutzeraktivitäten auf die verbleibende Kapazität im Mietnutzersystem untersucht.

Eine Zusammenfassung und ein Ausblick auf zukünftige Arbeiten in diesem Themengebiet schließen die Arbeit ab.

## 2 Overlay-Systeme und Cognitive Radio

Funkressourcen gelten zunehmend als sehr kostbares Gut. Der hohe, dem Funkpektrum beigemessene Wert wird vor allem durch die oft behauptete Knappheit der Funkressourcen bestimmt. Zusätzlich gibt die weltweit gültige Regulierung des Funkspektrums Grenzen und Richtlinien für die Nutzung vor. Gerade der Frequenzbereich zwischen etwa 10 MHz bis rund 6 GHz ist aufgrund der physikalischen Eigenschaften für die Funkkommunikation von großem Interesse. Etwa 30 Prozent dieses Frequenzbereichs sind derzeit für zivile Funkssysteme reserviert. Dies sind vor allem Rundfunk, Mobilfunk und WLAN-Systeme [8]. Bei der Betrachtung der Auslastung dieser Bereiche fällt auf, dass im Mittel weniger als 20 Prozent tatsächlich genutzt werden [4, 16, 45, 55]. Es zeigt sich aber auch, dass die Auslastung der Frequenzbereiche über Zeit, Frequenz und Ort stark variiert. Ein Grund dafür liegt in der unterschiedlichen Teilnehmerdichte, beispielsweise in zellularen Mobilfunksystemen, zwischen städtischen und ländlichen Regionen. Doch auch innerhalb stark besiedelter Gebiete sind Unterschiede zu erkennen. In diesem Fall spielen unter anderem funktionale Gegebenheiten der jeweiligen Orte, beispielsweise Bürogebäude oder Wohnviertel, für die Auslastung einzelner Frequenzbereiche eine Rolle. Dies legt den Ansatz einer bedarfsorientierten Allokierung der Frequenzen zur effizienteren Auslastung des Spektrums nahe.

Eine mögliche Lösung bestünde in einer vollständigen Neuordnung des Funkspektrums durch die Regulierungsbehörden. Gegen diese Lösung sprechen jedoch unter anderem der gewaltige technische, organisatorische und nicht zuletzt auch finanzielle Aufwand, der für die Verlagerung der vorhandenen Systeme in andere Frequenzbereiche notwendig ist. Weitere Ansätze zur flexiblen Nutzung von Funkressourcen werden unter dem Begriff *Dynamic Spectrum Allocation* zusammengefasst [29, 30, 48]. Hierbei werden die bestehenden Frequenzzuweisungen nicht verändert, sondern die Kapazitäten mehrerer Funkssysteme von einer zentralen Einheit verwaltet. Bei hoher Nachfrage nach einem Dienst werden ungenutzte Kapazitäten der beteiligten Systeme zur Bereitstellung dieses Dienstes genutzt. So könnten beispielsweise Daten sowohl mittels GSM als auch über DVB-T an den mobilen Nutzer übertragen werden. Die zentrale Koordination der verfügbaren und benö-

tigten Kapazitäten erfordert aber eine Kooperation zwischen allen angeschlossenen Netzen und Dienst Anbietern. Eine weitere Möglichkeit zur flexiblen Ressourcennutzung, bei der neben der Beibehaltung der bestehenden Frequenzzuordnung auch keine Kooperation zwischen den beteiligten Systemen angenommen wird, stellen Overlay-Systeme dar. Auf diese soll in Abschnitt 2.1 näher eingegangen werden. Die Forderung nach einer bedarfsgerechten Allokation der Frequenzen setzt aber die Fähigkeit voraus, sowohl den Bedarf der Nutzer als auch die tatsächliche Auslastung der Frequenzbereiche erfassen zu können. Die Gruppe der *Cognitive Radios* (CRs) stellt dafür Mechanismen zur Verfügung. Eine Einführung in diese Thematik wird in Abschnitt 2.2 gegeben. Abschließend werden die Herausforderungen beschrieben, die beim Einsatz von CRs in breitbandigen Overlay-Szenarien auftreten.

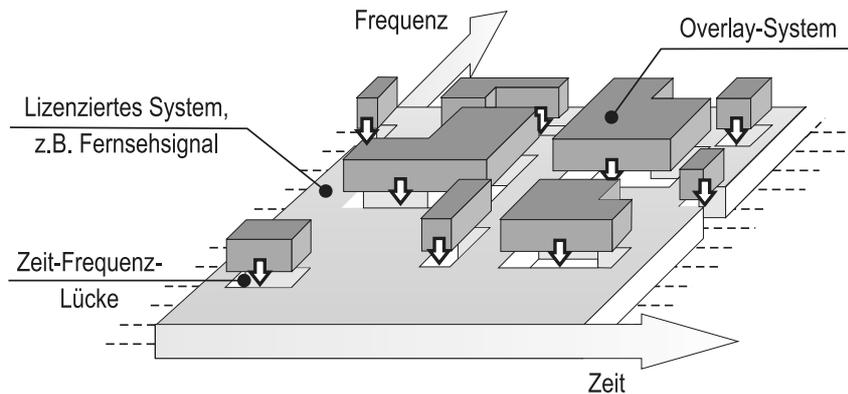
## 2.1 Overlay-Systeme

Ein Overlay-System ist ein drahtloses Netzwerk, das im Frequenzbereich eines etablierten Systems installiert wird, um nicht genutzte Funkressourcen zur Übertragung eigener Daten zu verwenden. Ermöglicht wird dies durch die Vermietung ungenutzter Funkressourcen durch das etablierte, sog. lizenzierte System, an das Overlay-System, welches im Folgenden Mietnutzersystem genannt wird. Im Allgemeinen wird davon ausgegangen, dass kein direkter Austausch von Kontrollinformationen zwischen beiden Systemen stattfindet, da dies einen Eingriff in das lizenzierte System notwendig macht. Das lizenzierte Funksystem darf durch die zusätzliche Nutzung des Funkkanals jedoch nicht gestört werden. Um solche Störungen zu verhindern, müssen geeignete Maßnahmen getroffen werden. Bereits Ende der 1990er Jahre wurden erste Ideen dazu in [36, 57] vorgestellt. In [52] wird ausführlich auf Overlay-Systeme und die damit verbundenen Anforderungen eingegangen.

### 2.1.1 Grundprinzip von Overlay-Systemen

Grundsätzlich kann der Mehrfachzugriff innerhalb eines Frequenzbandes durch Frequenz-, Zeit-, Code- oder Raummultiplex (FDMA, TDMA, CDMA, SDMA) erfolgen. Nutzt das lizenzierte System einen FDMA/TDMA-Kanalzugriff, so wird die Zeit-Frequenz-Ebene in kleine Einheiten unterteilt und den Teilnehmern jeweils exklusiv zur Nutzung zugewiesen. Alle nicht durch das lizenzierte System genutz-

ten Zeit-Frequenz-Einheiten können durch das Mietnutzersystem allokiert werden. Dabei muss der Mietnutzer sicherstellen, dass die Belegung einer einzelnen Einheit durch das lizenzierte System zuverlässig erkannt wird. Die Trennung zwischen lizenziertem Nutzer und Mietnutzer erfolgt durch Zeit-Frequenz-Gentrenntage. In Abbildung 2.1 ist eine mögliche Unterteilung der Zeit-Frequenz-Ebene dargestellt.



**Abbildung 2.1** Unterteilung der Zeit-Frequenz-Ebene

Im Unterschied zu FDMA/TDMA-Systemen greifen in einem CDMA-System alle Nutzer gleichzeitig auf den Kanal zu. Die Trennung der einzelnen Nutzer erfolgt durch orthogonale Codes [51]. Dies bedeutet, dass auch alle Mietnutzer Codes verwenden müssen, die orthogonal zu allen aktiven Codes des Lizenzsystems sind. Da im Allgemeinen kein Informationsaustausch zwischen den Systemen stattfindet, steht dem Mietnutzersystem die Information über alle aktuell eingesetzten Codes nicht direkt zur Verfügung. Es muss diese aus den verfügbaren Daten der Lizenznutzer berechnen, was insbesondere bei hoher Teilnehmerzahl einen zusätzlichen Aufwand bedeutet.

Neben diesen Herausforderungen ist in einem CDMA-System auch die vorhandenen Störleistung von großer Bedeutung. Durch jeden zusätzlichen Nutzer im System verringert sich das Verhältnis zwischen Nutzsignal und Störsignal. Auch bei optimal gewählten Spreizcodes ist dieser Effekt durch die auftretende Multiple Access Interference (MAI) nicht zu vermeiden [43]. Damit verursacht auch jeder Mietnutzer zwangsläufig einen Störeinfluss auf das lizenzierte System. Ein möglicher Lösungsansatz für ein CDMA-basiertes Overlay-System wird in [10] beschrieben. Durch die Zusammenfassung aller Störeinflüsse in der sogenannten Interferenztemperatur  $T_I$  kann die maximal zulässige Sendeleistung eines Mietnutzers bestimmt werden. Dabei gibt die maximal zulässige Interferenztemperatur

$T_{I,\max}$  die maximale Leistung aller Störungen innerhalb der betrachteten Bandbreite an, die auf das Lizenzsystem wirken dürfen. Solange  $T_I < T_{I,\max}$  gilt, kann der Mietnutzer den Kanal zur Übertragung nutzen. Bei dem in [10] beschriebenen Ansatz wird dazu auch die Signaldämpfung in Abhängigkeit von der Entfernung berücksichtigt. Somit ist es möglich, in einem lokal begrenzten Gebiet weiterhin als Mietnutzer aktiv zu sein, solange die Entfernung zum nächsten Lizenznutzer groß und folglich die Störeinflüsse klein genug sind. Praktisch bedeutet dies aber, dass dem Mietnutzer Informationen über die Interferenztemperatur am Empfänger oder zumindest über die Entfernung zur Verfügung stehen müssen.

In der weiteren Arbeit wird deshalb nur auf FDMA/TDMA-basierte Systeme eingegangen.

## 2.1.2 Sendesignalanpassung mittels OFDM

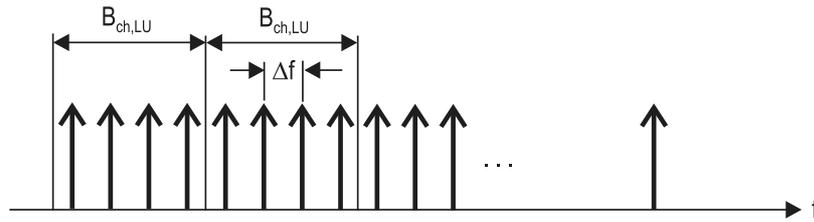
Wie in Abbildung 2.1 deutlich wird, muss der Kanalzugriff eines Overlay-Systems an die vorhandene Frequenzbelegung angepasst werden. Aufgrund der sich ändernden Frequenzallokierung der lizenzierten Nutzer muss das Mietnutzersystem in der Lage sein, einzelne Frequenzen aus der aktuellen Übertragung auszuschließen. Wie in [52] gezeigt, sind OFDM-basierte Übertragungsverfahren dafür besonders gut geeignet.

Eine optimale Anpassung der Kanalstruktur zwischen beiden Systemen ist erreicht, wenn der Unterträgerabstand des Overlay-Systems und das Kanalaraster des Lizenzsystems in ganzzahligem Verhältnis zueinander stehen. Darüber hinaus kann angenommen werden, dass der Unterträgerabstand  $\Delta f$  des Overlay-Systems kleiner ist als die Kanalbandbreite  $B_{\text{ch,LU}}$  des Lizenznutzersystems. Dadurch werden jeweils ganzzahlige Gruppen von Unterträgern innerhalb  $B_{\text{ch,LU}}$  angeordnet. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 2.2 verdeutlicht.

In einem OFDM-Symbol können bei Verwendung von  $L$  Unterträgern  $L$  Datensymbole übertragen werden. Das Sendesignal lautet dann

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{l=1}^L d(l) e^{j2\pi(f_C + l\Delta f)t} \right\}, \quad (2.1)$$

wobei  $d(l)$  das  $l$ -te Datensymbol und  $f_C$  die Trägerfrequenz des Systems ist. Jedes Datensymbol  $d(l)$  kann wiederum eine unterschiedliche Anzahl an Datenbits umfassen. Diese hängt vom eingesetzten Modulationsverfahren ab. In heutigen Systeme-



**Abbildung 2.2** Anordnung der Miet-system-Unterträger zum Kanalaraster des Lizenzsystems

men kommen sowohl Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) also auch höherstufige Quadrature Amplitude Modulation (QAM) zum Einsatz. Durch Anwendung des Abtasttheorems von Shannon kann Gleichung (2.1) in die diskrete Basisbanddarstellung umgeformt werden:

$$u(kT_S/L) = \sum_{l=1}^L d(l)e^{j2\pi klT_S \Delta f/L}, \quad (2.2)$$

wobei  $T_S$  die Dauer des abgetasteten Symbols beschreibt. Da alle Unterträger eines OFDM-Signals orthogonal zueinander sind, muss  $T_S \cdot \Delta f = 1$  gelten. Daraus folgt für Gleichung (2.2)

$$u(k) = \sum_{l=1}^L d(l)e^{j2\pi kl/L}. \quad (2.3)$$

Wie leicht zu erkennen ist, entspricht Gleichung (2.3) bis auf den Normierungsfaktor  $1/L$  der Inversen Diskreten Fourier Transformation (IDFT) [25]. Aus praktischen Gesichtspunkten wird jedoch anstelle der IDFT eine Inverse Fast Fourier Transformation (IFFT) eingesetzt, da deren Berechnung sehr viel effizienter durchgeführt werden kann. Die Länge der IFFT berechnet sich aus

$$L_{\text{IFFT}} = 2^{\lceil \log_2 L \rceil}, \quad (2.4)$$

wobei  $\lceil \cdot \rceil$  die nächstgrößere ganze Zahl angibt. Die  $L_{\text{IFFT}} - L$  unbesetzten Stellen am Eingang der IFFT werden mit Nullen aufgefüllt. In Abbildung 2.3 wird die Struktur eines OFDM-Modulators inklusive Digital-Analog-Wandlung und anschließender Mischung auf die Trägerfrequenz  $f_C$  dargestellt.

In einem OFDM-Demodulator wird zur Berechnung der ursprünglichen Datensymbole die FFT eingesetzt. Da die formale Beschreibung der FFT bis auf das Vorzei-

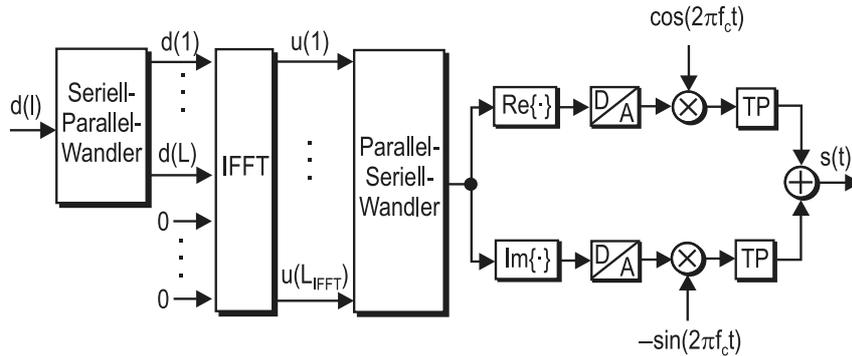


Abbildung 2.3 Struktur eines OFDM-Modulators

chen des Exponenten und den Vorfaktor mit der IFFT übereinstimmt, kann derselbe Funktionsblock mit geänderter Parametrisierung sowohl für den Sendezweig als auch für den Empfangszweig eingesetzt werden. Der prinzipielle Demodulatoraufbau ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

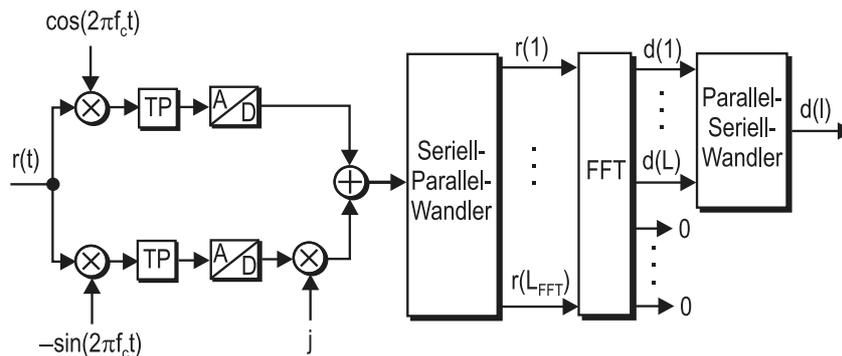


Abbildung 2.4 Struktur eines OFDM-Demodulators

Um das zu sendende OFDM-Symbol nun noch robust gegenüber Intersymbol-Interferenz (ISI) zu machen, wird eine zusätzliche Schutzzeit der Länge  $T_G$  (Guardintervall) eingefügt. Dabei lässt sich ISI vollständig eliminieren, wenn  $T_G$  länger als die maximale Dauer  $\tau_{max}$  der Kanalimpulsantwort ist. Die Symboldauer  $T_u$  eines OFDM-Sendesymbols ergibt sich somit zu  $T_u = T_s + T_G$ , wobei  $T_s$  die Dauer des aus Gleichung (2.3) resultierenden OFDM-Symbols beschreibt. Im Zeitabschnitt  $T_G$  werden die letzten  $L_G$  Datensymbole an den Anfang des OFDM-Symbols kopiert und so eine zyklische Erweiterung des Symbols erreicht. Neben der Unterdrückung der ISI werden dadurch auch die Anforderungen an die Ge-

nauigkeit der Symbolsynchronisation im Empfänger reduziert. Durch die zyklische Erweiterung ist das Ergebnis der FFT auch für eine Verschiebung der Eingangssymbole um wenige Stellen identisch, solange die Eingangsfolge aus dem aktuellen Empfangssymbol stammt. Im Empfänger werden die ersten  $L_G$  Elemente der Empfangsfolge verworfen, da diese durch die abklingende Kanalimpulsantwort beeinflusst wurden. Die verbleibenden, unverzerrten Glieder werden in der anschließenden FFT weiterverarbeitet. In Abbildung 2.5 ist der Aufbau eines OFDM-Symbols mit Guardintervall dargestellt.

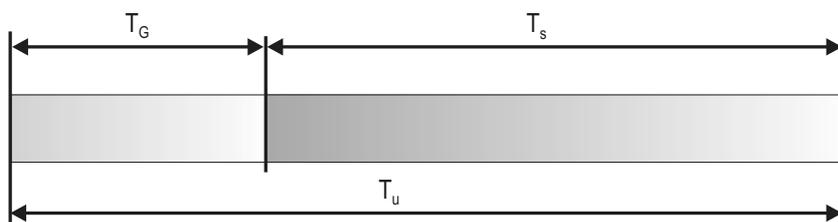


Abbildung 2.5 Aufbau eines OFDM-Symbols

### 2.1.3 OFDM in Overlay-Systemen

In einem Overlay-System stehen für einen Mietnutzer je nach Aktivität des Lizenznutzers nicht alle Kanäle zur Verfügung. Um die betroffenen Unterträger im Mietnutzersystem auszublenden, wird der entsprechende Eingangswert der IFFT mit Null belegt. Das so erzeugte Sendesignal enthält keine Frequenzanteile dieses Unterträgers.

Mit einem Vektor der Länge  $L$  kann die Verfügbarkeit der Unterträger beschrieben werden. Dieser Vektor wird als Belegungsvektor  $\vec{b}$  bezeichnet [52]. Hat ein Element des Vektors den Wert ‚0‘, so steht der Unterträger für das Mietnutzersystem zur Verfügung. Ist der Wert auf ‚1‘ gesetzt, so wird die Frequenz durch das Lizenzsystem genutzt. In Abbildung 2.6 ist dieser Zusammenhang illustriert. Die grau hinterlegten Bereiche stellen einen belegten Lizenznutzerkanal dar. Auf die Bestimmung von  $\vec{b}$  wird im Folgenden näher eingegangen.

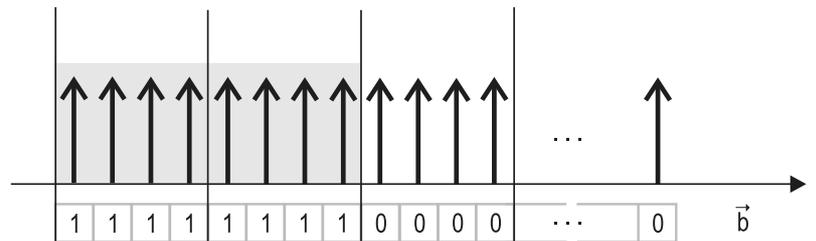


Abbildung 2.6 Belegungsvektor  $\vec{b}$  zur Beschreibung der verfügbaren Unterträger

### 2.1.4 Bestimmung der Frequenzbelegung

Eine wesentliche Vorgabe für eine erfolgreiche Einführung von Overlay-Systemen ist die zuverlässige Detektion der durch das Lizenznutzersystem belegten Kanäle. Zuverlässigkeit bedeutet hierbei, dass die Entdeckungswahrscheinlichkeit  $P_E$  für die Erkennung eines lizenzierten Nutzers nahe Eins ist. Durch verteilte Detektion kann eine ausreichend hohe Entdeckungswahrscheinlichkeit bei gleichzeitig akzeptabler Falschalarmwahrscheinlichkeit erreicht werden [53]. Wichtiger Bestandteil für diesen Ansatz ist eine Zentralstation (Access Point) innerhalb des Overlay-Systems, die den Systemtakt für alle mit ihr verbundenen Mietnutzer vorgibt. Der Ablauf dieser verteilten Detektion mit anschließender Signalisierung der Frequenzbelegung an alle Nutzer kann in 3 Schritte unterteilt werden:

1. Bestimmung der Lizenznutzeraktivitäten mittels simultaner Messung der Kanalbelegung durch alle Mietnutzer.
2. Übermittlung der gemessenen Frequenzbelegung von allen Mietnutzern zum zentralen Access Point durch kurzzeitiges Senden eines hohen Leistungspiegels auf den als belegt gemessenen Unterträgern. Dies erzeugt eine zusätzliche Interferenz im Lizenzsystem, deren Einfluss jedoch vernachlässigbar im Vergleich zu Störeinflüssen in einer Mehrwegekanalumgebung ist. Um die Beeinflussung des Lizenznutzers dennoch so gering wie möglich zu halten, werden nur die Kanäle signalisiert, die seit der letzten Messung hinzugekommenen sind. Da die Signalisierung der neu belegten Unterträger durch alle Mietnutzer gleichzeitig erfolgt, wird dieses Verfahren auch als Boosting bezeichnet. Das Summensignal aller Mietnutzer am zentralen Access Point entspricht einer logischen ODER-Verknüpfung der Messergebnisse.

3. Verteilen der Detektionsergebnisse durch Signalisierung auf den aktuell un-  
belegten Unterträgern. Dabei werden zunächst die belegten und anschließend  
die seit der letzten Messung nicht mehr belegten Unterträger übermittelt.

Auf weitere Einzelheiten des Boosting-Protokolls wird in Kapitel 5.2.2 näher ein-  
gegangen. Darüber hinaus sei auf [52] verwiesen.

### 2.1.5 Detektion des lizenzierten Nutzers

Zur Ermittlung der Frequenzbelegung in den Mietnutzerterminals können unter-  
schiedliche Verfahren eingesetzt werden. Eine Möglichkeit stellt die Energiedetek-  
tion dar [50]. Diese bietet den Vorteil einer einfachen Implementierung und Ver-  
arbeitung der Ergebnisse. Die empfangene Leistung in einem Kanal wird über die  
Messzeit aufsummiert und so die empfangene Energie bestimmt. Ist diese größer  
als eine festgelegte Detektionsschwelle, wird der Kanal als belegt angesehen. Die  
Festlegung der Detektionsschwelle ist jedoch nicht trivial, da sie von unterschied-  
lichen Faktoren beeinflusst wird. Beispielsweise hat die aktuelle Rauschleistung  
Einfluss auf die Detektierbarkeit schwacher Signale. Außerdem findet bei diesem  
Verfahren keine Unterscheidung in Signal-, Rausch- oder Störanteil statt [9].

Die Matched-Filter Detektion stellt eine weitere Möglichkeit zur Messung der Fre-  
quenzbelegung dar. Durch die Korrelation des Empfangssignals mit der zu erwar-  
tenden Form des Lizenznutzersignals können Störeinflüsse stärker unterdrückt wer-  
den. Dazu muss aber die Signalform des Lizenzsystems bekannt sein. Dies ist zu-  
mindest im zivilen Bereich realisierbar. Auch die Matched-Filter Detektion wird  
durch ein sich änderndes Rauschleistungsniveau direkt beeinflusst.

Eine gegenüber Rauscheinflüssen weitaus robustere Messmethode ist die Detekti-  
on von Zyklostationaritäten innerhalb der gemessenen Signalfolge. Da jedes modu-  
lierte Sendesignal aus einer Kombination von sinusförmigen Schwingungen, Puls-  
folgen und anderen periodischen Größen besteht, weist das resultierende Signal  
typische Extremwerte in der Spektraldarstellung auf [9]. Deshalb wird das Verfah-  
ren auch als Feature Detection bezeichnet. Da additives weißes Gauß'sches Rau-  
schen eine konstante Rauschleistungsdichte und keine charakteristischen Muster in  
der Spektraldarstellung aufweist, ist dieses Verfahren sehr robust gegenüber diesen  
Rauscheinflüssen. Dem gegenüber steht der zeitliche und rechnerische Aufwand,  
der zur Erfassung einer ausreichenden Anzahl an Empfangswerten und deren Ver-

arbeitung notwendig ist. Daher ist dieser Ansatz für eine schnelle und aufwands-günstige Belegungserkennung weniger geeignet.

### 2.1.6 Quality of Service (QoS)- Aspekte

Ein weiterer Aspekt, der in heutigen Funksystemen eine immer wichtigere Rolle spielt, ist die Qualität eines Dienstes. Zur Beurteilung der Güte eines Dienstes werden Serviceparameter festgelegt. In der Regel sind dies mittlere Datenrate  $R_b$ , Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_b$  bzw. Symbolfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{\text{Symb}}$  und maximale Übertragungsverzögerung (Delay)  $T_D$  [5, 27]. Diese werden durch den Übertragungskanal beeinflusst.

In einem Overlay-System kommt zu den bekannten Einflüssen, wie Signal-Rausch-Verhältnis (SNR), Kanalverzerrungen oder Fadingeffekte, noch der Einfluss der variablen Frequenzbelegung hinzu. Ist ein Lizenzsystem stark ausgelastet, so wird es eine große Anzahl an Kanälen belegen. Dem Mietnutzersystem stehen nur noch wenige Unterträger zur Verfügung, wodurch die maximale Systemdatenrate reduziert wird. Bei zu hoher Nachfrage im Mietnutzersystem können die vorgegebenen Serviceparameter nicht mehr erfüllt werden. Ein Wechsel der Mietnutzer in einen anderen Frequenzbereich mit geringerer Auslastung wird notwendig. Dabei stellt sich die Frage, wie die Auslastung des neuen Frequenzbereichs geeignet ermittelt werden kann. In [52] werden mögliche Zeitpunkte für einen optimalen Wechsel der Frequenzen diskutiert. Dabei wird aber nicht auf die Frage der Voraberkennung und -signalisierung der Belegung im neuen Frequenzbereich eingegangen.

### 2.1.7 Praktische Anwendung von Overlay-Systemen

Nach den ersten theoretischen Arbeiten zu Overlay-Systemen Ende der 1990er Jahre wurde 2004 die erste Standardisierungsinitiative für ein Overlay-System gestartet [12]. In der IEEE Working Group 802.22 werden die beiden untersten Schichten des ISO/OSI-Schichtenmodells für ein Cognitive Radio based Wireless Regional Area Network definiert. Die Bezeichnung Cognitive Radio bezieht sich dabei auf die Möglichkeit der selbstständigen Anpassung des Overlay-Systems an die lokale Frequenzbelegung. Eine ausführliche Erläuterung des Begriffs folgt in Abschnitt 2.2. Dennoch soll an dieser Stelle bereits auf die Systemparameter kurz eingegangen werden.

Für das IEEE 802.22 System ist in Nordamerika der Frequenzbereich zwischen 54 MHz bis 862 MHz vorgesehen [20]. Eine Erweiterung von 41 MHz bis 910 MHz wird derzeit noch diskutiert. In diesem Frequenzband sind große Bereiche für die Übertragung von Rundfunk- und Fernsehdiensten sowie für Funkmikrofone reserviert. Da lokal betrachtet jedoch nur ein geringer Teil der verfügbaren Kanäle tatsächlich genutzt wird, bietet sich eine Öffnung dieses Frequenzbandes für Overlay-Systeme an.

Die Kanalbandbreite eines TV-Kanals beträgt zwischen 6 und 8 MHz, abhängig von den nationalen Bestimmungen. IEEE 802.22 ist als drahtloses regionales Funksystem mit einer Reichweite von bis zu 30 km spezifiziert. Dabei ist die Sendeleistung auf 4 W EIRP beschränkt. Es sind aber auch Reichweiten von bis zu 100 km bei Anhebung der Sendeleistung vorgesehen. Die Datenrate beträgt bis zu 18 MBit/s in einem 6 MHz Kanal. Bei einer maximalen Anzahl von 12 Mietnutzern pro Kanal wird so jedem Mietnutzer eine minimale Datenrate von 1,5 MBit/s im Downlink zur Verfügung gestellt. Im Uplink beträgt die Datenrate 384 kBit/s pro Nutzer. Zur Übertragung wird OFDM mit 2048 Unterträgern und adaptiver Modulation der Datensymbole eingesetzt. Als Modulationsverfahren stehen mehrere Stufen von BPSK bis 256-QAM zur Verfügung. Damit ist eine Anpassung der Datenrate an unterschiedliche Störeinflüsse möglich.

Der für IEEE 802.22 vorgesehene Frequenzbereich umfasst rund 800 MHz. Eine solch große Bandbreite stellt besonders hohe Anforderungen an die Hardware. Vor allem analoge Filter im Front-End müssen sehr breitbandig ausgelegt sein. Aber auch die Beobachtung eines solchen Frequenzbandes stellt besondere Anforderungen an mobile Empfänger. Auf diese Aspekte wird in Abschnitt 2.3 eingegangen. Zuvor soll jedoch der bereits eingeführte Begriff Cognitive Radio näher erläutert werden.

## 2.2 Cognitive Radio

### 2.2.1 Mitolas Cognition Cycle

Dem Begriff *Cognitive Radio* (CR) wird seit Ende der 1990er Jahre eine sehr große Beachtung in den unterschiedlichsten Bereichen der Funkkommunikation geschenkt. Eingeführt wurde der Begriff von Joseph Mitola im Jahr 1999 [36]. Er beschreibt ein adaptives und lernfähiges mobiles Funkgerät, das von vielen als

die übernächste Generation mobiler Endgeräte angesehen wurde. Das von Mitola beschriebene Konzept basiert im Wesentlichen auf der Verknüpfung zweier Grundbausteine [37]. Zum einen nutzt es die sogenannte Radio Knowledge Representation Language als abstrakte Beschreibung der Bausteine eines Funkgerätes und deren Verbindungen untereinander. Zum anderen stellt es das Zusammenspiel der einzelnen logischen Einheiten im sogenannten Cognition Cycle dar.

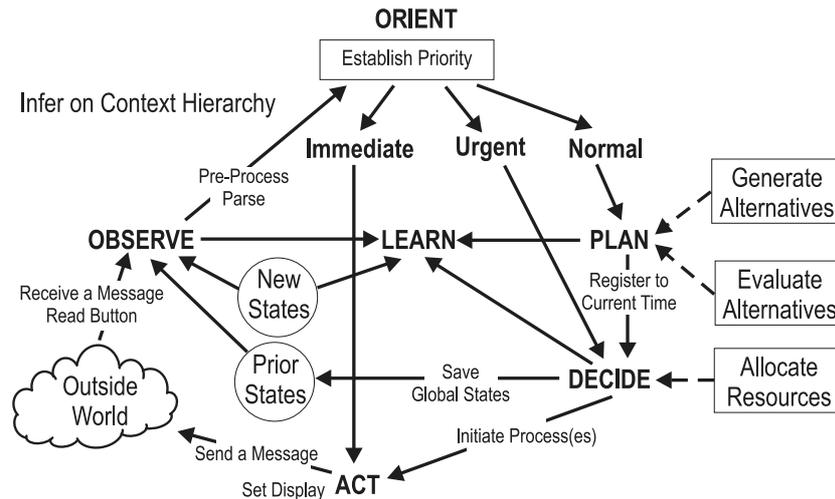


Abbildung 2.7 Cognition Cycle [37]

Wie in Abbildung 2.7 erkennbar, kann der Cognition Cycle als Zustandsdiagramm interpretiert werden. Darin beschreibt der Zustand *Outside World* die Umgebung eines CR und alle damit verbundenen Einflüsse, die auf das Funkgerät indirekt einwirken oder von ihm direkt beobachtet werden können (*Observe*). Mögliche Einflüsse sind beispielsweise vorübergehende Nachbarkanalstörungen, Fadingeinbrüche oder bereits belegte Funkkanäle. Aber auch die vom Nutzer angeforderten Dienste und Eingaben werden berücksichtigt. Mittels einer geeigneten Verarbeitung dieser Daten wird eine Einschätzung der Situation (*Orient*) möglich. Durch Zuweisen von Prioritäten werden beobachtete Situationen bewertet. So hat z.B. eine kurzzeitige, leichte Verschlechterung des SNR oder die Anwahl eines allgemeinen Informationsdienstes eine geringere Priorität als dauerhafte Störeinflüsse durch bzw. auf andere Nutzer oder die Wahl einer Notrufnummer. Die festgesetzten Prioritäten führen wiederum zu sehr unterschiedlichen Konsequenzen. Bei einem Ereignis mit normaler Priorität besteht die Möglichkeit, Alternativen zur aktuellen Konfiguration des CR zu suchen und gegeneinander zu vergleichen (*Plan*). Aus

den bestehenden Möglichkeiten wird mit geeigneten Kriterien die beste ausgewählt (*Decide*) und alle notwendigen Prozesse ausgeführt (*Act*). Verlangt eine Situation aufgrund höherer Priorität rasches Handeln, kann aus vordefinierten Alternativen direkt ausgewählt (*Urgent*) oder sofort (*Immediate*) eine bestimmte Reaktion ausgeführt werden. Eine mögliche Situation, die rasches Handeln verlangt, könnte ein stark fallender Empfangspegel eines sich bewegenden GSM-Empfängers sein, da dies auf einen unmittelbar bevorstehenden Abbruch der aktuellen Funkverbindung schließen lässt. Ein rascher Wechsel zu einer benachbarten Basisstation könnte dies verhindern. Ein sofortiger Wechsel der Sendefrequenz ist hingegen notwendig, wenn beispielsweise in einem Overlay-System ein lizenzierter Nutzer in einem aktuell genutzten Funkkanal detektiert wird. Die Reaktion des CR wirkt somit wieder auf seine Umgebung.

Eine wesentliche Eigenschaft eines CR ist die Fähigkeit zu lernen (*Learn*). Mittels der gewonnenen Erfahrungen können zukünftige Entscheidungen beeinflusst werden. Vor allem bei regelmäßig wiederkehrenden Ereignissen kann Erfahrung helfen, zielgerichtet Alternativen zur aktuellen Systemkonfiguration zu entwickeln oder dem Nutzer zusätzliche Dienste zur Verfügung zu stellen. Dazu fließen sowohl die aktuell beobachtete Situation wie auch die erarbeiteten Alternativen und Entscheidungen in den Lernprozess mit ein. Die Blöcke *Prior States* und *New States* beschreiben zurückliegende und neue Konfigurationen des CR.

In Mitolas Vision werden neben den genannten übertragungstechnisch orientierten Einsatzmöglichkeiten noch eine ganze Reihe weiterer Szenarien vorgestellt. So beschreibt er unter anderem die Möglichkeit, die täglichen Kommunikationsgewohnheiten des Nutzers durch das CR zu erfassen und in die Erfahrungsdatenbank einfließen zu lassen. Dadurch sollen zum Einen die Konfiguration und Bereitstellung der Funkdienste nach den erfahrungsgemäß zu erwartenden Nutzereingaben und Umgebungssituationen ausgerichtet werden. Zum Anderen soll ein unerwartetes Verhalten des Nutzers, beispielsweise in Notsituationen, erkannt, bewertet und gegebenenfalls darauf reagiert werden. Dabei bleibt offen, welche Parameter für eine geeignete Bewertung des Nutzerverhaltens beobachtet werden sollen.

Grundsätzlich können die im Zusammenhang mit CRs diskutierten Einsatzgebiete in zwei Hauptgruppen unterschieden werden: Nutzerorientierte oder technologieorientierte Szenarien. Vor allem die Bereitstellung von ortsbezogenen Diensten, wie lokale Auskunft- und Informationsdienste, aber auch Anpassen der Mensch-Maschine-Schnittstelle sind in erster Linie nutzerorientiert und unabhängig vom

eingesetzten Übertragungssystem. Zu den technologiebezogenen Bereichen zählen hingegen adaptive Allokation von Funkressourcen, Anpassung des Sendesignals an die bestehenden Gegebenheiten oder auch adaptives Netzwerk-Management [47]. Diese sind vor allem für die Nachrichtentechnik von Interesse, da hierbei eine Reihe interessanter Fragestellungen auftaucht.

### 2.2.2 Begriffsdefinition *Cognitive Radio*

Um ein einheitliches Verständnis des Begriffs *Cognitive Radio* zu schaffen, wurde versucht eine geeignete Definition zu finden. Doch die Vielzahl der in der Literatur verwendeten Begriffserklärungen und deren Unterschiede zeigen die verschiedenen Erwartungen und Ansprüche, die an dieses Konzept gestellt werden. Eine sehr allgemeine Erklärung ist in [1] zu finden. Die Definition von Haykin beschreibt sehr klar den technischen Hintergrund eines CR [19]:

*“Cognitive Radio is an intelligent wireless communication system that is aware of its surrounding environment (i.e. outside world), and uses the methodology of understanding-by-building to learn from the environment and adapt its internal states to statistical variations in the incoming RF stimuli by making corresponding changes in certain operation parameters (e.g. transmit-power, carrier frequency, and modulation strategy) in real-time, with two primary objectives in mind:*

- *Highly reliable communications whenever and wherever needed;*
- *Efficient utilization of the radio spectrum.”*

In dieser Definition werden zwei Eigenschaften besonders herausgestellt: Die Fähigkeit eines CR sowohl aus seiner Umgebung zu lernen als auch die eigene Konfiguration in Echtzeit anzupassen, um eine effiziente Ausnutzung des Spektrums zu erreichen. Genau diese Eigenschaften sind für den Einsatz in Overlay-Systemen von besonderer Bedeutung.

Eine weitere Beschreibung, die im Hinblick auf mögliche zukünftige Entwicklungen nur die minimalen Anforderungen an ein CR definiert, wird von der Cognitive Radio Working Group des Software Defined Radio Forums gegeben [11]:

*“A Cognitive Radio is a software-defined radio that processes the attributes of being RF and spatially aware with the ability to autonomously adjust to its environment accordingly (frequency, power, and modulation).”*

Wie aus dieser Definition ersichtlich wird, ist unter einem CR keinesfalls eine klar festgelegte Gruppe von Funkgeräten zu verstehen, die anhand einer fest vorgegebenen Menge an Eigenschaften erkennbar sind. Vielmehr wird es auch zukünftig unterschiedliche Transceiver geben, die nur einige der beschriebenen Eigenschaften aufweisen und dennoch als CR bezeichnet werden können. Der Übersichtlichkeit wegen seien diese Fähigkeiten hier nochmal in vier Hauptgruppen zusammengefasst:

- *Beobachten*: Ein CR ist in der Lage zu beobachten. Es erkennt die spektralen und/oder räumlichen Gegebenheiten und kennt seine geografische Position sowie die an diesem Ort geltenden Regularien der Spektrumsnutzung.
- *Einstellbarkeit*: Ein CR kann auf die beobachtete Umgebung durch Veränderung der Funkparameter wie Modulation, Sendeleistung, Kanalbandbreite reagieren. Dies geschieht in Echtzeit und ohne Nutzereingriff, um Störungen auf andere Nutzer zu reduzieren. Dazu müssen die vorhandenen Störeinflüsse auf andere Nutzer bekannt sein.
- *Selbstständigkeit*: Ein CR kann ohne Nutzereingriff selbstständig agieren oder auf innere und äußere Einflüsse reagieren. Dazu muss eine Spektrumsbeobachtung erfolgen, um keine unzulässigen Störungen zu verursachen. Darüber hinaus müssen die jeweils geltenden Kanalzugriffsregularien und auch die eigenen Hardware- und Softwareeigenschaften bekannt sein, um eine geeignete Anpassung selbstständig durchführen zu können.
- *Anpassungsfähigkeit*: Ein CR besitzt die Fähigkeit, das Verhalten des Nutzers und der Umgebung zu beobachten, zu analysieren und seine Einstellung danach auszurichten. Dies beinhaltet die Fähigkeiten, aus früheren Beobachtungen zu lernen, um eine optimale Anpassung an die jeweiligen Nutzeranforderungen zu erreichen.

Einige dieser Eigenschaften sind bereits in heutigen Funksystemen zu finden. So ist beispielsweise im WLAN-Standard IEEE 802.11 eine Anpassung des Modulationsverfahrens in Abhängigkeit von der Kanalqualität vorhanden [3]. In guten Kanälen mit geringer Symbolfehlerrate werden höherwertige Modulationsverfahren eingesetzt und somit die Datenrate erhöht. In diesem Zusammenhang kann jedes WLAN-Gerät als ein CR im weiteren Sinne bezeichnet werden. Da diese Geräte aber in der Regel digitale Empfänger sind, beschränken sich die Adaptionmöglichkeiten auf

einen vordefinierten, meist sehr eingeschränkten Parameterbereich. Eine Adaption bedeutet hier lediglich die Auswahl der Parameter ‚Anzahl Bits pro Symbol‘ und ‚Symbolanordnung‘ aus den vorgegebenen Modulationsverfahren. Die Entscheidungsschwellen sind ebenfalls fest vorgegeben. Ähnliche Ansätze wurden auch in Senderanlagen für Richtfunkverbindungen berücksichtigt.

Weitaus umfangreichere und vor allem flexiblere Möglichkeiten zur Adaption der Übertragungsparameter bieten Software Defined Radios (SDRs) [22, 24, 35, 40]. Da das Empfangssignal in einem SDR möglichst direkt nach der Empfangsantenne analog-digital gewandelt wird, erfolgt die anschließende Basisbandsignalverarbeitung in reinen Softwaremodulen. Ferner besteht die Möglichkeit, einzelne Parameter innerhalb eines Softwaremoduls bis hin zu ganzen Modulen auszutauschen, ohne die darunter liegende Hardware austauschen zu müssen [56]. Natürlich ist eine Veränderung der Algorithmen nur in den durch die Hardware vorgegebenen Grenzen umsetzbar. Durch die stets fortschreitende Leistungsfähigkeit der Hardware-Komponenten kann aber von einer weiter zunehmenden Flexibilität der SDRs ausgegangen werden. Umfangreiche Untersuchungen zu den Anforderungen an die Hardware und Software eines SDR sind in [40] zu finden.

Aufgrund der hohen Flexibilität softwarebasierter Funkgeräte sind diese für einen Einsatz in CR besonders geeignet. Durch Hinzufügen von kognitiven Komponenten, wie beispielsweise Sensorik zur Beobachtung oder adaptive Entscheidungsalgorithmen, ergibt sich durch den Einsatz von SDRs eine weitaus größere Zahl von Anwendungsmöglichkeiten im Vergleich zu rein digitalen Radios, deren Flexibilität konzeptionell bedingt wesentlich eingeschränkter ist. Vor allem im Hinblick auf eine Optimierung der Nutzung von Funkressourcen ist eine hohe Adaptivität der physikalischen Schnittstelle notwendig. Ein möglicher Ansatz zur Verbesserung der Spektrumsauslastung durch Overlay-Systeme wurde bereits in Abschnitt 2.1 erläutert. Im Folgenden soll der prinzipielle Aufbau eines CR erläutert werden.

### 2.2.3 Struktur eines Cognitive Radios

Zur Beschreibung der prinzipiellen Struktur eines CR kann davon ausgegangen werden, dass die gesamte Basisbandsignalverarbeitung in einem SDR erfolgt. Die oben beschriebene Flexibilität eines SDR legt diesen Ansatz nahe. Hinzu kommen weitere Funktionsblöcke, in denen die CR-spezifischen Eigenschaften umgesetzt werden. In Abbildung 2.8 ist die Struktur eines modularen CR dargestellt.

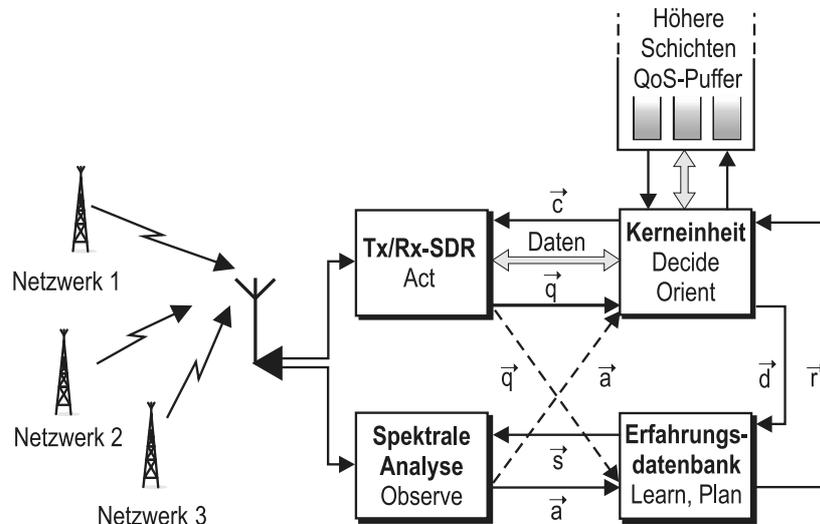


Abbildung 2.8 Aufbau eines modularen Cognitive Radio

Die vier dargestellten Blöcke beschreiben die wesentlichen Funktionseinheiten des Funkgeräts:

- *Tx/Rx-SDR*: Sende- und Empfangseinheit mit Basisbandsignalverarbeitung
- *Kerneinheit*: Steuerung und Kontrolle des gesamten Funkgeräts
- *Erfahrungsdatenbank*: Verarbeitung der bisherigen Beobachtungen und Parametrisierungen
- *Spektrale Analyse*: Beobachtung des Funkspektrums in der Umgebung des CR

An der Schnittstelle zu höheren Schichten befinden sich die verschiedenen QoS-Puffer. Je nach QoS-Anforderung werden zu sendende Datenpakete im jeweiligen Puffer abgelegt und von der Kerneinheit zur Weiterverarbeitung wieder entnommen. In dieser Darstellung wird davon ausgegangen, dass empfangene Datenpakete ohne Zwischenspeicherung an die nächsthöhere Schicht weitergegeben werden. Der funktionale Zusammenhang zwischen den dargestellten Modulen und den Phasen des Cognition Cycle aus Abbildung 2.7 soll durch die zusätzlichen Bezeichnungen in den einzelnen Blöcken verdeutlicht werden.

Die einzelnen Funktionsmodule in Abbildung 2.8 sind über Kontrollkanäle miteinander verbunden. Die zwischen den einzelnen Modulen dargestellten Vektoren

kennzeichnen den stattfindenden Informationsaustausch. Der Vektor  $\vec{c}$  enthält Kontrolldaten zur Steuerung der Sende-/Empfangseinheit. Diese umfassen unter anderem die Parameter für Modulationsverfahren, Sende-/Empfangsfrequenz, Symboldauer, Kodierungsverfahren, usw. Vektor  $\vec{q}$  beschreibt die Rückmeldung der Qualität der durch  $\vec{c}$  festgelegten Verbindung. Dieses QoS-Feedback beschreibt unter anderem Paketfehlerrate, SNR, Übertragungsverzögerung, Blockierungsrate oder Datendurchsatz. In [27] sind Verfahren zur Bestimmung dieser Parameter beschrieben. Um die Güte des gewählten Übertragungsverfahrens unter den gegebenen Randbedingungen zukünftig berücksichtigen zu können, wird  $\vec{q}$  auch an die Erfahrungsdatenbank übermittelt. Wird in der Kerneinheit ein Unterschreiten der Mindestanforderungen festgestellt, so muss je nach Priorität eine Änderung der SDR-Parameter vorgenommen werden. Um die geeignete Parametrisierung des SDR zu bestimmen, werden die Mindestanforderungen der Übertragung mittels  $\vec{d}$  an die Erfahrungsdatenbank übermittelt. Der Vektor  $\vec{r}$  gibt das entsprechende Ergebnis mit den notwendigen Parametern zurück. In die Berechnung der geeigneten Lösung fließen auch die Ergebnisse der aktuellen Beobachtung der Umgebung mit ein. Dazu steht der Beobachtungsvektor  $\vec{a}$  sowohl der Erfahrungsdatenbank als auch der Kerneinheit zur Verfügung. In der Erfahrungsdatenbank kann so auch ein Zusammenhang zwischen aktueller Umgebung, Anforderung und Übertragungsgüte hergestellt werden. In der Kerneinheit ist das Beobachtungsergebnis zur Einstufung des Szenarios notwendig. Um auf veränderte Umgebungsbedingungen reagieren und die Beobachtung darauf anpassen zu können, kann mittels  $\vec{s}$  die Beobachtung gesteuert werden.

Ausgehend von der in Abbildung 2.8 dargestellten Struktur kann ein CR auch als Kombination unterschiedlicher Techniken verstanden werden. Jede für sich wird in verschiedenen Bereichen bereits erfolgreich eingesetzt. So werden die Aspekte der künstlichen Intelligenz, die für die Lerneigenschaften eines CR von Interesse sind, in der Informatik intensiv untersucht. Im Hinblick auf eine Optimierung der spektralen Auslastung sind die Beobachtung und adaptive Belegung des Funkspektrums von Interesse. Für diese Aufgaben ist eine detaillierte Betrachtung der Blöcke „Spektrale Analyse“ und „Tx/Rx-SDR“ notwendig.

## 2.3 Multiband Cognitive Radio-Empfänger

Die in Abschnitt 2.1 beschriebenen Overlay-Systeme bieten interessante Möglichkeiten, um eine effizientere Auslastung des Spektrums zu erreichen. Durch das Boosting-Protokoll [52] stehen zudem geeignete Mechanismen zur Signalisierung der verfügbaren Frequenzen innerhalb des aktuell genutzten Frequenzbandes zur Verfügung. Der für IEEE 802.22 vorgeschlagene Frequenzbereich weist hingegen eine Bandbreite von rund 800 MHz auf. Um in diesem Bereich Overlay-Systeme einsetzen zu können, muss eine ausreichende Beobachtung und Anpassung der Übertragung innerhalb der Mietnutzersysteme an die Lizenzsysteme stattfinden.

Der Kanalzugriff der in diesem Frequenzbereich bereits vorhandenen Rundfunk- und TV-Dienste erfolgt mittels FDMA. Ist die lokale Allokation der Frequenzen durch Rundfunk- und TV-Dienste bekannt, kann diese als lokal quasi-statisch angesehen werden. Nur vorübergehend aktivierte Funkmikrofone sind als zeitweise Veränderung der lokalen Frequenzallokation anzusehen. Doch auch dieser Einfluss ist räumlich sehr begrenzt. Bei einem flexiblen Einsatz von CR in Overlay-Szenarien kann von einer dynamischen Frequenzallokation durch den Lizenznutzer ausgegangen werden. Neben reinen FDMA-Systemen können auch FDMA/TDMA-Systeme betrachtet werden. Im Hinblick auf nicht-öffentliche Systeme mit einer begrenzten Nutzeranzahl kann zusätzlich von einem eher sporadischen Kanalzugriff ausgegangen werden. Daraus resultieren eine Reihe von Herausforderungen hinsichtlich des Designs breitbandiger, frequenzagiler CR-Empfänger, die in schmalbandigen Systemen vernachlässigt werden können.

Hinsichtlich der Hardware sind vor allem die Bandbegrenzung heutiger Antennen und die hohen Anforderungen an die analoge Signalverarbeitung die limitierenden Größen. Ebenso ist eine breitbandige Analog-Digital-Wandlung in ausreichender Auflösung derzeit noch nicht möglich. Aber auch die Algorithmen zur Erkennung und Beobachtung freier Frequenzbereiche sind derzeit nur für einzelne Frequenzbänder ausgelegt und nicht für ein Multiband-Szenario geeignet. Darüber hinaus ist eine kontinuierliche Beobachtung des gesamten breitbandigen Frequenzbereichs aufgrund der begrenzten Ressourcen zur Signalverarbeitung in einem mobilen CR nicht möglich. Ein „Durchtasten“ des Frequenzbandes mit einem schmalbandigen Messfilter, wie es in Spektralanalysatoren angewandt wird [38], ist ebenfalls zu aufwändig. Doch auch aus übertragungstechnischer Sicht ist eine detaillierte Vermessung möglicher alternativer Frequenzbereiche erst dann von Interesse, wenn ein Erfüllen der QoS-Mindestanforderungen absehbar ist. Um in diesem Fall so-

fort eine gezielte Suche durchführen zu können, ist eine grobe Kenntnis über die spektrale Umgebung sehr hilfreich. Insbesondere bei der Annahme eines dynamischen Lizenznutzerzugriffs ist es sinnvoll, die zu erwartende Auslastung einzelner Frequenzbereiche zu prognostizieren, um deren aktuelle Eignung hinsichtlich einer Nutzung durch das Overlay-System besser beurteilen zu können.

Um die genannten Aspekte und Herausforderungen bei der Beobachtung und Beurteilung der spektralen Umgebung in einem breitbandigen CR zu erfüllen, wird ein hierarchischer Ansatz für die Beobachtung des Spektrums vorgeschlagen: Solange im aktuellen Frequenzband ausreichend Kapazitäten zur Verfügung stehen, wird die Beobachtung alternativer Bänder nur mit einer groben zeitlichen Auflösung durchgeführt. Verändern sich die Gegebenheiten im aktuellen Frequenzband derart, dass ein Wechsel für das Overlay-System notwendig wird, findet eine intensive Beobachtung potenzieller Teilbänder statt. Die Auswahl dieser Teilbänder beruht auf den Ergebnissen der groben Beobachtung in der ersten Teilphase.

Während der Feinmessphase wird aus den verbliebenen Alternativen die beste ausgewählt. Ist ein Wechsel des Frequenzbereichs tatsächlich notwendig, so liegen den einzelnen Nutzern bereits die wichtigsten Informationen zur Frequenzbelegung vor. Insbesondere für die Bestimmung der tatsächlichen Lizenznutzerbelegung ist eine hohe zeitliche Auflösung notwendig. Für eine Überblicksmessung kann diese jedoch reduziert werden. Dies motiviert zusätzlich diesen hierarchischen Ansatz.

Geeignete Kriterien zur Beschreibung der einzelnen Teilbänder werden in Kapitel 3 vorgestellt.

# 3 Belegungsmessungen

Der in Abschnitt 2.3 beschriebene hierarchische Ansatz zur Beobachtung des Funkpektrums sieht vor, dass der verfügbare Frequenzbereich mittels Pilotmessungen überwacht wird. Basierend auf diesen Daten erfolgt die Auswahl der Teilbänder, in denen das Overlay-System Funkressourcen belegt. In den bisherigen Arbeiten zur Modellierung der Frequenzbelegung in Lizenzsystemen wurden meist stochastische Verkehrsmodelle zur Beschreibung der Datenverkehrslast angenommen. Diese Modelle beschreiben in der Regel nur den Datenaustausch oberhalb der Schicht 3 des ISO/OSI-Schichtenmodells. Die auf der physikalischen Schicht zusätzlich vorhandenen Kontroll- und Signalisierungsdaten werden nur als prozentualer Overhead hinzugefügt. Bei dieser Herangehensweise bleiben die protokollspezifischen Kanalzugriffe jedoch unberücksichtigt. Durch den Austausch von Kontrolldaten im Lizenznutzersystem finden zusätzliche Kanalzugriffe statt, die für die Bewertung eines Teilbandes hinsichtlich sekundärer Nutzung nicht zu vernachlässigen sind.

Mittels Spektralmessungen in verschiedenen Frequenzbereichen werden deshalb die tatsächlichen Kanalbelegungen ermittelt. Darüber hinaus wird an Hand der gemessenen Belegungsdaten untersucht, welche Kriterien für eine erste Bewertung eines Teilbandes geeignet erscheinen. Dabei wird berücksichtigt, dass für die im CR durchgeführten Pilotmessungen nur eine begrenzte zeitliche Auflösung zur Verfügung steht.

## 3.1 Messaufbau

Bei den durchgeführten Messungen wurden die Belegungen in verschiedenen Frequenzbändern über längere Zeiträume aufgezeichnet. Für eine exakte Erfassung der Kanalzugriffe wäre eine kontinuierliche Messung optimal. Diese kann durch fortlaufende A/D-Wandlung des zu beobachtenden Frequenzbandes realisiert werden. Die betrachteten Bandbreiten von bis zu 70 MHz übertreffen jedoch die Leistungsfähigkeit verfügbarer A/D-Wandler mit ausreichender Auflösungstiefe. Darüber hinaus ist die Menge der Rohdaten am Ausgang der A/D-Wandler zu umfangreich, um für die weitere Verarbeitung gespeichert werden zu können. Da die Eignung einer sequenziellen Pilotmessung mit begrenzter zeitlicher Auflösung zur

Ermittlung der Kanalqualität hinsichtlich sekundärer Kanalnutzung untersucht werden soll, kann an Stelle einer kontinuierlichen Datenerfassung ein Spektrumanalysator eingesetzt werden. Dieser tastet das Frequenzspektrum in einem konstanten Zeitraster ab.

Der gewählte Messaufbau ist in Abbildung 3.1 skizziert. Um den Einfluss des Antennenstandorts zu minimieren, wurden Antennen mit horizontaler Rundstrahlcharakteristik eingesetzt. Dadurch sind die Empfangswerte nahezu unabhängig von der Azimutausrichtung der Antenne. Das empfangene Signal wurde nicht verstärkt. Die Funktionsweise des eingesetzten Spektrumanalysators wird in Abschnitt 3.1.1 näher beschrieben. Das Messgerät wurde über eine Netzwerkverbindung mit einem PC verbunden, um alle notwendigen Steuerungsdaten für den Messablauf zu übertragen. Gleichzeitig wurden die erfassten Daten zur nachfolgenden Auswertung auf dem PC gespeichert.

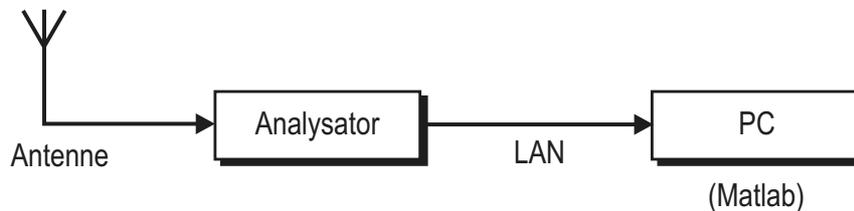


Abbildung 3.1 Skizze des Messaufbaus

### 3.1.1 Spektrumanalysator

Heutige Spektrumanalysatoren können in zwei Hauptgruppen unterteilt werden: Fourieranalysatoren und Überlagerungsanalysatoren [38]. Deren Funktionsweisen werden im Folgenden beschrieben.

#### Fourieranalysator

In Fourieranalysatoren wird das zu untersuchende Signal direkt A/D-gewandelt und anschließend durch Anwendung der FFT im Frequenzbereich dargestellt. Die Abtastung des Eingangssignals erfolgt mit der Abtastfrequenz  $f_A$ . Diese muss nach dem Abtasttheorem von Shannon mindestens doppelt so groß wie die maximal auftretende Frequenz  $f_{\max}$  des Eingangssignals sein:  $f_A > 2f_{\max}$  [44]. Um die Anforderungen an das Tiefpassfilter am Eingang des Gerätes zu verringern, wird in der Praxis meist mit Abtastfrequenzen deutlich größer  $2f_{\max}$  gearbeitet. Zur

Berechnung der FFT ist zusätzlich eine zeitliche Fensterung des Eingangssignals notwendig. Die Länge der Fensterung muss ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer  $T_0$  des Eingangssignals sein, damit die Voraussetzungen für die FFT erfüllt sind [26]. Da diese Bedingungen in der Praxis in der Regel nicht eingehalten werden können, tritt eine Verbreiterung des Signalspektrums und ein Amplitudenfehler auf. Neben diesen Effekten schränkt vor allem die direkte A/D-Wandlung des Eingangssignals den messbaren Frequenzbereich stark ein. FFT-Analysatoren sind daher nur für relative schmalbandige Signale geeignet. Abbildung 3.2 zeigt das Blockschaltbild eines Fourieranalysators. In der Grafik ist zu erkennen, dass die digitalisierten Empfangswerte für die Seriell-Parallel-Umsetzung vor der FFT zwischengespeichert werden (MEM).

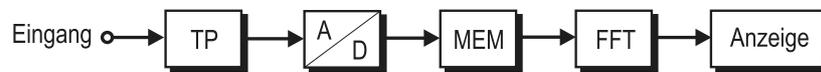


Abbildung 3.2 Blockschaltbild eines Fourieranalysators

### Überlagerungsanalysator

Zur Darstellung von Frequenzbereichen mit mehreren GHz Bandbreite wird eine Frequenzumsetzung eingesetzt. Darüber hinaus wird die spektrale Darstellung nicht aus dem Zeitverlauf des Eingangssignals ermittelt, sondern direkt im Frequenzbereich berechnet. Dazu ist es notwendig, das Eingangssignal mittels eines abstimmbaren Bandpassfilters in einzelne, schmalbandige Komponenten zu zerlegen. Die Bandbreite dieses Filters wird mit  $B_R$  bezeichnet und beschreibt die Auflösungsbandbreite des Analysators. Mit kleiner werdendem  $B_R$  verbessert sich die Auflösung des berechneten Spektrums.

Bei diesem Ansatz besteht jedoch die Schwierigkeit, dass ein über mehrere GHz abstimmbares, schmalbandiges Filter technisch nicht umsetzbar ist. Abstimmbare Filter weisen eine konstante relative Bandbreite auf, d.h. mit zunehmender Mittenfrequenz steigt auch die Filterbandbreite. Da jedoch die spektrale Auflösung unabhängig von der Mittenfrequenz sein soll, ist auch dieses Konzept ungeeignet.

Um bei konstanter Mittenfrequenz des Bandpassfilters  $B_R$  dennoch einen großen Frequenzbereich überdecken zu können, wird das Prinzip des Überlagerungsempfängers eingesetzt. Dabei wird das Eingangssignal mit Hilfe eines lokalen Oszillators und eines Mischers auf eine Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  umgesetzt. Das anschließende Bandpassfilter arbeitet somit auf der festen Mittenfrequenz  $f_{ZF}$ . Der Vorteil

dieses Ansatzes liegt im geringeren Realisierungsaufwand, da das Eingangssignal an einem festen Filter vorbeigeschoben („gesweept“) wird. Dabei beschreiben die sogenannten Sweeppunkte  $K_{SW}$  die Anzahl der Frequenzen, an denen das Eingangssignal heruntergemischt wird. Die Auflösung dieser Frequenzabtastung ist  $\Delta f = B_M/K_{SW}$ , wobei  $B_M$  die Messbandbreite angibt. Zwischen der Mischung des Signals auf die Zwischenfrequenz und der Bandpassfilterung findet zusätzlich eine geräteinterne Verstärkung statt. In Abbildung 3.3 ist das Blockschaltbild eines Spektrumanalysators nach dem Überlagerungsprinzip dargestellt.

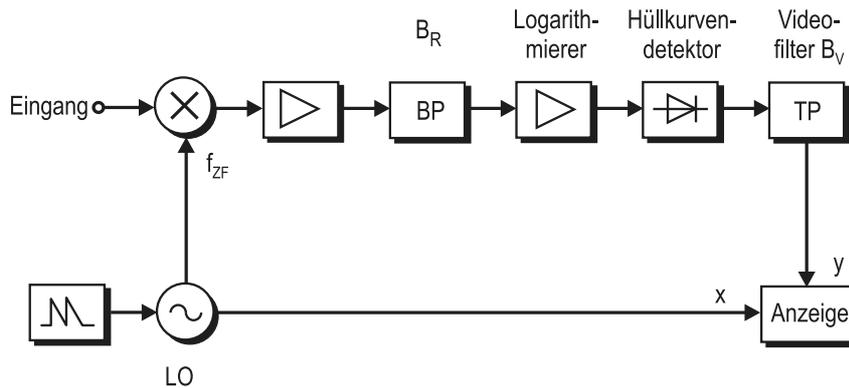


Abbildung 3.3 Blockschaltbild eines Überlagerungsanalysators

Das Signal am Ausgang des Bandpassfilters beschreibt bereits das Spektrum des Empfangssignals, das am Bildschirm dargestellt werden soll, in linearer Form. Da es jedoch einen sehr großen Unterschied zwischen maximalem und minimalem Pegel aufweisen kann, wird zusätzlich ein Logarithmierer mit anschließender Hüllkurvendetektion eingesetzt. Durch die Bildung des Logarithmus sind sowohl kleine Unterschiede bei Signalen mit geringem Pegel als auch hohe Pegel in einer Grafik sinnvoll darstellbar. Auch wenn in heutigen Messgeräten zur Darstellung statt einer Kathodenstrahlröhre nun LCD- und TFT-Bildschirme zum Einsatz kommen, so ist auch bei diesen die Auflösungsgrenze schnell erreicht. Das dargestellte Videofilter der Bandbreite  $B_V$  dient zur Mittelung des Videosignals, um Rauscheinflüsse in der Darstellung zu reduzieren.

Um das Spektrum des gewählten Frequenzbereichs fortlaufend darstellen zu können, ist ein kontinuierliches Durchlaufen der  $K_{SW}$  Messfrequenzen am lokalen Oszillator notwendig. Dieses sogenannte Sweeppen erfolgt mittels eines Sägezahnsignals. Dieses ist in heutigen Geräten durch einen genaueren Phasenregelkreis (PLL) ersetzt worden, der an eine Referenzfrequenz angebunden ist. Das grund-

legende Prinzip wird durch die Darstellung in Abbildung 3.3 aber anschaulich wiedergegeben. Die Dauer eines Durchlaufs durch alle Frequenzen wird durch die Sweepzeit  $T_{SW}$  beschrieben. Diese kann wenige Millisekunden bis etliche Sekunden betragen und wird vor allem durch das Einschwingverhalten des Auflösungs- ( $B_R$ ) und Videofilters ( $B_V$ ) nach unten begrenzt. Da für jede Messfrequenz der lokale Oszillator abgestimmt und anschließend die Filter einschwingen müssen, sind die Größen  $B_R$ ,  $B_V$  und  $K_{SW}$  nicht unabhängig voneinander wählbar. Je feiner die Auflösungs- oder die Videobandbreite ist, desto länger dauert der Einschwingvorgang.

Der Vorteil des Überlagerungsprinzips liegt in der Möglichkeit zur Messung großer Bandbreiten bei vertretbarem Aufwand. Durch die Parametrisierbarkeit sowohl der Anzahl  $K_{SW}$  als auch der Bandbreite  $B_R$  können kleine Bandbreiten sehr fein aufgelöst, aber auch große Bandbreiten in ausreichender Auflösung dargestellt werden. Erkauft wird dieser Vorteil durch den erhöhten Aufwand der sequenziellen Durchstimmung des lokalen Oszillators. Darüber hinaus führt eine Steigerung der Frequenzauflösung durch schmalbandigeres  $B_R$  zu längeren Filtereinschwingzeiten und somit zu einer Verringerung der zeitlichen Auflösung.

### 3.1.2 Messdatenverarbeitung

Die Steuerung und Überwachung des eingesetzten Messgerätes erfolgte über einen PC. Mittels einer LAN-Verbindung wurden alle notwendigen Daten zur Konfiguration des Analysators, wie beispielsweise Anzahl der Sweeppunkte und Mess-, Auflösungs- bzw. Videobandbreite, zwischen Analysator und PC übertragen. Darüber hinaus wurden die Messdaten direkt auf dem PC gespeichert. Die anschließende Verarbeitung und Auswertung erfolgte mittels Matlab<sup>®</sup>. Eine ausführliche Beschreibung und Diskussion der Messdatenauswertung folgt in Abschnitt 3.3.

## 3.2 Szenarien

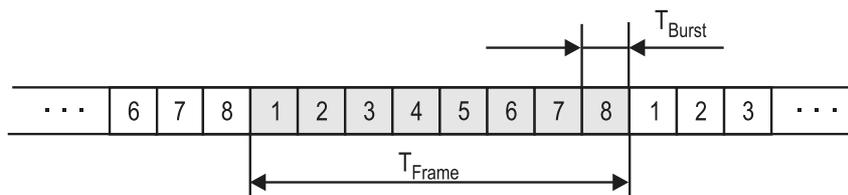
Bei der Auswahl der zu beobachtenden Szenarien wurden Lizenzsysteme gewählt, die unterschiedliches Verhalten hinsichtlich des Kanalzugriffs erwarten ließen. Als Beispielsystem für einen Kanalzugriff mit konstantem Zeitraster wurde das Global System for Mobile Communications (GSM) gewählt. Als zweites Beispiel wurde ein analoges Funksystem betrachtet, das eine sporadische Nutzung des Kanals oh-

ne festes Zeitraster vermuten lässt. Beide Systeme besitzen die Eigenschaft, dass die Nutzertrennung sowohl die Frequenz- als auch die Zeitrichtung berücksichtigt. Aufgrund der Unterschiede hinsichtlich Nutzergruppen, unterstützter Dienste und Organisation des Kanalzugriffs, sind verschiedene Kanalzugriffsmuster zu erwarten. Die Systemunterschiede hinsichtlich Kanalbandbreite und Mittenfrequenz haben auf die hier durchgeführte zeitliche Analyse der Belegungen keinen direkten Einfluss und können somit vernachlässigt werden.

### 3.2.1 Szenario A: GSM

Für die detaillierte Untersuchung des Kanalzugriffs in einem FDMA/TDMA-System wurde der Frequenzbereich des GSM1800 Downlink gewählt. In diesem Bereich ist vor allem in städtischen Umgebungen eine intensive Nutzung zu erwarten, da die Mobilfunkzellen aufgrund der höheren Freiraumdämpfung einen geringeren Ausbreitungsradius aufweisen als im Frequenzbereich von GSM900. Dadurch kann die Zelldichte und folglich auch die Anzahl gleichzeitig zu bedienender Nutzer erhöht werden. Da in GSM eine feste Kopplung zwischen Uplink- und Downlinkkanal besteht und im Downlink neben den Nutzerdaten auch Kontrolldaten der einzelnen Basisstationen übertragen werden, ist innerhalb des Downlink-Frequenzbereichs eine höhere Aktivität zu erwarten. Darüber hinaus ist die Sendeleistung einer Basisstation höher als die einer Mobilstation. Dies vereinfacht die Beobachtung der Systembelegung, da die Downlinksignale in der Regel einen höheren Pegel aufweisen und somit besser detektiert werden können.

Im Rahmen der Messungen wurde der Frequenzbereich von 1810 MHz bis 1880 MHz beobachtet. In diesem Bereich sind 349 GSM-Kanäle mit einer Kanalbandbreite von  $B_{\text{ch}} = 200$  kHz zu finden. Ein solcher GSM-Kanal ist in acht Bursts der Dauer  $T_{\text{Burst}} = 571 \mu\text{s}$  unterteilt. Eine Gruppe von acht Bursts wird als Frame bezeichnet und weist eine Länge von  $T_{\text{Frame}} = 4,615$  ms auf. In Abbildung 3.4 ist die GSM-Rahmenstruktur dargestellt. Auf einen GSM-Kanal können maximal acht Teilnehmer nacheinander zugreifen. Neben Datenbursts sind auch Kontrollbursts notwendig. Diese enthalten Kontrollinformationen, die zwischen Basisstation und mobilem Terminal ausgetauscht werden. Darüber hinaus werden zellenspezifische Informationen an alle Teilnehmer innerhalb des Abdeckungsgebiets der Zelle als sogenannte Broadcast-Kontrollinformation übermittelt. Diese Daten sind vor allem für die Synchronisation auf die aktuelle Basisstation notwendig und werden kontinuierlich in Broadcast-Kanälen ausgesendet.



**Abbildung 3.4** Rahmenstruktur in GSM

Aufgrund der zellularen Struktur des GSM-Systems ist in einer Zelle immer nur ein Teil der verfügbaren Frequenzen belegt. Die genaue Zahl der Frequenzen pro Basisstation richtet sich nach dem zu erwartenden Nutzeraufkommen. Je nach Konfiguration können bis zu zwölf Frequenzen gleichzeitig von einer Basisstation unterstützt werden [51]. Danach richtet sich auch die Anordnung der Broadcast-Kanäle, die dann auf mehrere Frequenzen verteilt werden.

Zur Erfassung der Belegung jedes einzelnen GSM-Kanals wurde die Anzahl der Sweeppunkte  $K_{SW} = 1001$  gewählt. Für die Beobachtung des gesamten Frequenzbereichs mit einer Messbandbreite  $B_M = 70$  MHz ergibt sich eine Frequenzauflösung von  $\Delta f = 69,99$  kHz. Somit wird ein GSM-Kanal durch mindestens 2 Messpunkte erfasst. Die Sweepzeit beträgt  $T_{SW} = 10$  ms.

Für die weitere Auswertung beschreibt die Bezeichnung Szenario A die Ergebnisse resultierend aus den Messungen des GSM1800 Downlink.

### 3.2.2 Szenario B: UKW-Band

In diesem Szenario wurde ein nicht-öffentliches, analoges Bündelfunksystem im Bereich Ultrakurzwelle (UKW) betrachtet. Hauptaufgabe dieses Systems ist die Übertragung von Sprache zwischen mobilen Endgeräten und einer zentralen Basisstation. Darüber hinaus kann laut Frequenznutzungsplan in diesem Bereich auch schmalbandige Datenübertragung durchgeführt werden [8]. Aufgrund der im Vergleich zu GSM niedrigen Frequenz ist das Abdeckungsgebiet größer als jenes einer GSM-Basisstation. Die Kanalbandbreite beträgt  $B_{ch} = 20$  kHz bei einem Kanalraster von ebenfalls 20 kHz.

Die im Rahmen der Messungen beobachtete Bandbreite beträgt  $B_M = 4$  MHz. Der praktische Einsatz eines Overlay-Systems in einem so schmalen Frequenzband erscheint zunächst wenig sinnvoll. Jedoch sind nach dem derzeitigen Stand

der Frequenzzuweisung noch eine ganze Reihe an Frequenzbändern mit vergleichbaren Rahmenbedingungen zu finden. Daher ist eine Untersuchung der Belegungseigenschaften eines solchen Systems mit Blick auf die generelle Eignung dieser Frequenzbereiche für Overlay-Systeme sinnvoll.

Die Auflösungsbandbreite in diesem Szenario beträgt  $B_R = 100$  kHz. Mittels  $K_{SW} = 501$  kann eine Frequenzauflösung von  $\Delta f = 7,98$  kHz erreicht werden. Somit liegen mindestens 2 Messpunkte direkt in einem Übertragungskanal. Die zeitliche Auflösung beträgt  $T_{SW} = 10$  ms. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird dieses System als Szenario B bezeichnet.

### 3.2.3 Messstandort

Als Messstandort wurde das Gebäude des Instituts für Nachrichtentechnik in der Innenstadt von Karlsruhe gewählt. In der direkten Umgebung befinden sich vor allem Bürogebäude und öffentliche Einrichtungen wie Gaststätten und Geschäfte. Aufgrund der geringen Anzahl an Wohngebäuden kann die direkte Umgebung als geschäftlich geprägtes Gebiet eingestuft werden. Über den Tag ist ein intensiver Fußgängerverkehr zu beobachten. In unmittelbarer Umgebung zum Messstandort befindet sich keine Hauptverkehrsstraße, sodass hauptsächlich von geringen Teilnehmergegeschwindigkeiten ausgegangen werden kann. Damit können Einflüsse durch kurzzeitige, hohe Schwankungen der Nutzeranzahl vernachlässigt werden.

## 3.3 Messergebnisse

Bei der Auswertung der Messdaten ist sowohl die spektrale Auslastung als auch die Struktur der Belegung von Interesse. In den folgenden Abschnitten wird auf die spektrale Auslastung näher eingegangen. Die zeitlichen Eigenschaften der Belegungen werden in Abschnitt 3.4 eingehend analysiert.

### 3.3.1 Spektrogramm

Die Darstellung der spektralen Eigenschaften einer Funktion  $x(t)$  in einem Spektrogramm erfolgt mittels Fouriertransformation. Durch diese Darstellung können charakteristische Frequenzanteile, die im beobachteten Signal enthalten sind, verdeutlicht werden. Die Fouriertransformierte  $X(f)$  der Funktion  $x(t)$  berechnet sich

aus

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt. \quad (3.1)$$

Für die Darstellung der spektralen Eigenschaften von  $x(t)$  wird der gesamte Zeitverlauf  $-\infty < t < \infty$  der Funktion betrachtet. Mittels der inversen Fouriertransformation, die durch

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df \quad (3.2)$$

beschrieben wird, findet eine eindeutige Abbildung zwischen  $x(t)$  und  $X(f)$  statt.

Bei einer technische Umsetzung sind die Integrationsgrenzen in (3.1) bzw. (3.2) nicht umsetzbar, da reale Systeme sowohl zeit- als auch bandbegrenzt sind. Darüber hinaus ist für die hier betrachtete Fragestellung die zeitliche Veränderung des Frequenzspektrums von Interesse. Daher ist eine Eingrenzung des betrachteten Zeitverlaufs von  $x(t)$  notwendig. Eine zeitliche Begrenzung kann durch Multiplikation von  $x(t)$  mit einer Fensterfunktion  $w(t - \tau)$  erreicht werden. Der Parameter  $\tau$  beschreibt die Position des Beobachtungsfensters im Zeitbereich. Die Fouriertransformierte lautet somit

$$X(f, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot w(t - \tau) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.3)$$

und beschreibt das Spektrum für einen kurzen Ausschnitt von  $x(t)$  zum Zeitpunkt  $\tau$ . Daher wird (3.3) auch als Kurzzeit-Fouriertransformation bezeichnet.

Die Fensterung von  $x(t)$  im Zeitbereich resultiert in einer Faltung im Frequenzbereich:

$$X(f, \tau) = X(f) * W(f, \tau), \quad (3.4)$$

wobei  $W(f, \tau)$  die Fouriertransformierte von  $w(t - \tau)$  ist. Im einfachsten Fall ist  $w(t - \tau)$  eine Rechteckfunktion unendlicher Länge, deren Fouriertransformierte durch den Diracimpuls  $\delta(f)$  beschrieben wird. Wird dieser in (3.4) eingesetzt, führt dies auf das Ergebnis aus (3.1). Eine Verkürzung des Beobachtungsfensters  $w(t - \tau)$  hat hingegen eine Aufweitung des Diracimpulses in eine  $\sin(f)/f$ -Funktion zur Folge. Durch die anschließende Faltung in (3.4) wird die Fouriertransformierte von

$x(t)$  verfälscht. Dieser Einfluss muß bei der Auswertung von Messsignalen entsprechend berücksichtigt werden. In praktischen Anwendungen werden anstelle einer Rechteckfunktion im Zeitbereich meist andere Fensterfunktionen eingesetzt [26]. Dadurch kann die Dämpfung der Nebenzipfen von  $X(f, \tau)$  angepasst werden.

Durch Berechnung des Betragsquadrats von (3.3) erhält man das Energiedichtespektrum

$$E(f, \tau) = |X(f, \tau)|^2. \quad (3.5)$$

Dieses repräsentiert die Verteilung der Energie über der Frequenz des im Zeitfenster  $w(t - \tau)$  beobachteten Signals. Mittels Integration über die Bandbreite  $B$  kann die Energie innerhalb eines Teilbandes berechnet werden.

Um den Aufwand für die Berechnung der Kurzzeit-FFT zu umgehen, wird in modernen Messgeräten ein vereinfachter Ansatz zur Berechnung des Spektrums gewählt. Bei dem in Abschnitt 3.1.1 beschriebenen Überlagerungsanalysator wird die Leistung für jedes der  $K_{\text{SW}}$  Teilbänder direkt im Frequenzbereich berechnet. Dazu wird die Hüllkurve des schmalbandigen Teilsignals  $u(t, f_i)$  von  $x(t)$  mit der ursprünglichen Mittenfrequenz  $f_i$  und der Bandbreite  $B_{\text{R}}$  quadriert und auf einen Referenzwiderstand  $R_{\text{ref}}$  bezogen:

$$P(t, f_i) = \frac{1}{R_{\text{ref}} \cdot T_{\text{m}}} \int_{\tilde{t}=t_0}^{t_0+T_{\text{m}}} u^2(\tilde{t}, f_i) d\tilde{t}. \quad (3.6)$$

Dabei gibt  $T_{\text{m}}$  die Messdauer an der Frequenz  $f_i$  an. Diese resultiert aus dem Verhältnis  $T_{\text{SW}}/K_{\text{SW}}$  abzüglich der Einschwingzeiten der Filter (vgl. Abbildung 3.3) [38]. Gleichung (3.6) beschreibt die mittlere Leistung von  $x(t)$  innerhalb des Beobachtungsfensters im  $i$ -ten Teilband. Aufgrund der unabhängigen Parametrisierung von  $B_{\text{M}}$ ,  $K_{\text{SW}}$  und  $B_{\text{R}}$  kann es bei diesem Verfahren zur Überlappung benachbarter Teilbänder kommen. Dies hat bei der Darstellung von Bandpasssignalen eine Verschleifung der Bandgrenzen zur Folge. Durch Multiplikation von (3.6) mit  $T_{\text{m}}$  kann die Energie  $E(t, f_i)$  berechnet werden,

$$E(t, f_i) = \frac{1}{R_{\text{ref}}} \int_{\tilde{t}=t_0}^{t_0+T_{\text{m}}} u^2(\tilde{t}, f_i) d\tilde{t}. \quad (3.7)$$

Da die Signalenergie direkt proportional zur gemessenen Leistung ist, kann zur Betrachtung der spektralen Verteilung statt des Energiedichtespektrums auch das in

(3.6) beschriebene (diskrete) Leistungsdichtespektrum (LDS) verwendet werden. Die gemessene Leistung ist dabei immer auf die Bandbreite des Signals zu beziehen und wird in dBm/Hz angegeben. Alle in der Arbeit angegebenen Leistungswerte sind auf 1 Hz bezogen. Daher wird zur Vereinfachung der Darstellungen nur die Einheit dBm verwendet.

Die fortlaufende zeitliche Darstellung des LDS wird auch als Wasserfalldiagramm bezeichnet. Für Szenario A ist das Wasserfalldiagramm für einen Zeitraum von 30 Minuten in Abbildung 3.5 dargestellt. Die empfangene Leistung pro Zeit-Frequenz-Wert wird als Grauwert dargestellt. In dieser Darstellung fallen zwei Teilbänder

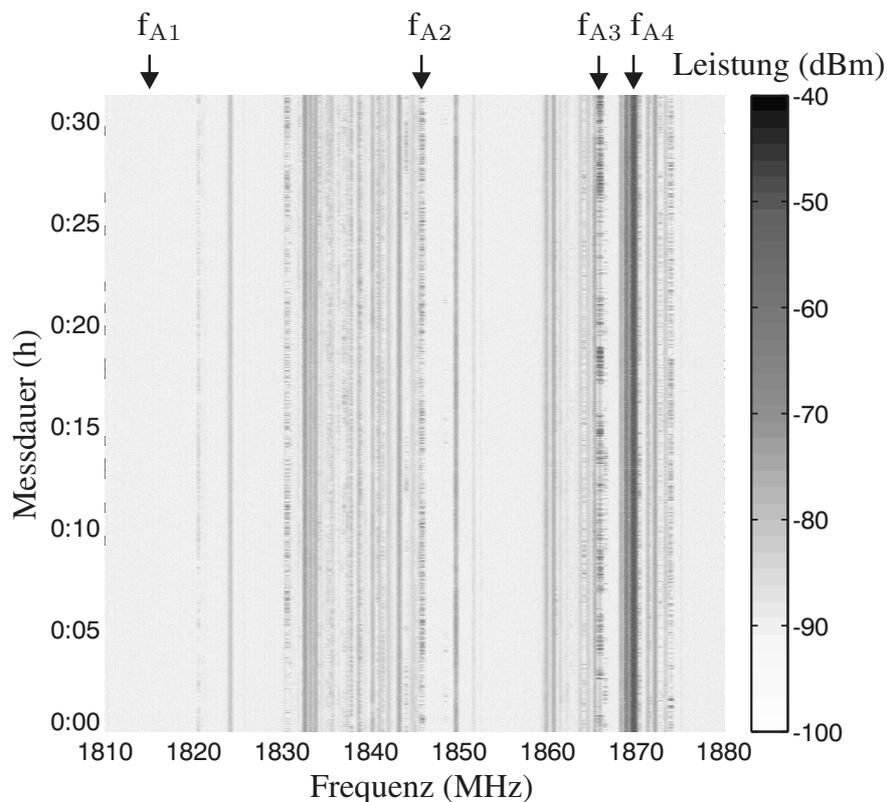


Abbildung 3.5 Wasserfalldiagramm - Szenario A

besonders auf. Im Frequenzbereich zwischen 1825 MHz bis 1847,5 MHz sind die Downlinkkanäle des Mobilfunknetzbetreibers  $O_2$  zu erkennen. Der Bereich zwischen 1853,1 MHz bis 1875,5 MHz ist dem Betreiber *e-plus* zugewiesen [15]. In diesen beiden Bereichen ist ein starkes Funkaufkommen zu beobachten. Die übrigen Teilbänder werden durch die beiden Betreiber *T-Mobile* und *Vodafone* genutzt

[15]. Erst durch einen Austausch von Lizenzen unter den Betreibern wurde den beiden D-Netzbetreibern der Zugang zu jeweils einem 5 MHz breiten Teilband in GSM1800 ermöglicht. Diese werden aber noch nicht in vollem Umfang genutzt. In Abbildung 3.5 sind jeweils nur zwei Kanäle belegt. Im Gegenzug erhielten die beiden E-Netzbetreiber jeweils Lizenzen im GSM900 Frequenzbereich, der für die Abdeckung in ländlichen Regionen vorteilhafter ist.

Weiterhin kann eine unterschiedliche Dauer der Kanalnutzung beobachtet werden. Die mit einem Pfeil markierten Kanäle  $f_{A2}$  und  $f_{A3}$  weisen Zeiten ohne Kanalzugriff auf. Dies lässt auf einen GSM-Kanal schließen, der nur zeitweise zur Datenübertragung genutzt wird. Im Gegensatz dazu ist bei Kanal  $f_{A4}$  eine konstant hohe Leistung zu erkennen. Dies deutet auf einen Broadcast-Kanal hin. Neben der kontinuierlichen Übertragung der zellenspezifischen Kontroll- und Systeminformationsdaten werden diese Kanäle auch zur Synchronisation und Pegelmessung in den mobilen Endgeräten genutzt. Im Frequenzbereich von 1810 bis 1830 MHz und 1847,5 bis 1860 MHz ist nur eine sehr geringe Kanalnutzung erkennbar. Diese Teilbänder sind für eine sekundäre Nutzung potenziell geeignet.

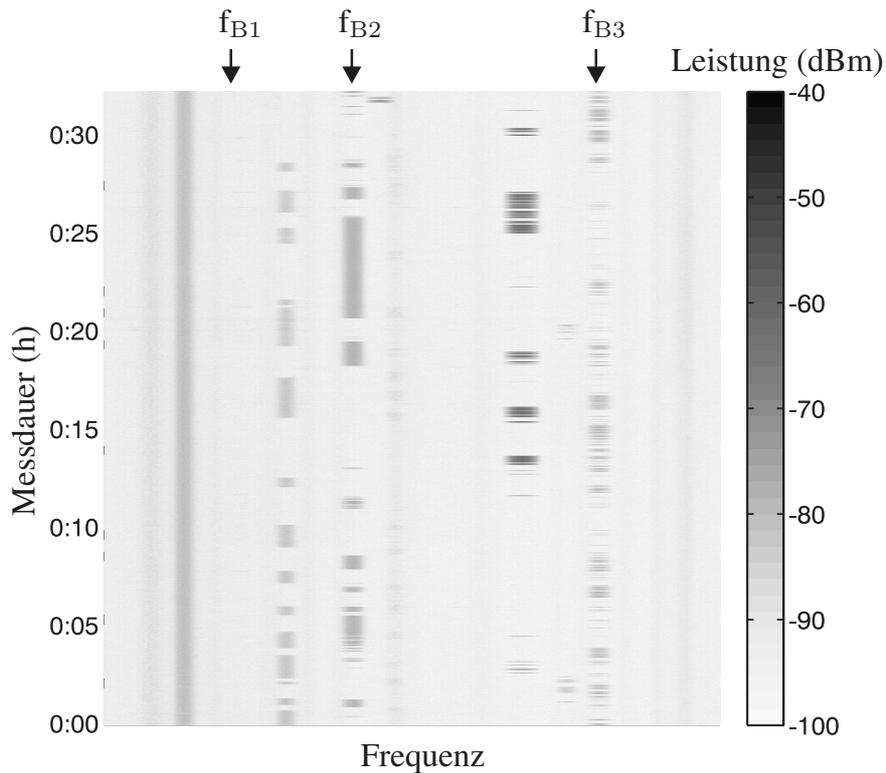
Für Szenario B ist die Nutzung des Spektrums in Abbildung 3.6 dargestellt. Darin sind mehrere Teilbänder mit Kanalzugriffen unterschiedlicher Dauer zu erkennen. Unterhalb der Frequenz  $f_{B1}$  sind zwei dauerhaft belegte Kanäle vorhanden, die eine unterschiedliche Empfangsleistung am Messgerät aufweisen. Im Gegensatz zu Szenario A erscheinen die Zugriffs- und Pausenzeiten innerhalb eines Kanals sehr viel länger. Der Kanalzugriff in Szenario A erfolgt durch weitaus kürzere Belegungen, deren Abstände ebenfalls sehr kurz sind.

Für eine eindeutige Entscheidung, ob ein beobachteter Kanal als belegt oder unbelegt gilt, muss eine Detektionsschwelle festgelegt werden. Dazu sollen die gemessenen Leistungswerte genauer betrachtet werden.

### 3.3.2 Leistungsverteilung

Die momentane Leistung pro Frequenzbin kann als Zufallsprozess betrachtet werden. Das Empfangssignal  $x(t)$  ist ein komplexes Signal, dessen Leistung sich aus der Summe der quadrierten Leistungsanteile der Inphasen- (I) und Quadraturphasen-Komponente (Q) zusammensetzt:

$$P_x = P_I^2 + P_Q^2. \quad (3.8)$$



**Abbildung 3.6** Wasserfalldiagramm - Szenario B

Die Eigenschaften eines solchen Zufallsprozesses können mittels einer Dichtefunktion dargestellt werden. Wird davon ausgegangen, dass die gemessene Signalleistung pro Frequenzbin ein Zufallsprozess  $X$  ist, so weisen die einzelnen Messwerte  $x(t)$  als Realisierungen von  $X$  die Wahrscheinlichkeiten  $P(x)$  auf. Durch Integration der Dichtefunktion  $f_X(x)$  des Zufallsprozesses lässt sich die Verteilungsfunktion  $F_X(x) = P(X \leq x)$  bilden:

$$F_X(x) = \int_{-\infty}^x f_X(\xi) d\xi. \quad (3.9)$$

Die durch  $F_X(x)$  beschriebene Funktion strebt für  $x \rightarrow \infty$  gegen eins. Eine für den hier betrachteten Fall intuitivere Beschreibung erhält man durch die umgekehrte Darstellung als komplementäre Verteilungsfunktion (KVF)  $G_X(x)$ :

$$G_X(x) = 1 - F_X(x). \quad (3.10)$$

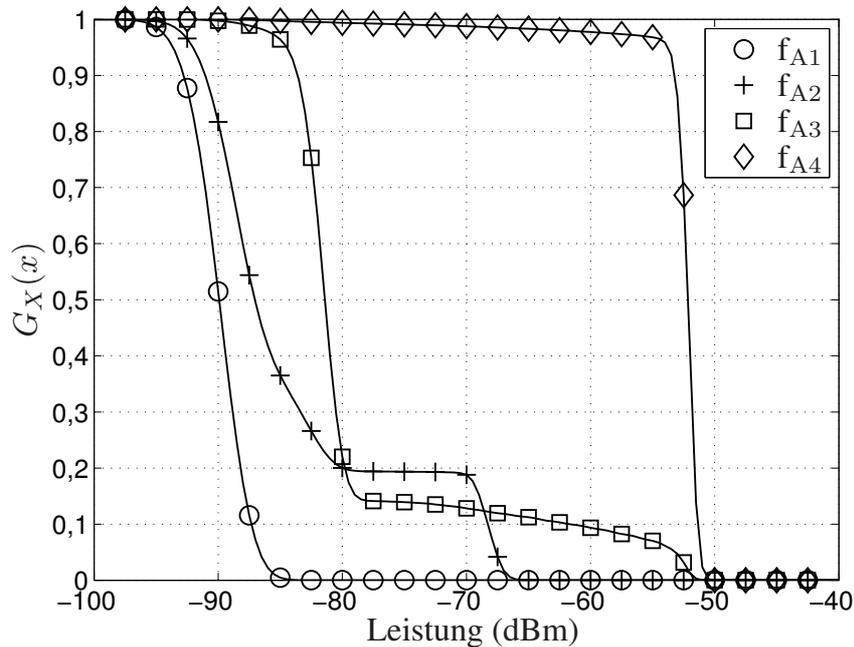


Abbildung 3.7 KVF - Szenario A

Für  $x \rightarrow \infty$  strebt die Funktion  $G_X(x)$  gegen null. Dadurch wird auch grafisch schnell nachvollziehbar, dass sehr hohe Empfangsleistungen nicht auftreten.

In Abbildung 3.7 sind die KVF der gemessenen Leistungen für Szenario A dargestellt. Die Kurven  $f_{A1}$  bis  $f_{A4}$  beschreiben die in Abbildung 3.5 markierten Kanäle und geben beispielhaft die verschiedenen Kanalbelegungsformen in diesem Frequenzbereich wieder. Die maximal gemessene Leistung in Kanal  $f_{A1}$  liegt unterhalb von  $-85$  dBm. In nur rund 50 Prozent der Beobachtungszeit wird eine Leistung größer  $-90$  dBm gemessen. Diese beiden Werte und der Verlauf der Kurve deuten darauf hin, dass in  $f_{A1}$  nur Gauß'sches Rauschen vorhanden ist. Im Gegensatz dazu sind in den Kanälen  $f_{A2}$  bis  $f_{A4}$  höhere Leistungsniveaus unterschiedlicher Dauer zu erkennen. Bereits in Abbildung 3.5 ist zu sehen, dass diese Kanäle nur zeitweise durch Nutzer belegt sind. In Kanal  $f_{A2}$  ist die Empfangsleistung in fast 20 Prozent der Messzeit größer  $-70$  dBm. Der Kurvenverlauf zwischen  $-70$  dBm und  $-64$  dBm resultiert aus einer Überlagerung der Signalamplitude mit weißem Gauß'schem Rauschen. Im Bereich zwischen  $-95$  dBm und  $-80$  dBm wird das Kanalrauschen zusätzlich durch nicht-gaußförmige Störungen beeinflusst. Der Verlauf von  $f_{A3}$  zeigt hingegen, dass im beobachteten Kanal eine erhöhte Leistung

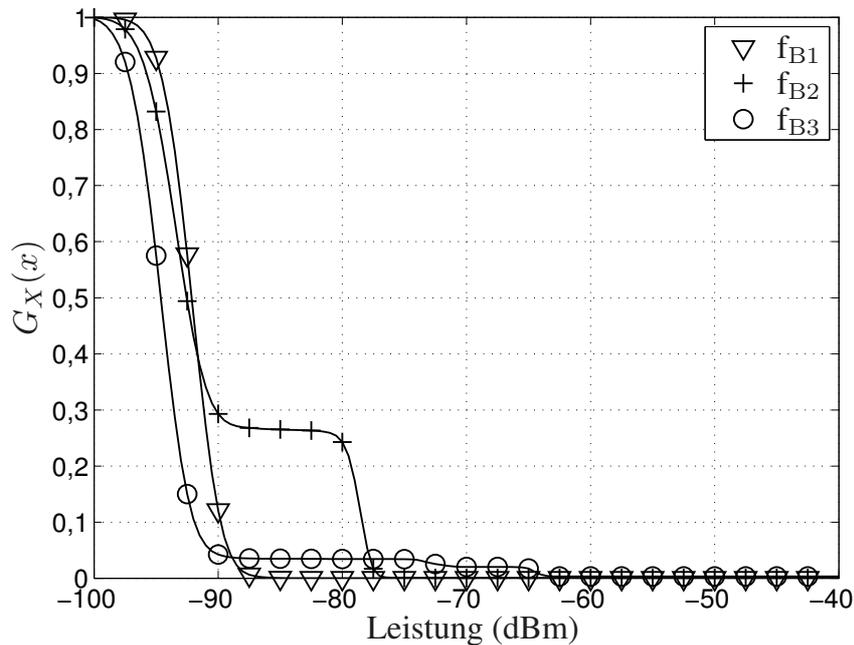


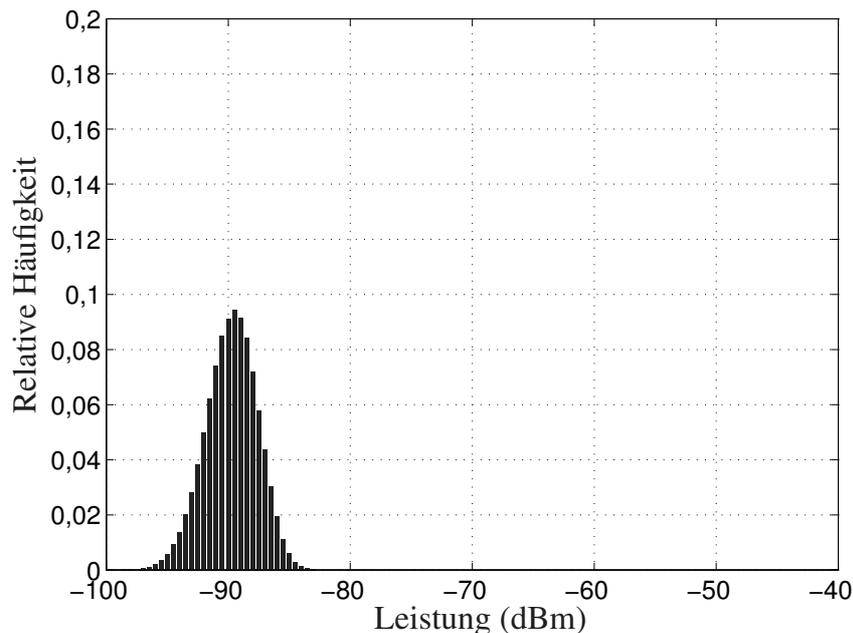
Abbildung 3.8 KVF - Szenario B

von mindestens  $-90$  dBm vorhanden ist und diese kurzzeitig bis  $-52$  dBm steigen kann. Das Verhalten von  $f_{A2}$  und  $f_{A3}$  deutet auf einen Verkehrskanal zur Datenübertragung zwischen Basisstation und Nutzer hin. Der Kanal  $f_{A4}$  stellt einen Broadcast-Kanal dar, da die gemessene Empfangsleistung fast ausschließlich größer  $-60$  dBm ist.

Für Szenario B sind die KVF-Kurven in Abbildung 3.8 dargestellt. Die betrachteten Frequenzen sind in Abbildung 3.6 ebenfalls mittels Pfeilen markiert. Auch in diesem Frequenzbereich können Verkehrs- und Rauschkanäle identifiziert werden. Kanal  $f_{B1}$  stellt einen ungenutzten Rauschkanal dar. Im Vergleich zu  $f_{B3}$  ist die gemessene Rauschleistung jedoch höher. Für  $f_{B2}$  ist eine klare Unterscheidung in Leistungsniveaus mit und ohne Nutzsignal zu erkennen. Ist der Kanal belegt, so beträgt die Empfangsleistung etwa  $-80$  dBm. In der übrigen Zeit wird eine mittlere Signalleistung von  $-93$  dBm gemessen. In Kanal  $f_{B3}$  sind Leistungswerte bis zu  $-65$  dBm zu beobachten.

Neben der Darstellung der KVF können die Kanalbelegungen auch durch die Histogramme der gemessenen Empfangsleistungen charakterisiert werden. Die Abbildungen 3.9 - 3.12 zeigen die Histogramme für die oben beschriebenen Kanäle im

Szenario A. In den Grafiken ist der Bereich von  $-100$  dBm bis  $-40$  dBm in 50 Klassen unterteilt. Der Funktionswert pro Klasse bezieht sich auf die Gesamtzahl der berücksichtigten Messwerte. Im Histogramm für Kanal  $f_{A1}$  sind die Leistungswerte annähernd gaußverteilt mit einem Mittelwert von  $\mu_{f_{A1}} = -89,5$  dBm und einer Standardabweichung von  $\sigma_{f_{A1}} = 2,1$  dBm. Dies stützt die Annahme eines additiven weißen Gauß'schen Rauschens in diesem Kanal. In Abbildung 3.10 ist zusätzlich zum Kanalrauschen auch ein Signalanteil zwischen  $-85$  dBm und  $-80$  dBm erkennbar. Darüber hinaus ist der Rauschlevel etwa 2 dB höher verglichen mit  $f_{A1}$ . Die Verteilung der Werte um  $-68$  dBm geben die Empfangsleistung eines Datensignals wieder. Eine ähnliche Situation ist auch für  $f_{A3}$  zu erkennen. Die mittlere Signalleistung beträgt  $-52$  dBm während der Kanalnutzung und  $-82$  dBm ohne Datenübertragung. Die Leistungswerte zwischen  $-75$  dBm und  $-55$  dBm können aus gedämpften Mehrwegen resultieren. Die kontinuierliche Übertragung der Kontrolldaten in  $f_{A4}$  begründet das hohe Leistungsniveau von  $-52$  dBm. Für Szenario B sind ähnliche Histogrammverläufe für die einzelnen Kanaltypen zu beobachten.



**Abbildung 3.9** Histogramm - Szenario A, Kanal  $f_{A1}$

In den dargestellten Histogrammen ist zu erkennen, dass in einem belegten Kanal die vorhandene Rauschleistung und die Signalleistung grafisch gut zu trennen sind.

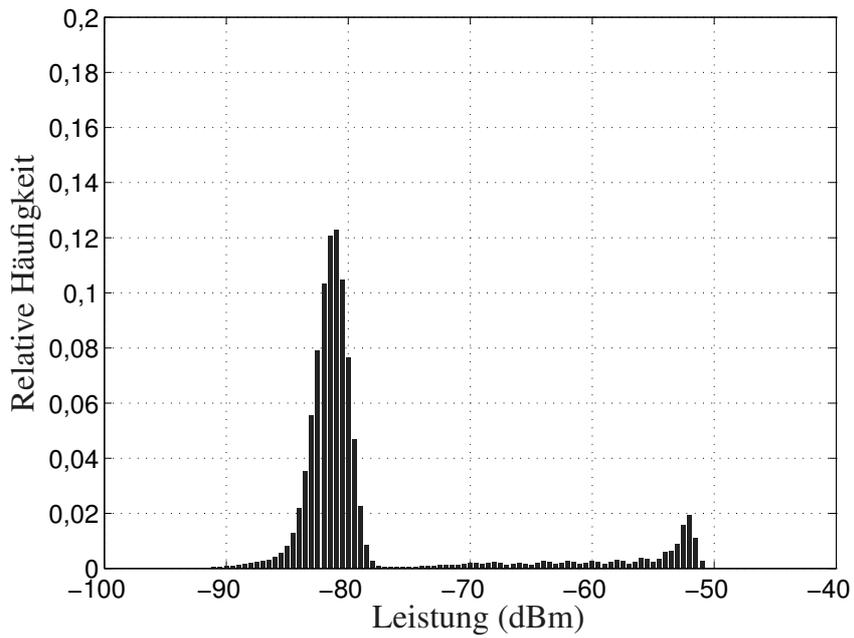


Abbildung 3.10 Histogramm - Szenario A, Kanal  $f_{A2}$

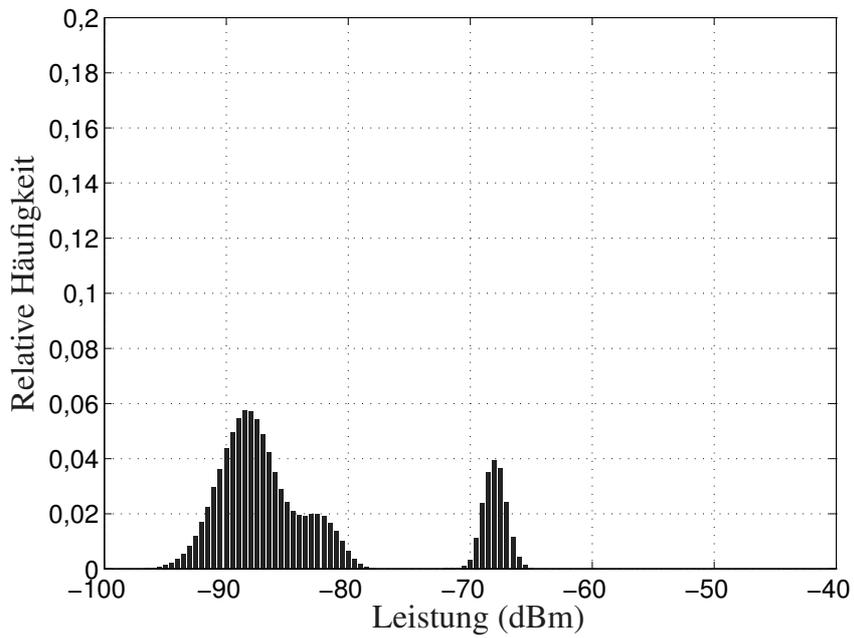


Abbildung 3.11 Histogramm - Szenario A, Kanal  $f_{A3}$

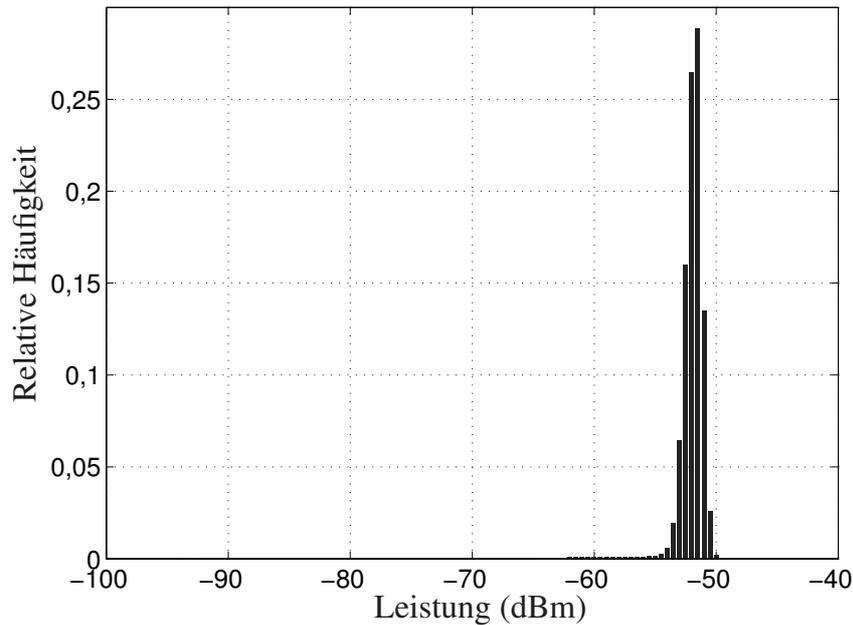


Abbildung 3.12 Histogramm - Szenario A, Kanal  $f_{A4}$

Im Vergleich der betrachteten Kanäle zeigt sich aber auch, dass kein einheitliches Rauschleistungsniveau gemessen wurde. Daher soll die theoretisch zu erwartende Rauschleistung ermittelt werden, um die mittlere Auslastung des betrachteten Spektrums beurteilen zu können.

Analytisch lässt sich die mittlere Rauschleistung beschreiben durch [38]:

$$\mathcal{E}\{P_N\} = -174 \text{ dBm(Hz)} + 10 \log_{10} \left( \frac{B_R}{\text{Hz}} \right) \text{ dB} + \text{NF} - 2,5 \text{ dB}, \quad (3.11)$$

wobei  $-174 \text{ dBm(Hz)}$  das Johnson-Rauschen bei einer Temperatur  $T = 293 \text{ K}$  und NF die gerätespezifische Rauschzahl beschreibt. Der zusätzliche Korrekturterm  $-2,5 \text{ dB}$  resultiert aus den Eigenschaften des eingesetzten Leistungsdetektors [38]. In Szenario A folgt mit (3.11) für den gesamten Frequenzbereich eine mittlere Rauschleistung  $\mathcal{E}\{P_N\} = -90,7 \text{ dBm}$ . Aus Abbildung 3.9 wurde die mittlere Rauschleistung für  $f_{A1}$  bereits ermittelt. Diese beträgt

$$\mu_{f_{A1}} = \mathcal{E}\{P_N\}_{f_{A1}} = -89,5 \text{ dBm}$$

und entspricht annähernd dem theoretischen Wert  $\mathcal{E}\{P_N\}$ . Unter Berücksichtigung der in  $f_{A1}$  gemessenen Standardabweichung

$$\sigma_{fA1} = \mathcal{D}\{P_N\}_{fA1} = 2,1 \text{ dBm}$$

kann nun eine Entscheidungsschwelle festgelegt werden:

$$P_{\text{th}} \stackrel{!}{=} \mathcal{E}\{P_N\} + 3 \cdot \mathcal{D}\{P_N\}. \quad (3.12)$$

Mit dem resultierenden Schwellwert  $P_{\text{th}} = -83,1 \text{ dBm}$  werden 99,7 Prozent aller Rauschwerte erfasst. Für die Detektionsschwelle in Szenario A folgt damit  $P_{\text{th}} = -83 \text{ dBm}$ . In Szenario B gilt  $P_{\text{th}} = -85 \text{ dBm}$ , da die Auflösungsbandbreite  $B_R$  geringer ist.

### 3.3.3 Relative Auslastung

Da die Erfassung der einzelnen Leistungswerte zeit- und frequenzdiskret erfolgt, ist eine Darstellung der Messergebnisse in Abhängigkeit kontinuierlicher Zeit- und Frequenzvariablen wenig geeignet. Daher werden die weiteren Ergebnisse mittels der diskreten Variablen  $n$  und  $k$  beschrieben. Dabei gibt  $n$  ( $n \in [1, N_M]$ ) den Zeitpunkt und  $k$  ( $k \in [0, K_{\text{SW}}]$ ) das Frequenzbin des betrachteten Messpunkts an.

Durch Anwendung der Detektionsschwelle auf die mittels (3.6) bestimmten Leistungswerte  $P(n,k)$  wird eine binäre Darstellung der Kanalbelegung erzeugt. Diese kann auch als binäres Spektrogramm  $\mathbf{O}(n,k)$  bezeichnet werden:

$$\mathbf{O}(n,k) = \begin{cases} 1 & \text{für } P(n,k) > P_{\text{th}} \\ 0 & \text{für } P(n,k) \leq P_{\text{th}} \end{cases}. \quad (3.13)$$

Die fortlaufende Darstellung wird als binäres Wasserfalldiagramm bezeichnet. Für Szenario A ist dieses in Abbildung 3.13 dargestellt. Durch die harte Entscheidung des Belegungszustandes für jedes einzelne Frequenzbin sind unbelegte Bereiche, sogenannte *White Spaces*, und belegte Bereiche, *Black Spaces*, klar zu trennen [19]. Der Anteil schwarzer Punkte in der Grafik beschreibt die relative Auslastung innerhalb der betrachteten Zeit-Frequenz-Kachel. Die mittlere Auslastung innerhalb des gesamten Messzeitraums  $N_M$  berechnet sich zu:

$$\bar{\mathbf{O}} = \frac{1}{N_M \cdot K_{\text{SW}}} \sum_{n=1}^{N_M} \sum_{k=1}^{K_{\text{SW}}} \mathbf{O}(n,k). \quad (3.14)$$

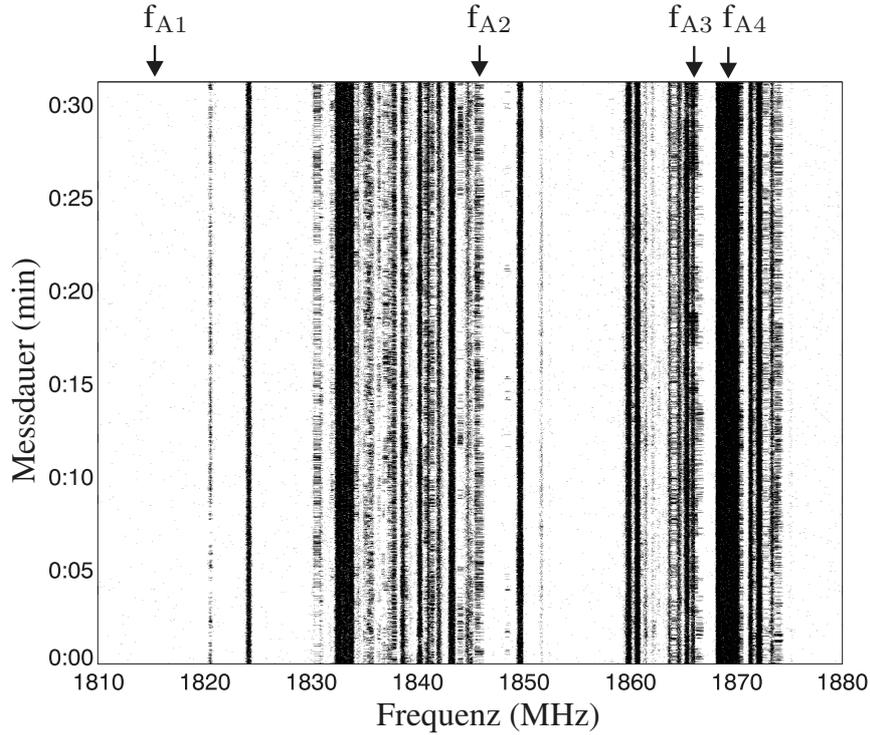


Abbildung 3.13 Binäres Wasserfalldiagramm - Szenario A

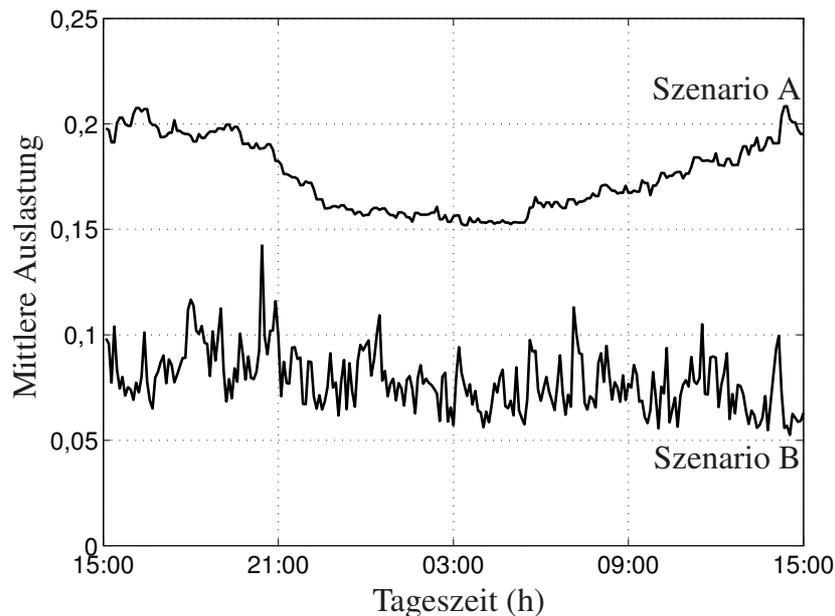
In Szenario A beträgt die mittlere Auslastung  $\bar{O}_A = 0,18$  für einen Beobachtungszeitraum von 24 Stunden. In Szenario B wurde für die gleiche Beobachtungsdauer eine mittlere Auslastung von  $\bar{O}_B = 0,08$  berechnet.

Es ist zu erwarten, dass die mittlere Auslastung über Zeit und Frequenz variiert. Um dies zu verdeutlichen, wird die mittlere Auslastung für  $K_B$  Frequenzbins und eine Zeitdauer  $N_W$  beschrieben durch

$$\bar{O}_{(N_W, K_B)}(v, u) = \frac{1}{N_W \cdot K_B} \sum_{n=vN_W}^{(v+1)N_W-1} \sum_{k=uK_B}^{(u+1)K_B-1} O(n, k). \quad (3.15)$$

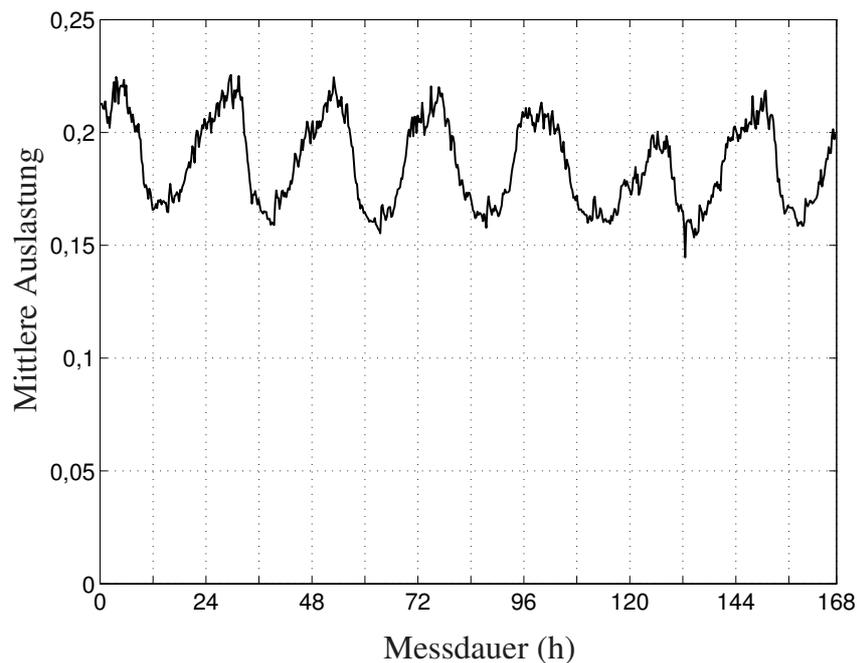
Da disjunkte Mittelungsfenster der Länge  $N_W$  und der Breite  $K_B$  eingesetzt werden, geben  $v$  und  $u$  die Startwerte des Beobachtungsfensters in Zeit und Frequenz an. Wird der gesamte, gemessene Frequenzbereich ausgewertet, folgt  $K_B = K_{SW}$ . In Abbildung 3.14 ist für beide Szenarien die mittlere Auslastung über der Zeit bei einem Beobachtungsfenster der Länge 300 s dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die mittlere Auslastung im Tagesverlauf in Szenario A stärker schwankt, in Sze-

nario B jedoch ein gleichbleibendes Niveau aufweist. Das Maximum der mittleren Belegung liegt im GSM-System bei gut 20 Prozent. Innerhalb des UKW-Systems ist nur eine mittlere Auslastung von maximal 14 Prozent zu beobachten. Für Sze-



**Abbildung 3.14** Mittlere Auslastung - Szenario A und B, Messdauer: 24 h

nario A ist in Abbildung 3.14 eine generelle Schwankung der mittleren Auslastung über einen Tag zu beobachten. Um dies weiter zu verdeutlichen, ist in Abbildung 3.15 der Verlauf der mittleren Auslastung über 7 Tage dargestellt. Es zeigt sich, dass die beobachtete Schwankung mit einer Periode von etwa 24 h auftritt. Dies ist auf die tageszeitlichen Schwankungen der GSM-Nutzeranzahl zurückzuführen. Darüber hinaus ist der Einfluss unterschiedlicher Wochentage erkennbar. Der Zeitraum zwischen 120 und 132 h Messdauer beschreibt die Tagesstunden an einem Sonntag. Die geringe mittlere Auslastung ist auf die sonntäglich verringerte Personenzahl im Innenstadtbereich zurückzuführen. Auch wenn die mittlere Auslastung in den späten Nacht- und frühen Morgenstunden nicht unter 15 Prozent fällt, so ist in dieser Zeit von nur sehr wenigen aktiven Nutzern auszugehen. Im Vergleich zu den Spitzenwerten von rund 22 Prozent, die in den Mittags- und Nachmittagsstunden erreicht werden, zeigt sich, dass offenbar ein sehr hoher Anteil an Kontrolldaten vorhanden ist.

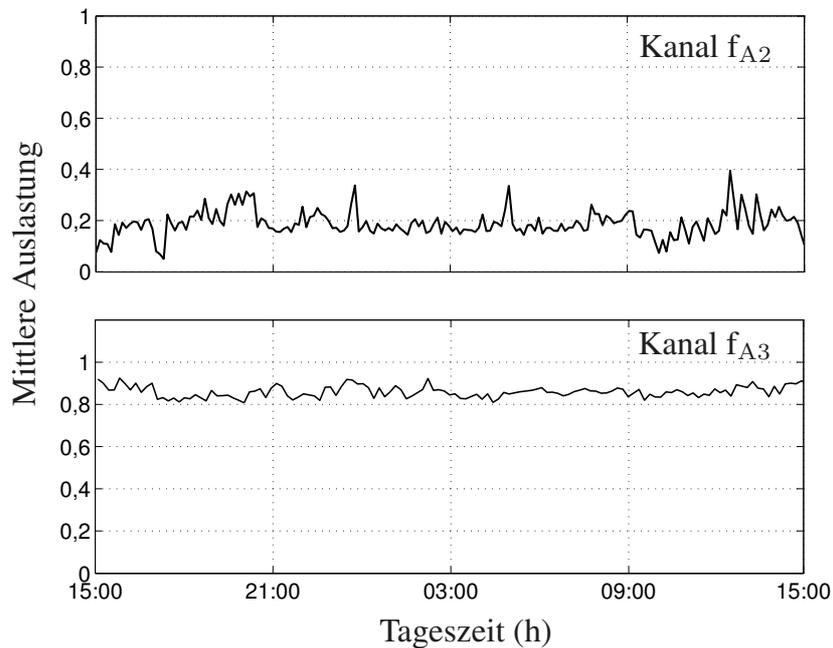


**Abbildung 3.15** Mittlere Auslastung - Szenario A, gesamter Frequenzbereich, Messdauer: 7 Tage

Bei der Untersuchung der mittleren Belegung einzelner Kanäle sind größere kurzfristige Schwankungen zu beobachten. Für die beiden Kanäle  $f_{A2}$  und  $f_{A3}$  in Szenario A ist dies in Abbildung 3.16 gezeigt. Dabei fällt auf, dass die Auslastung einzelner Kanäle sehr unterschiedliche Schwankungen aufweisen kann. Während für  $f_{A2}$  sehr große Unterschiede im Tagesverlauf zu erkennen sind, ist die Auslastung von  $f_{A3}$  auf einem gleichbleibend hohen Niveau.

Bei der Analyse der mittleren Auslastung in Szenario B fallen vor allem die größeren Schwankungen, verglichen mit Szenario A, auf. In Abbildung 3.17 ist die mittlere Auslastung für  $f_{B2}$  und  $f_{B3}$  dargestellt. Im Vergleich zu Szenario A ist keine periodische Komponente im Tagesverlauf zu erkennen. Darüber hinaus ist eine größere Schwankung sowohl bei der Betrachtung aller Frequenzen wie auch im Fall eines einzelnen Kanals zu erkennen. Vor allem für geringe Auslastungen ist die genaue zeitliche Struktur der Kanalbelegung von Interesse. Insbesondere die langen unbelegten Zeiträume sind für ein Overlay-System von Interesse.

Wie die bisherigen Betrachtungen gezeigt haben, sind die Frequenzbereiche lizenzierter Systeme nur gering ausgelastet. Bei der Auswertung der Belegung einzelner

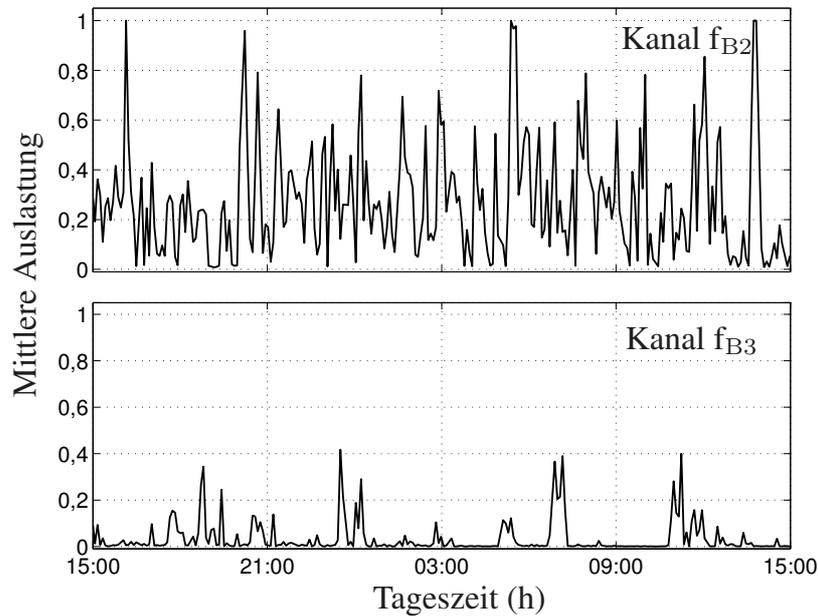


**Abbildung 3.16** Mittlere Auslastung - Szenario A, Kanal  $f_{A2}$  und  $f_{A3}$ , Messdauer: 24 h

Kanäle zeigt sich, dass auch deren Kapazität sehr unterschiedlich genutzt wird. Darüber hinaus sind große Schwankungen in der mittleren Auslastung zu erkennen. Dies bedeutet für ein Overlay-System, dass die verfügbaren Belegungslücken stark variieren. Durch eine möglichst genaue Anpassung der Mietnutzerzugriffe an diese Struktur könnte eine bessere Auslastung des Funkspektrums erreicht werden. Dazu ist aber neben der Ermittlung der mittleren Auslastung auch die Bestimmung der zeitliche Struktur der Kanalzugriffe notwendig.

### 3.4 Statistische Auswertung

Bei der Auswertung der zeitlichen Struktur der Kanalzugriffe soll untersucht werden, wie lange ein Kanal im Mittel durch den Lizenznutzer belegt bzw. nicht belegt ist. Wie in Kapitel 5.2.2 noch ausführlicher gezeigt wird, ist für die Nutzung eines Frequenzbereichs mit ständig wechselnder Kanalbelegung ein höherer Signalisierungsaufwand notwendig als in Bereichen, in denen eine konstante Belegung



**Abbildung 3.17** Mittlere Auslastung - Szenario B, Kanal  $f_{B2}$  und  $f_{B3}$ , Messdauer: 24 h

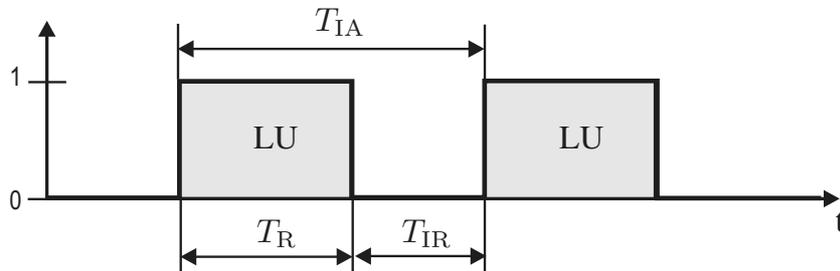
vorliegt. Daher soll im Folgenden untersucht werden, inwieweit die zeitliche Struktur der Kanalbelegung in den gemessenen Frequenzbereichen beschrieben werden kann. Es soll die Frage erörtert werden, ob die gewählte zeitliche Auflösung einer Pilotmessung bereits ausreichende Ergebnisse liefert.

### 3.4.1 Definition der Zeiträume

Für die Beschreibung der zeitlichen Struktur werden folgende Zeiträume definiert:

- Run-Dauer  $T_R$  bezeichnet die Zeitdauer eines messbaren Kanalzugriffs der Lizenznutzer.
- Zwischenrun-Dauer  $T_{IR}$  bezeichnet die Zeitdauer zwischen zwei Kanalzugriffen der Lizenznutzer.
- Interarrival-Dauer  $T_{IA}$  bezeichnet die Zeitdauer zwischen den Startpunkten zweier aufeinander folgender Runs.

In Abbildung 3.18 sind die einzelnen Zeiträume nochmals verdeutlicht. Zur Berechnung der einzelnen Zeiten werden die Daten des binären Wasserfalldiagramms ausgewertet.



**Abbildung 3.18** Definition der Run-, Zwischenrun- und Interarrival-Dauer

Für die Bewertung eines Kanals können nun sowohl Mittelwert als auch Varianz der jeweiligen Größen bestimmt werden. Die mittlere Run-Dauer  $\bar{T}_R$  innerhalb des Beobachtungsfensters  $N_W$  ist

$$\bar{T}_R(h,k) = \frac{1}{N_W} \sum_{n=h}^{(h+1)N_W-1} T_R(n,k), \quad (3.16)$$

wobei  $T_R(n,k)$  die Run-Dauer zum Zeitpunkt  $n$  auf dem Frequenzbin  $k$  beschreibt. Auch in diesem Fall werden disjunkte Beobachtungsfenster eingesetzt. Als weitere Größe lässt sich die Varianz  $\mathcal{D}^2\{T_R\}$  bestimmen:

$$\mathcal{D}^2\{T_R(h,k)\} = \frac{1}{N_W} \sum_{n=h}^{(h+1)N_W-1} (T_R(n,k) - \bar{T}_R(h,k))^2. \quad (3.17)$$

Für die Größen  $T_{IR}$  und  $T_{IA}$  können Mittelwert und Varianz analog zu (3.16) und (3.17) berechnet werden.

An Hand dieser Größen können unterschiedliche Kanalzugriffsmuster identifiziert werden. So werden sehr gleichmäßige Burststrukturen im Lizenzsystem durch eine geringe Varianz der Run-Dauer ausgedrückt. Ist gleichzeitig ein niedriger Mittelwert zu beobachten, so ist der Kanal nur für kurze Zeit belegt. Ein hoher Mittelwert der Zwischenrun-Dauer mit gleichzeitig geringer Varianz deutet auf große freie Zeitschlitze gleichmäßiger Länge hin, die für das Overlay-System zur Verfügung stehen. Diese werden in regelmäßigen Abständen durch kurze Zugriffe der Lizenznutzer unterbrochen. Liegt eine solche, regelmäßige Kanalzugriffsstruktur vor,

so kann die Wiederholungsrate der Lizenznutzerdetektion bzw. die Zugriffsdauer des Overlay-Systems entsprechend angepasst werden. Eine sehr ungünstige Situation aus Sicht des Overlay-Systems besteht, wenn die mittlere Zwischenrun-Dauer sinkt und deren Varianz stark zunimmt. Dann ist die voraussichtliche Zugriffsdauer nur schwer zu bestimmen. Die Dauer des Kanalzugriffs durch das Overlay-System muss reduziert werden, um in kürzeren Abständen eine ausreichend zuverlässige Detektion durchführen zu können.

Die Güte des Lizenznutzerkanals für die Nutzung durch ein Overlay-System ist in Abhängigkeit der gemessenen Mittelwerte und Varianzen von  $T_R$  und  $T_{IR}$  in Abbildung 3.19 zusammengefasst. Der Übersichtlichkeit halber sind die Argumente  $h$  und  $n$  nicht mit aufgeführt (vgl. (3.16) und (3.17)). Es ist schnell ersichtlich, dass

kurze Zwischenruns unregelmäßiger Dauer	kurze Zwischenruns gleicher Dauer, hoher Kontrolloverhead	lange Zwischenruns möglich, hohe Detektionswiederholrate	lange Zwischenruns regelmäßiger Dauer
$\bar{T}_R$ <b>gering</b>	$\bar{T}_R$ <b>gering</b>	$\bar{T}_R$ <b>hoch</b>	$\bar{T}_R$ <b>hoch</b>
$D\{T_R\}$ <b>hoch</b>	$D\{T_R\}$ <b>gering</b>	$D\{T_R\}$ <b>hoch</b>	$D\{T_R\}$ <b>gering</b>
			
$\bar{T}_R$ <b>hoch</b>	$\bar{T}_R$ <b>gering</b>	$\bar{T}_R$ <b>hoch</b>	$\bar{T}_R$ <b>gering</b>
$D\{T_R\}$ <b>hoch</b>	$D\{T_R\}$ <b>hoch</b>	$D\{T_R\}$ <b>gering</b>	$D\{T_R\}$ <b>gering</b>
lange Runs unregelmäßiger Dauer	kurze Runs unregelmäßiger Dauer	langere Runs regelmäßiger Dauer	kurze Runs regelmäßiger Dauer

**Abbildung 3.19** Güte eines Lizenznutzerkanals für Overlay-Nutzung

eine hohe mittlere Zwischenrun-Dauer und eine geringe Varianz der Run-Dauer zu bevorzugen ist. In diesem Fall sind gute Voraussetzungen für eine geeignete Anpassung des Overlay-Systems an die vorhandene Belegung gegeben.

### 3.4.2 Gemessene Belegungszeiten

Die Auswertung der Belegungszeiten wurde an Hand der Verkehrskanäle für beide Szenarien durchgeführt. In den Abbildungen 3.10 und 3.11 war zu erkennen,

dass neben weißen gaußförmigen Rauscheinflüssen noch weitere Störungen das Leistungsniveau des Signals anheben können. Zusätzliche Einflüsse können beispielsweise Nachbarkanalstörungen oder andere Rauschquellen im betrachteten Frequenzbereich sein. In den dargestellten Histogrammen können diese Einflüsse und die Lizenznutzerzugriffe grafisch gut getrennt werden. Um bei der Auswertung der Belegungszeiten nur die Kanalzugriffe durch die Lizenznutzer zu berücksichtigen, werden deshalb nur Empfangswerte oberhalb der Entscheidungsschwelle  $P_{\text{th}} = -75$  dBm für Szenario A bzw.  $P_{\text{th}} = -80$  dBm für Szenario B gewertet. Für reale Systeme, in denen auch weniger eindeutige Situationen zuverlässig bewertet werden müssen, sind gegebenenfalls andere Entscheidungsmechanismen zu wählen. Für eine Analyse der zeitlichen Struktur der Lizenznutzerzugriffe in den bisher betrachteten Kanälen stellt das hier gewählte Verfahren aber ein zweckmäßiges Vorgehen dar.

In Abbildung 3.20 sind die Histogramme der Zeiten  $T_{\text{R}}$ ,  $T_{\text{IR}}$  und  $T_{\text{IA}}$  des Kanals  $f_{\text{A}2}$  in Szenario A dargestellt. Die Werte sind in Klassen zwischen 0 und 1 s mit einer zeitlichen Auflösung von 30 ms unterteilt.

Das obere Diagramm in Abbildung 3.20 zeigt, dass der überwiegende Teil der Kanalbelegungen höchstens 30 ms dauert. Die Häufigkeit der Run-Zeiten zwischen 30...60 ms liegt bei 0,27. Insgesamt befinden sich 95 Prozent aller Runs innerhalb der ersten 3 Klassen. Die mittlere Run-Dauer beträgt  $\bar{T}_{\text{R}}(N_{\text{M}}, f_{\text{A}2}) = 53$  ms bei einer Standardabweichung von  $\mathcal{D}\{T_{\text{R}}(N_{\text{M}}, f_{\text{A}2})\} = 46$  ms. Die Verteilung der Zwischenrun-Zeiten weist hingegen eine breitere Verteilung um den Mittelwert  $\bar{T}_{\text{IR}}(N_{\text{M}}, f_{\text{A}2}) = 227$  ms auf. Die Standardabweichung beträgt  $\mathcal{D}\{T_{\text{IR}}(N_{\text{M}}, f_{\text{A}2})\} = 477$  ms, wobei dieser hohe Wert durch die Zwischenrun-Zeiten größer 1 s hervorgerufen wird. Der größte Anteil liegt in der Klasse zwischen 30...60 ms. Auffallend sind die Häufungen in den Klassen bei 300 ms, 600 ms und etwa 900 ms. Die Struktur lässt vermuten, dass auch bei unbelegten Verkehrskanälen in regelmäßigen Abständen Kontrolldaten ausgetauscht werden. Dadurch werden die Zwischenruns durch einzelne, sehr kurze Runs unterbrochen. Dies würde auch den sehr hohen Anteil an Runzeiten kleiner 30 ms begründen. In einem Overlay-System könnten diese regelmäßig auftretenden Kanalbelegungen entsprechend berücksichtigt werden. Eine ähnliche Situation kann in Abbildung 3.21 beobachtet werden. Auch in Kanal  $f_{\text{A}3}$  sind über 85 Prozent der gemessenen Runs kürzer als 100 ms. Da die mittlere Auslastung in diesem Kanal gleichbleibend hoch ist, sind nur wenige Zwischenruns länger als eine Sekunde.

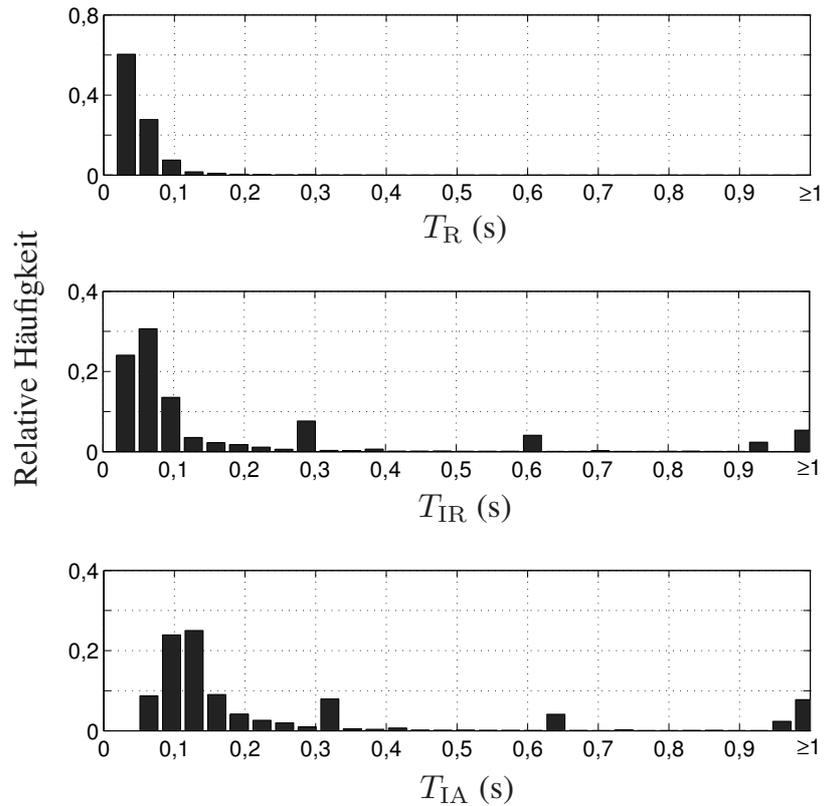
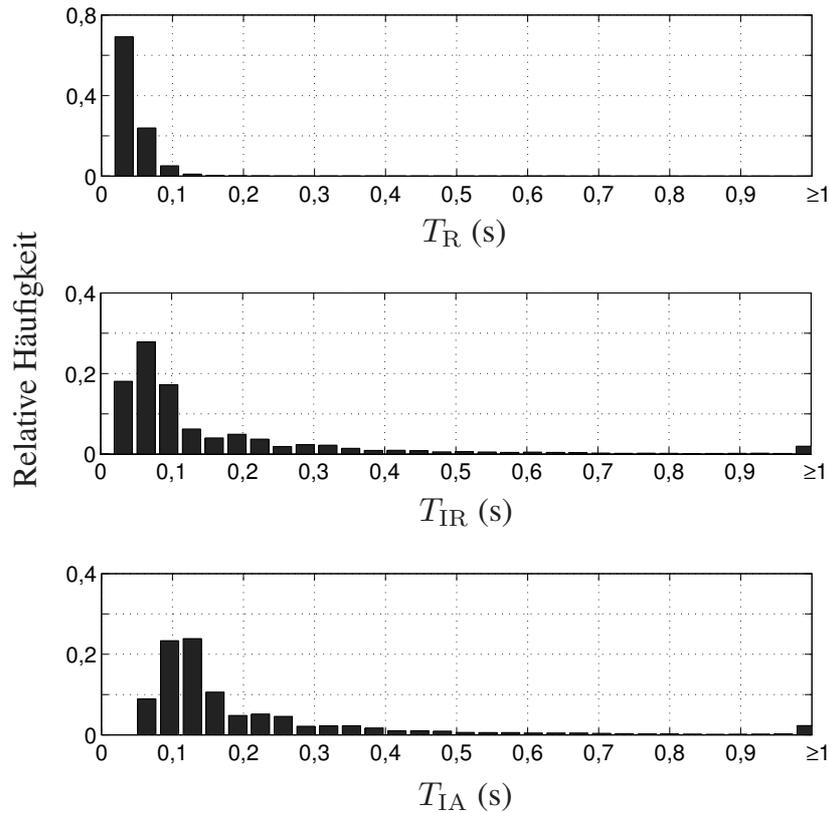


Abbildung 3.20 Histogramme der Zeiten  $T_R$ ,  $T_{IR}$  und  $T_{IA}$ , Szenario A, Kanal  $f_{A2}$

Trotz der sehr unterschiedlichen mittleren Auslastung in den Kanälen  $f_{A2}$  und  $f_{A3}$  zeigt ein Vergleich der berechneten Histogramme nur sehr geringe Unterschiede. Ein Grund dafür liegt in der gewählten zeitlichen Auflösung. Bei einer Sweepzeit von  $T_{SW} = 10$  ms werden mehr als 17 GSM-Bursts übertragen. Damit können Unterschiede in der Anzahl der belegten Burst pro Frame nicht ausreichend aufgelöst werden. Für eine genauere Beurteilung der einzelnen Kanäle ist eine höhere zeitliche Auflösung erforderlich. Dies widerspricht jedoch dem oben beschriebenen Ansatz der Pilotmessungen.

Ein anderes Bild zeichnet sich in Szenario B ab. In Abbildung 3.22 sind die Histogramme für  $f_{B3}$  dargestellt. Die zeitliche Auflösung der Darstellung ist nun auf 150 ms gesetzt, da die Run- und Zwischenrun-Dauer systembedingt größer ist. Es ist zu erkennen, dass die Run-Dauer länger und über einen weiten Bereich verteilt ist. Der Hauptanteil der Runs weist eine Dauer von bis zu einer Sekunde auf. Es ist aber auch ein geringer Anteil für Werte  $\geq 10$  Sekunden zu erkennen. Die Ver-



**Abbildung 3.21** Histogramme der Zeiten  $T_R$ ,  $T_{IR}$  und  $T_{IA}$ , Szenario A, Kanal  $f_{A3}$

teilung der Zwischenrun-Dauer weist einen maximalen Wert von 0,3312 für Werte  $\geq 10$  Sekunden auf. Es ist auffällig, dass auch ein hoher Anteil an Zwischenruns nur eine sehr kurze Dauer aufweist. Im Vergleich zu Szenario A fällt zusätzlich auf, dass die Verteilung der Interarrival-Dauer in diesem Szenario einem anderen Verlauf folgt. In Szenario A ist eine große Ähnlichkeit zwischen  $T_{IR}$  und  $T_{IA}$  festzustellen. Diese wird vor allem durch eine geringe Run-Dauer hervorgerufen. Der Abstand zwischen den Startpunkten zweier Runs ist selten signifikant länger als der Zwischenrun selbst. Dieses Verhalten kann nun nicht mehr beobachtet werden. Vielmehr variiert die Dauer einzelner Runs stärker. Darüber hinaus treten offenbar sehr unterschiedliche Kombinationen von Run-Dauer und anschließender Zwischenrun-Dauer auf. Dies führt zu einer weiteren Darstellungsmöglichkeit, um bestehende Abhängigkeiten zwischen Run- und Zwischenrun-Dauer zu verdeutlichen. Auf diese wird im folgenden Abschnitt näher eingegangen.

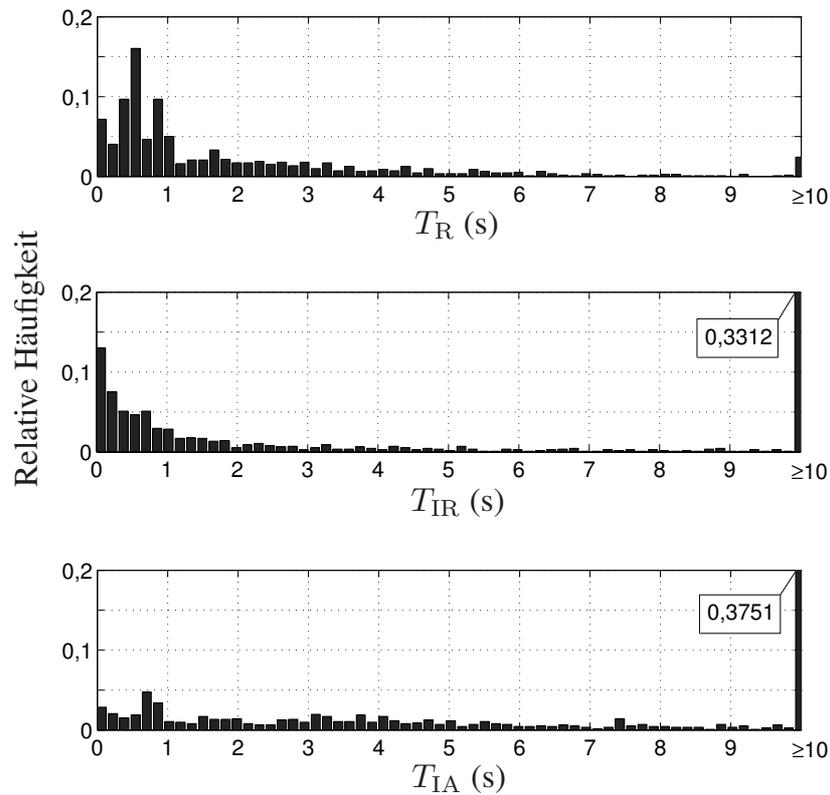
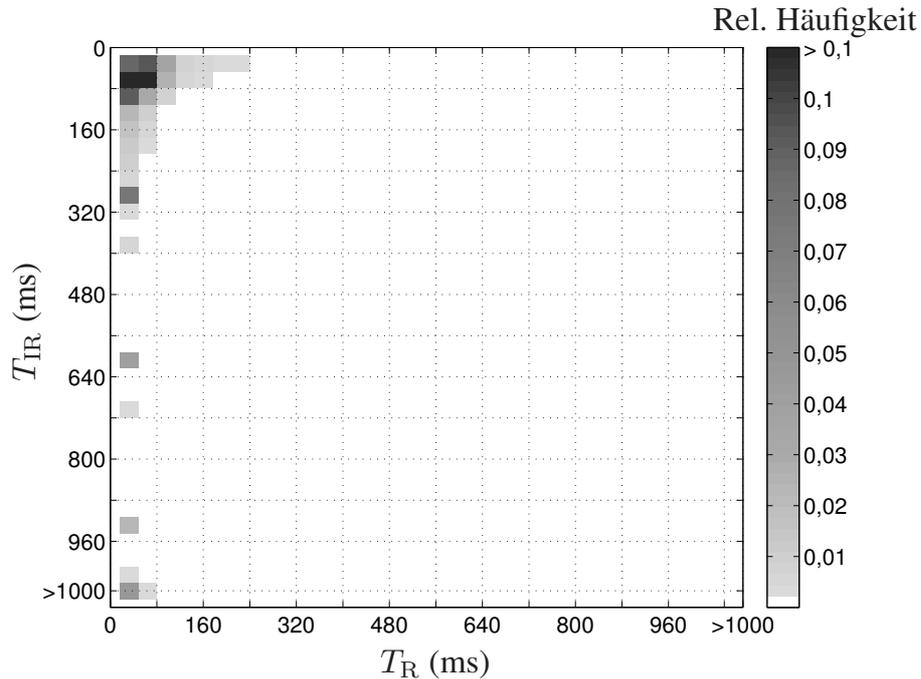


Abbildung 3.22 Histogramme der Zeiten  $T_R$ ,  $T_{IR}$  und  $T_{IA}$ , Szenario B, Kanal  $f_{B3}$

### 3.4.3 Run-Zwischenrun-Kombinationen

Neben der getrennten Betrachtung der Run- und Zwischenrun-Zeiten und deren jeweiligen Verteilungen soll nun die Kombination beider untersucht werden. Während die Interarrival-Zeit lediglich die Dauer zwischen den Startzeitpunkten zweier aufeinanderfolgender Runs beschreibt, können durch die Darstellung der Kombination von Run- und Zwischenrun-Zeit in einem Diagramm auch Abhängigkeiten zwischen beiden Größen verdeutlicht werden. Wie bereits das Histogramm der Interarrival-Dauer in Szenario B vermuten lässt, können diese zusätzlichen Informationen ebenfalls für eine Bewertung der Frequenzen hilfreich sein. In den folgenden Diagrammen werden daher jeweils die beiden Größen  $T_R$  und  $T_{IR}$  gegeneinander aufgezeichnet. Die Häufigkeit der jeweiligen Kombination wird mittels Graustufen verdeutlicht.

Die Darstellung der Run-Zwischenrun-Kombinationen für Szenario A in den Ab-



**Abbildung 3.23** Häufigkeit der Kombination  $T_R$  und  $T_{IR}$  für Szenario A - Kanal  $f_{A2}$

Abbildungen 3.23 und 3.24 zeigt, dass bei der gewählten zeitlichen Auflösung fast ausschließlich Kombinationen bestehend aus einem einzelnen Run mit anschließendem Zwischenrun beobachtet wurden. Nur wenige Kombinationen weichen davon ab. Dieses Ergebnis ist nach der Auswertung der Histogramme für  $T_R$  und  $T_{IR}$  nicht überraschend. Damit zeigt sich aber auch, dass diese Darstellung mit der gewählten zeitlichen Auflösung für eine weitere Klassifikation des Szenarios A weniger geeignet ist.

Da in Szenario B längere Runs und Zwischenruns beobachtet werden können, sind auch unterschiedliche Kombinationen von  $T_R$  und  $T_{IR}$  in Abbildung 3.25 zu erkennen. Vor allem für Run-Zeiten bis etwa 5 s und Zwischenrun-Zeiten von bis zu 1 s sind fast alle Kombinationen vorhanden. Wird der Kanal durch das Lizenzsystem genutzt, so sind für das Mietsystem meist nur Zeitslitze von weniger als 1 s verfügbar. Sind die Lizenznutzer hingegen weniger aktiv, so werden Zwischenruns von über 10 s meist durch kurze Runs unterbrochen.

Wie sich vor allem an der Darstellung für Szenario B zeigt, können mit diesem An-

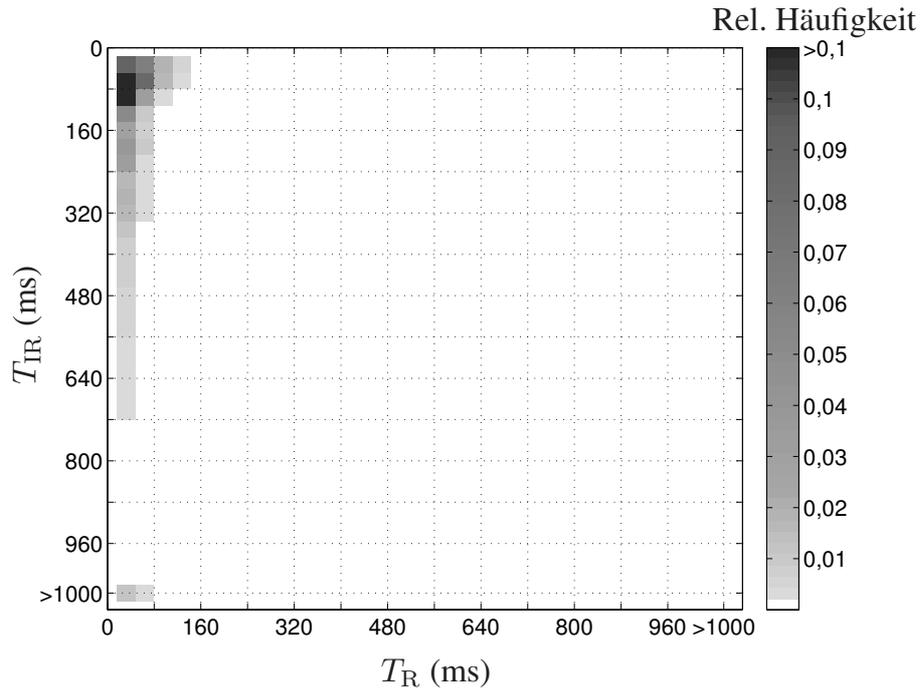
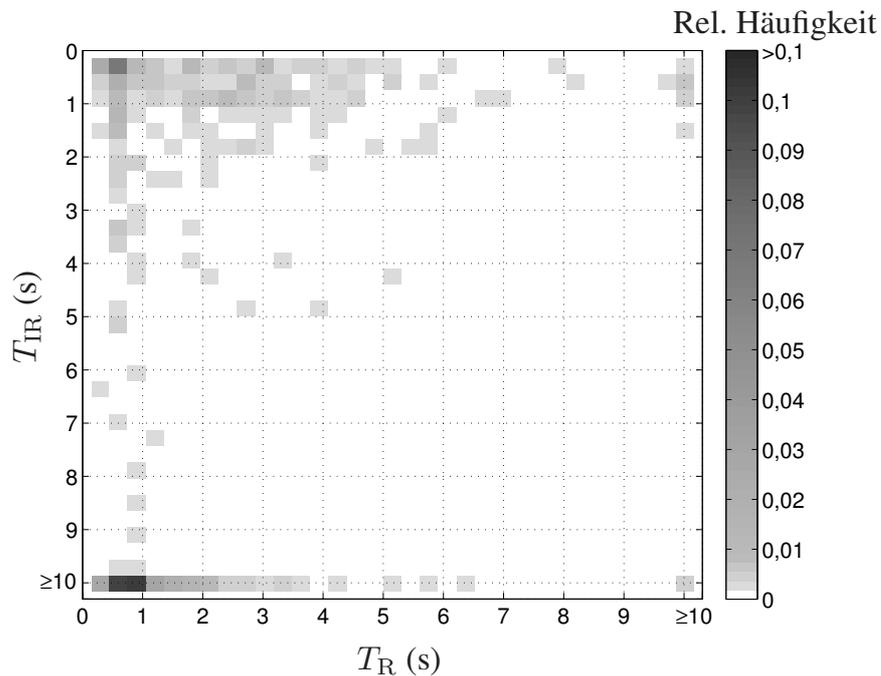


Abbildung 3.24 Häufigkeit der Kombination  $T_R$  und  $T_{IR}$  für Szenario A - Kanal  $f_{A3}$

satz bei geeigneter zeitlicher Auflösung weitere Eigenschaften des Lizenznutzerzugriffs ermittelt werden.

### 3.5 Fazit

Die Auswertung der Messdaten in den unterschiedlichen Szenarien zeigt, dass nur ein geringer Prozentsatz der Übertragungsressource durch das Lizenzsystem genutzt wird. Die Auswertung der mittleren Auslastung über der Beobachtungszeit weist unterschiedlich starke Schwankungen im Tagesverlauf für beide Szenarien auf. Darüber hinaus kann in Szenario A eine regelmäßige Schwankung mit einer Periode von 24 Stunden beobachtet werden. In Szenario B hingegen sind stärkere Schwankungen auf einem gleichbleibenden mittleren Auslastungsniveau zu beobachten. Diese sind durch den unregelmäßigen Zugriff innerhalb der geschlossenen Nutzergruppe zu begründen. Darüber hinaus zeigt sich, dass in modernen FDMA/TDMA-Systemen ein großer Anteil der Belegung auf Kontrolldaten zurückzuführen ist, da auch in verkehrsschwachen Zeiten eine signifikante Grund-



**Abbildung 3.25** Häufigkeit der Kombination  $T_R$  und  $T_{IR}$  für Szenario B - Kanal  $f_{B3}$

auslastung festzustellen ist. Im Fall von GSM wurde eine Grundauslastung von etwa 16 Prozent gemessen. Wird diesem Wert die maximal gemessene Auslastung von rund 22 Prozent gegenüber gestellt, so liegt die Schlussfolgerung nahe, dass die Kontrolldaten des Lizenznutzersystems offenbar den überwiegenden Anteil der tatsächlichen Frequenzauslastung ausmachen.

Hinsichtlich der Ermittlung potenzieller Frequenzbereiche für ein Overlay-System hat sich gezeigt, dass die Bestimmung der mittleren Auslastung basierend auf der gewählten zeitlichen Auflösung für eine erste Bewertung geeignet erscheint. Wenn statt der „sweependen“ Messung ein Verfahren mit direkter Digitalisierung des potenziellen Teilbandes eingesetzt wird, so kann die verbleibende Zeit für die Übertragung von Kommunikationsdaten genutzt werden.

Die Auswertung der zeitlichen Struktur der Belegung hat gezeigt, dass die gewählte Zeitauflösung für die detaillierte Beschreibung des Lizenznutzertzugriffs nur bedingt zufriedenstellende Ergebnisse liefert. Um eine sinnvolle Beschreibung des Kanals und der Belegungscharakteristik des Lizenzsystems durchführen zu können, ist eine feinere zeitliche Auflösung der Messungen notwendig.

Für eine erste Erfassung der einzelnen Frequenzbänder ist die Bestimmung der mittleren Auslastung ausreichend. Darauf aufbauend können durch Verfeinerung der Zeitauflösung weitere Details, wie beispielsweise die beobachteten Kombinationen von  $T_R$  und  $T_{IR}$ , bestimmt werden.

## 4 Zeitreihenanalyse

In Kapitel 2 und 3 wurde aufgezeigt, dass eine kontinuierliche Beobachtung aller verfügbaren Frequenzbereiche in einem mobilen CR-Empfänger nicht sinnvoll ist. Eine geeignete Möglichkeit zur Bewertung eines Teilbands besteht jedoch in der Bestimmung der mittleren spektralen Auslastung. Typische Verläufe wurden in Abschnitt 3.3.3 gezeigt. Wenn es möglich ist, einen solchen Verlauf zu approximieren und die weitere, kurzfristige Entwicklung zu prognostizieren, kann die Anzahl der benötigten Messpunkte weiter reduziert werden. Darüber hinaus kann die Auswahl potentieller Alternativen durch die zusätzliche Information über den zu erwartenden Verlauf optimiert werden. Die Beschreibung eines Systemmodells ist jedoch schwierig, da die Belegung des Spektrums durch eine Vielzahl von Faktoren beeinflusst wird. Auch wenn die systemspezifischen Kanalzugriffe des beobachteten Funksystems analytisch beschrieben werden können, so ist das Nutzerverhalten zu komplex, um es in einem einfachen Modell zu erfassen.

Ein Verfahren zur Modellierung des Systemverhaltens ohne Kenntnis der zugrunde liegenden Systemgleichungen stellt die Zeitreihenanalyse dar [7, 18, 41, 49]. Diese Methode wird vor allem im wirtschaftlichen Bereich zur Modellierung von Zeitverläufen beobachteter Reihen, wie beispielsweise Börsenindizes, eingesetzt. Das Ziel ist es dabei, die Eigenschaften des nicht näher bekannten Systems so zu modellieren, dass der Verlauf der beobachteten Reihe möglichst gut angenähert wird. Hierbei ist es von untergeordneter Bedeutung, ob das gewählte Modell sämtliche Eigenschaften des Originalsystems vollständig abbildet. Beschreibt das Ausgangssignal des Modells die beobachtete Folge mit ausreichender Güte, ist das Entwurfsziel erreicht. Basierend auf einem solchen Modell kann anschließend eine Vorhersage zukünftiger Werte für einen begrenzten Prognosehorizont erfolgen.

Über die Ursachen des beobachteten Verlaufs der mittleren spektralen Auslastung liegen keine detaillierten Informationen vor. Daher erscheint der Ansatz der Modellierung und Prognose der beobachteten Folge mittels der Zeitreihenanalyse geeignet, da diese ausschließlich auf der Beobachtung eines gestörten Empfangssignals ohne zusätzliche Systemkenntnis beruht. Ein vergleichbarer Ansatz ist aus der Literatur nicht bekannt.

Die Methode der Zeitreihenanalyse zur Vorhersage zukünftiger Werte kann in zwei Abschnitte unterteilt werden:

- Entwicklung eines geeigneten Modells auf Basis der beobachteten Eingangswerte und anschließend
- Prognose zukünftiger Werte basierend auf dem geschätzten Systemmodell.

Dazu werden in Abschnitt 4.1 die Grundlagen der Zeitreihenanalyse eingeführt. Anschließend erfolgt in Abschnitt 4.2 die Beschreibung eines Modells für die beobachtete Reihe. In Abschnitt 4.3 wird die Prognose zukünftiger Werte erläutert.

## 4.1 Einführung

Ausgangspunkt für die Modellierung eines Systems mittels Zeitreihenanalyse ist die Beobachtung einer Folge diskreter, äquidistanter Werte, die das Ausgangssignal des zu modellierenden Systems beschreiben. Es wird angenommen, dass das nicht näher bekannte System die Impulsantwort  $h(n)$  besitzt und durch eine unbekannte Eingangsfolge angeregt wird. Im Allgemeinen sind die Eingangs- und Ausgangsfolgen des Systems stochastische Größen. Bei der Anwendung der Zeitreihenanalyse in realen Systemen kann jedoch nur auf eine Beobachtung der Ausgangsfolge zurückgegriffen werden, die nur eine mögliche Realisierung darstellt. Daher beruhen die weiteren Betrachtungen auf den empirischen Größen  $a(n)$  und  $u(n)$ , die das Verhalten der Eingangs- und Ausgangsfolgen beschreiben. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 4.1 dargestellt.

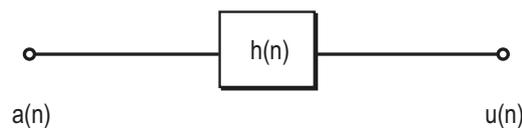


Abbildung 4.1 Systemmodell zur Zeitreihenanalyse

### 4.1.1 Allgemeine Grundlagen

Bei der Zeitreihenanalyse wird vorausgesetzt, dass die beobachtete Folge  $u(n)$  die Länge  $N$  ausweist und stationär ist. Darüber hinaus wird angenommen, dass  $u(n)$

aus der Filterung eines weißen, gaußschen Rauschen  $a(n)$  mit  $h(n)$  resultiert. Dies bedeutet, dass die Eigenschaften von  $h(n)$  aus der beobachteten Folge  $u(n)$  geschätzt werden können. Im allgemeinen Fall ist  $h(n)$  ein IIR-Filter beliebiger Ordnung. Das Ziel besteht nun darin, die unbekannt Filterkoeffizienten aus den beobachteten Signaleigenschaften von  $u(n)$  zu schätzen. Dazu werden der empirische Mittelwert  $\hat{\mu}_u$  und die empirische Varianz  $s_u^2$  sowie die Korrelationskoeffizienten  $r_{uu}(j)$  und die partiellen Korrelationskoeffizienten  $R_{uu}(j)$  der Folge  $u(n)$  analysiert.

Der empirische Mittelwert der endlichen Folge  $u(n)$  ergibt sich aus [26]

$$\hat{\mu}_u = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u(n), \quad (4.1)$$

wobei  $N$  die Länge der beobachteten Folge angibt. Weist die Folge einen zeitveränderlichen Mittelwert auf, so ist dieser in regelmäßigen Abständen neu zu schätzen. Eine Alternative zur periodischen Schätzung von  $\hat{\mu}_u$  bietet die Betrachtung der Differenz

$$w(n) = u(n) - u(n-1) \quad (4.2)$$

anstelle der beobachteten Folge  $u(n)$ . Dieses Vorgehen entspricht einer Differenzierung der Ausgangsfolge, wodurch der langsam zeitveränderliche Mittelwert eliminiert werden kann. Weiterhin kann die empirische Varianz von  $u(n)$  mittels

$$s_u^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (u(n) - \hat{\mu}_u)^2 \quad (4.3)$$

geschätzt werden.

Für die mittelwertfreie Folge  $w(n)$  ist die Autokorrelationsfolge (AKF) identisch mit der Autokovarianzfolge (AKVF)  $c_{ww}(j)$  und kann durch folgende Schätzung beschrieben werden [28]:

$$c_{ww}(j) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (w(n+j)) \cdot (w(n)). \quad (4.4)$$

Wird (4.4) durch  $c_{ww}(0)$  geteilt, so folgt daraus eine Schätzung für den Korrelationskoeffizienten  $r_{ww}(j)$  zwischen den beiden Werten  $w(n)$  und  $w(n+j)$ :

$$r_{ww}(j) = \frac{c_{ww}(j)}{c_{ww}(0)}. \quad (4.5)$$

Die Folge  $r_{\text{ww}}(j)$  beschreibt das Systemverhalten bereinigt um die Varianz der beobachteten Folge und kann somit auch als normierte AKF mit der Länge  $N$  bezeichnet werden.

Der Übersichtlichkeit halber werden im weiteren Verlauf der Arbeit für die AKVF nach (4.4) die Bezeichnung  $c_j = c_{\text{ww}}(j)$  und für die normierte AKF nach (4.5) die Bezeichnung  $r_j = r_{\text{ww}}(j)$  gewählt.

Da es sich bei den Werten  $r_j$  ebenfalls nur um Schätzwerte handelt, weisen diese eine Unsicherheit gegenüber den tatsächlichen Werten auf. Um diese Unsicherheit zu quantifizieren, wird die Varianz der Schätzwerte  $r_j$  berechnet [2]:

$$\text{Var}\{r_j\} = \frac{1}{N} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (r_m + r_{m+j}r_{m-j} - 4r_j r_m r_{m-j} + 2r_m^2 r_j^2). \quad (4.6)$$

Neben der Betrachtung des Verlaufs von  $r_j$  sind auch die partiellen Autokorrelationskoeffizienten  $\rho_{ji}$  von Interesse. Der Zusammenhang zwischen den Werten  $r_j$  und  $\rho_{ji}$  ist durch die Gleichung

$$r_i = \rho_{j1}r_{i-1} + \rho_{j2}r_{i-2} + \dots + \rho_{j(j-1)}r_{i-j+1} + \rho_{jj}r_{i-j}, \quad i = 1, \dots, j \quad (4.7)$$

gegeben. Die Werte  $\rho_{ji}$  beschreiben den Einfluss des vergangenen,  $j$ -ten Nachbarn auf den aktuellen,  $i$ -ten Wert der normierten AKF. Um diese zu berechnen, kann (4.7) in Matrixschreibweise angegeben werden:

$$\begin{bmatrix} 1 & r_1 & r_2 & \dots & r_{j-1} \\ r_1 & 1 & r_1 & \dots & r_{j-2} \\ r_2 & r_1 & 1 & \dots & r_{j-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{j-1} & r_{j-2} & r_{j-3} & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_{j1} \\ \rho_{j2} \\ \rho_{j3} \\ \vdots \\ \rho_{jj} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ \vdots \\ r_j \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Zur Bestimmung der Koeffizienten  $\rho_{j1}, \dots, \rho_{jj}$  eignet sich der rekursive Algorithmus von Durbin [7]. Nach diesem können die einzelnen Koeffizienten wie folgt

berechnet werden:

$$\rho_{11} = r_1, \quad (4.9)$$

$$\rho_{22} = \frac{\begin{vmatrix} 1 & r_1 \\ r_1 & r_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & r_1 \\ r_1 & 1 \end{vmatrix}} = \frac{r_2 - r_1^2}{1 - r_1^2}, \quad (4.10)$$

$$\rho_{p+1,i} = \rho_{pj} - \rho_{p+1,p+1} \cdot \rho_{p,p-i+1} \quad \text{für } i = 1, 2, \dots, p,$$

$$\rho_{p+1,p+1} = \frac{r_{p+1} - \sum_{i=1}^p \rho_{pi} r_{p+1-i}}{1 - \sum_{i=1}^p \rho_{pi} r_i}. \quad (4.11)$$

In Gleichung (4.11) wird die Wirkungsweise der partiellen Autokorrelationskoeffizienten nochmals deutlich. Der  $(p + 1)$ -te Koeffizient beschreibt die Korrelation der Verschiebung  $j = p + 1$  abzüglich aller dazwischenliegenden Werte, die mit den jeweiligen partiellen Korrelationskoeffizienten gewichtet sind. Insbesondere bei stark korrelierten Nachbarn können so auch direkte Einflüsse entfernter Nachbarn verdeutlicht werden, die aufgrund der starken Abhängigkeit benachbarter Werte nicht direkt aus der normierten AKF erkennbar sind. Die Berechnung der Werte  $\rho_{ji}$  erfolgt durch Einsetzen der normierten AKF. Für die weiteren Betrachtungen sind nur die Werte  $\rho_{jj}$  von Interesse. Daher wird im weiteren Verlauf der Arbeit die Folge  $R_j = \rho_{jj}$  als normierte partielle Autokorrelationsfolge (normierte PAKF) bezeichnet.

Die Varianz der Schätzwerte  $R_j$  kann nach [13] berechnet werden zu

$$\text{Var}\{R_j\} \simeq \frac{1}{N}, \quad \text{für } j \geq p + 1, \quad (4.12)$$

wobei  $p$  die Ordnung des in Abschnitt 4.1.2 eingeführten  $\text{AR}(p)$ -Modells ist.

Bevor nun auf charakteristische Verläufe der beiden Folgen  $r_j$  und  $R_j$  bei häufig beobachteten Zeitreihen eingegangen wird, erfolgt zuvor eine Einführung in die Systemmodelle zur Beschreibung von  $h(n)$ .

### 4.1.2 Systemmodelle

In Abbildung 4.2 ist die allgemeine Struktur eines linearen zeitinvarianten Filters skizziert. Das Eingangssignal  $a(n)$  ist ein weißes gaußsches Rauschen. Das Ausgangssignal  $w(n)$  ist stationär. Die hervorgehobenen Teilstrukturen in Abbildung

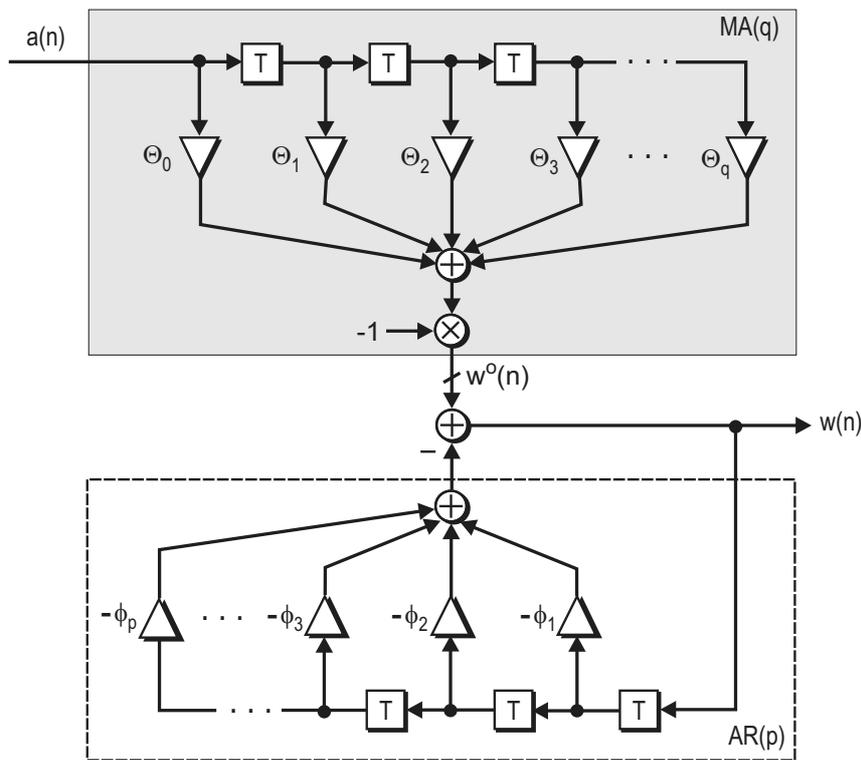


Abbildung 4.2 Allgemeine Struktur eines IIR-Filters

4.2 verdeutlichen die beiden Systemmodelle auf denen die Beschreibung mittels Zeitreihen aufbaut.

#### MA( $q$ )-Modell

Die obere Teilstruktur in Abbildung 4.2 beschreibt die gewichteten Verzögerungen des Eingangssignals  $a(n)$ . Dies entspricht einem FIR-Filter. Das Ergebnis dieser Linearkombination lautet:

$$w^{(o)}(n) = \theta_0 a(n) - \theta_1 a(n-1) - \theta_2 a(n-2) - \dots - \theta_q a(n-q). \quad (4.13)$$

Dabei bezeichnen die Faktoren  $\theta_y$  die negativen Koeffizienten des FIR-Filters. Diese Notation ist zur Beschreibung von Filtern unüblich, hat sich aber in der Literatur zur Zeitreihenanalyse durchgesetzt und soll aus diesem Grund auch beibehalten werden. Des Weiteren wird  $\theta_0 = -1$  gesetzt. Die Summe der verzögerten, mit den Faktoren  $\theta_y$  gewichteten Eingangswerte ist ein gleitender Mittelwert, Moving Average (MA), über  $q$  Eingangswerte  $a(n)$ . Diese Filterstruktur wird daher auch als MA( $q$ )-Modell bezeichnet.

### AR( $p$ )-Modell

Wird nur die untere Teilstruktur in Abbildung 4.2 betrachtet ( $\theta_1 = \dots = \theta_q = 0$ ), kann das Ausgangssignal  $w(n)$ , das mit den Gewichtungsfaktoren  $\phi_x$  zurückgeführt wird, in folgender Form geschrieben werden:

$$w(n) = \phi_1 w(n-1) + \phi_2 w(n-2) + \dots + \phi_p w(n-p) + a(n). \quad (4.14)$$

Auch bei dieser Darstellung beschreiben die Faktoren  $\phi_x$  die negativen Filterkoeffizienten. Aufgrund der Rückkopplung des Ausgangssignals beschreibt dieser Teil ein Autoregressives Modell der Ordnung  $p$ , kurz AR( $p$ )-Modell.

### ARMA( $p,q$ )-Modell

Die Kombination aus beiden Formen bildet ein ARMA( $p,q$ )-Modell, dessen Ausgangssignal gegeben ist durch

$$w(n) = \phi_1 w(n-1) + \dots + \phi_p w(n-p) + a(n) - \theta_1 a(n-1) - \dots - \theta_q a(n-q). \quad (4.15)$$

Zur Vereinfachung der Schreibweise werden in der weiteren Arbeit die Bezeichnungen  $w_n = w(n)$  und  $a_n = a(n)$  verwendet.

Durch Umformung von (4.15) kann das ARMA( $p,q$ )-Modell auch in folgender Form geschrieben werden:

$$w_n - \phi_1 w_{n-1} - \dots - \phi_p w_{n-p} = a_n - \theta_1 a_{n-1} - \dots - \theta_q a_{n-q}. \quad (4.16)$$

Aus (4.16) folgt durch Anwendung der  $z$ -Transformation die Darstellung

$$[1 - \phi_1 z^{-1} - \dots - \phi_p z^{-p}] W(z) = [1 - \theta_1 z^{-1} - \dots - \theta_q z^{-q}] A(z). \quad (4.17)$$

Mittels elementarer Umformung folgt daraus

$$H(z) = \frac{W(z)}{A(z)} = \frac{1 - \theta_1 z^{-1} - \dots - \theta_q z^{-q}}{1 - \phi_1 z^{-1} - \dots - \phi_p z^{-p}} = \frac{\theta(z)}{\phi(z)}. \quad (4.18)$$

$H(z)$  ist folglich die Übertragungsfunktion eines kausalen LTI-Systems. Mit dessen Impulsantwort  $h(i)$  ergibt sich

$$H(z) = \sum_{i=0}^{\infty} h(i)z^{-i}, \quad (4.19)$$

was unter Berücksichtigung der Kurzschreibweise  $h(i) = h_i$  im Zeitbereich

$$w_n = \sum_{i=0}^{\infty} h_i a_{n-i} \quad (4.20)$$

bedeutet.

Die Darstellung von  $H(z)$  in (4.18) führt auf die Frage der Stabilität des Systems. Entsprechend der Beschreibung der Stabilität von Filtern in [26] müssen die Nullstellen des Nennerpolynoms in (4.18) untersucht werden. Da die Koeffizienten von  $\phi(z)$  den negativen Koeffizienten des dazugehörigen Filters entsprechen, müssen die Nullstellen des Polynoms  $\phi(z)$  außerhalb des Einheitskreises liegen, um die Stabilität des Systems  $H(z)$  sicherstellen zu können. Eine detaillierte Herleitung dieses Zusammenhangs ist in [26, 41] zu finden.

In der Notation der Zeitreihenanalyse hat sich anstelle der Darstellung mittels  $z$ -Transformation der Verschiebungsoperator  $B$  etabliert. Dieser beschreibt die zeitliche Verschiebung eines Elements direkt im Zeitbereich durch den Zusammenhang

$$w_{n-1} = w_n \cdot B \quad \Rightarrow \quad w_{n-j} = w_n \cdot B^j. \quad (4.21)$$

Mit dieser Notation wird das ARMA( $p,q$ )-Modell in (4.16) durch zwei Polynome in  $B$  vom Grad  $p$  bzw.  $q$  beschrieben:

$$\begin{aligned} (1 - \phi_1 B - \dots - \phi_p B^p) \cdot w_n &= (1 - \theta_1 B - \dots - \theta_q B^q) \cdot a_n \\ \phi(B)w_n &= \theta(B)a_n. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Da die weiteren Betrachtungen auf Ansätzen und Methoden der Zeitreihenanalyse beruhen, wird im Folgenden diese Notation zur Systembeschreibung verwendet.

### ARIMA( $p,d,q$ )-Modell

Wie bereits bei der Mittelwertberechnung beschrieben, kann eine begrenzt zeitabhängige Folge durch die Betrachtung der  $d$ -ten Differenz in eine stationäre Folge

überführt werden. Für den Fall  $d = 1$  ist diese in Gleichung (4.2) angegeben. Im allgemeinen Fall der  $d$ -ten Differenz und Einbeziehung des Verschiebungsoperators  $B$  ändert sich (4.2) zu

$$\begin{aligned} w_n &= (1 - B)^d u_n \\ &= \nabla^d u_n. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Die Beschreibung des ursprünglichen Modells berücksichtigt den Verschiebungsterm in der Form

$$\phi(B)\nabla^d u_n = \theta(B)a_n. \quad (4.24)$$

Ein solches Modell wird aufgrund der zusätzlichen Berechnung der Differenz aus  $w_{n-d}$  und  $w_n$  zur Bestimmung des beobachteten Wertes  $u_n$  als Auto Regressive Integrated Moving Average - Modell (ARIMA( $p,d,q$ )) bezeichnet.

Weist eine beobachtete Folge einen nicht stationären Verlauf auf, so ist zu deren Beschreibung meist ein ARIMA( $p,d,q$ )-Modell geeignet. Da für die Schätzung der Koeffizienten  $\phi_x$  und  $\theta_y$  jedoch eine stationäre Folge vorausgesetzt wird, basiert die Zeitreihenanalyse des Systems auf der Folge der Differenzen  $w_n$ . Das resultierende ARMA( $p,q$ )-Modell kann anschließend durch Integration wieder zu einem ARIMA( $p,d,q$ )-Modell integriert werden. Daher gelten die weiteren Betrachtungen der ARMA( $p,q$ )-Modelle auch direkt für ARIMA( $p,d,q$ )-Modelle.

### Invertierbarkeit

Eine wichtige Eigenschaft der AR( $p$ )- und MA( $q$ )-Modelle ist deren Invertierbarkeit. Um dies zu verdeutlichen, wird das ARMA( $p,q$ )-Modell in Gleichung (4.16) betrachtet. Durch Umformung kann dieses durch den Zusammenhang in (4.20) ausgedrückt werden. Dabei wurden die Koeffizienten des ursprünglichen AR( $p$ )-Anteils in (4.16) durch geeignete Koeffizienten  $h_i$  eines unendlich langen MA( $q$ )-Modells ersetzt. Dies kann auch mit folgender Überlegung veranschaulicht werden:

Die Beschreibung der Folge  $w_n$  in (4.20) bedeutet, dass der Wert  $w_n$  zum Zeitpunkt  $n$  aus der Summe der Elemente  $a_n$  gewichtet mit den Faktoren  $h_i$  resultiert. Wird nun durch geeignete Wahl von Koeffizienten  $\tilde{h}_j$  das betrachtete MA( $q$ )-Modell in ein ARMA( $1,\tilde{q}$ ) mit  $\tilde{q} < q$  überführt, so berechnet sich  $w_n$  zu

$$w_n = \phi_1 w_{n-1} + \sum_{j=0}^{\tilde{q}} \tilde{h}_j a_{n-j}. \quad (4.25)$$

Der Beobachtungswert  $w_{n-1}$  zum Zeitpunkt  $n - 1$  resultiert wiederum aus den früheren Werte  $a_{n-1-i}$ . Wird diese Darstellung für weitere Werte  $w_{n-j}$  rekursiv bis zum Ursprung der Folge  $w_n$  zurückverfolgt, so setzt sich  $w_0$  aus dem Startwert  $a_0$  und einem beliebigen Wert  $w_{-1}$  zusammen. Alle folgenden Werte  $w_n$  basieren auf der Linearkombination der statistisch unabhängigen Werte  $a_n$ . Ein  $AR(p)$ -Modell wird somit rekursiv durch ein  $MA(q)$ -Modell unendlicher Länge beschrieben.

In analoger Weise kann der umgekehrt Fall, die Darstellung eines  $MA(q)$ -Prozesses durch einen  $AR(p)$ -Prozess, verdeutlicht werden. Durch geeignete Wahl der Koeffizienten kann jedes  $MA(q)$ -Modell in ein  $AR(p)$ -Modell überführt werden. Der Vorteil beim Einsatz eines  $AR(p)$ -Modells besteht in der geringeren Modellordnung, die zur Beschreibung des äquivalenten  $MA(q)$ -Modells notwendig ist, da durch die rekursive Struktur frühere Eingangswerte immer wieder rückgekoppelt werden. Auf der anderen Seite sind  $MA(q)$ -Modelle grundsätzlich stabil.

Für eine ausführliche analytische Herleitung dieses Zusammenhangs sei auf [7] und [41] verwiesen.

### 4.1.3 Parameterschätzung

Bei der weiteren Betrachtung des in (4.15) beschriebenen Ausgangssignals wird ersichtlich, dass  $w_n$  Korrelationen mit den Eingangswerten  $a_n$  und früheren Ausgangswerten  $w_{n-j}$  ausweisen muss. Diese werden durch die Koeffizienten  $\phi_x$  und  $\theta_y$  beschrieben. Diese Tatsache kann für die Bestimmung der bisher unbekanntenen Werte  $\phi_x$  und  $\theta_y$  genutzt werden.

#### MA(q)-Modell

Die Schätzung der Koeffizienten  $\theta_y$  eines  $MA(q)$ -Modells erfolgt nach folgendem Ansatz [41] :

Durch Multiplikation von (4.15) mit dem um  $j$  Zeitpunkte verschobenen Signal  $w_{n-j}$  und anschließender Erwartungswertbildung folgt

$$\mathcal{E}\{w_{n-j}w_n\} = \mathcal{E}\{(a_n - \Theta_1 a_{n-1} - \dots - \Theta_q a_{n-q}) \cdot (a_{n-j} - \Theta_1 a_{n-j-1} - \dots - \Theta_q a_{n-j-q})\}. \quad (4.26)$$

Der linke Teil von (4.26) entspricht der AKVF  $c_j$  für  $w_n$  mit der Zeitverschiebung  $j$ . Durch Auflösen der Klammerausdrücke in (4.26) folgt

$$\begin{aligned}
c_j = \mathcal{E}\{ & a_n a_{n-j} - \theta_1 a_{n-1} a_{n-j} - \theta_2 a_{n-2} a_{n-j} - \dots \\
& + \theta_1 a_n a_{n-j-1} + \theta_1 \theta_1 a_{n-1} a_{n-j-1} + \theta_2 \theta_1 a_{n-2} a_{n-j-1} + \dots \\
& + \theta_2 a_n a_{n-j-2} + \theta_1 \theta_2 a_{n-1} a_{n-j-2} + \theta_2 \theta_2 a_{n-2} a_{n-j-2} + \dots \\
& \vdots \\
& + \theta_q a_n a_{n-j-q} + \theta_1 \theta_q a_{n-1} a_{n-j-q} + \dots + \theta_q \theta_q a_{n-q} a_{n-j-q} \} \quad (4.27)
\end{aligned}$$

Da  $a_n$  als weißes, gaußverteiltes Eingangssignal angenommen wird, gilt für die Erwartungswertbildung

$$\mathcal{E}\{a_n a_{n-j}\} = \begin{cases} \sigma_a^2 & \text{für } j = 0 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases}$$

Daraus folgt, dass alle Summanden  $\theta_x \theta_y a_{n-x} a_{n-j-y}$  mit  $x \neq y + j$  gleich null sind und (4.27) sich zu

$$c_j = (-\theta_j + \theta_1 \theta_{j+1} + \dots + \theta_{q-j} \theta_q) \sigma_a^2 \quad (4.28)$$

vereinfacht. Mit der Festlegung  $\theta_0 = -1$  folgt für  $c_0$ :

$$c_0 = (1 + \theta_1^2 + \theta_2^2 + \dots + \theta_q^2) \sigma_a^2. \quad (4.29)$$

Durch Einsetzen von (4.28) und (4.29) in (4.5) berechnet sich die normierte AKF des Ausgangssignals  $w_n$  eines MA( $q$ )-Modells aus den Koeffizienten  $\theta_y$  zu

$$r_j = \frac{-\theta_j + \theta_1 \theta_{j+1} + \dots + \theta_{q-j} \theta_q}{1 + \theta_1^2 + \theta_2^2 + \dots + \theta_q^2} \quad \text{für } j = 1, \dots, q. \quad (4.30)$$

Mit (4.30) wird ein direkter Zusammenhang zwischen den Koeffizienten  $\theta_y$  eines MA( $q$ )-Modells und den ersten  $q$  Werten der normierten AKF der beobachteten Folge  $w_n$  beschrieben. Auf die genaue Berechnung der Koeffizienten  $\theta_1$  bis  $\theta_q$  wird im weiteren Verlauf noch im Detail eingegangen.

### AR( $p$ )-Modell

Für die Berechnung der Koeffizienten eines AR( $p$ )-Modells wird in gleicher Weise vorgegangen. Die Multiplikation von (4.15) mit  $w_{n-j}$  und anschließender Erwar-

tungswertbildung führt zu

$$\begin{aligned} \mathcal{E}\{w_{n-j}w_n\} = \mathcal{E}\{\phi_1 w_{n-j}w_{n-1} + \phi_2 w_{n-j}w_{n-2} + \dots \\ + \phi_p w_{n-j}w_{n-p}\} + \mathcal{E}\{w_{n-j}a_n\}. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Da vergangene Ausgangswerte  $w_{n-j}$  nicht vom aktuellen Eingangswert  $a_n$  abhängen, verschwindet der Erwartungswert  $\mathcal{E}\{w_{n-j}a_n\}$  für Werte  $j > 0$ . Damit folgt für die AKVF von  $w_n$  für  $j > 0$

$$c_j = \phi_1 c_{j-1} + \phi_2 c_{j-2} + \dots + \phi_p c_{j-p}. \quad (4.32)$$

Mittels Division der Werte  $c_j$  aus (4.32) mit  $c_0$  resultiert die normierte AKF für ein beliebiges AR( $p$ )-Modell zu

$$r_j = \phi_1 r_{j-1} + \phi_2 r_{j-2} + \dots + \phi_p r_{j-p} \quad \text{für } j > 0. \quad (4.33)$$

Die in (4.33) erkennbaren Abhängigkeiten benachbarter Werte  $r_j$  sind anschaulich auch an den Rückkopplungen in Abbildung 4.2 nachvollziehbar.

Bei der Berechnung von  $c_0$  muss neben den Korrelationen zwischen vergangenen Ausgangswerten von  $w_n$  auch der Term  $\mathcal{E}\{w_{n-j}a_n\}$  berücksichtigt werden. Dieser beschreibt den Einfluss des aktuellen Eingangswertes  $a_n$  auf den Ausgang  $w_n$ . Wie in (4.15) nachvollzogen werden kann, wird der aktuelle Eingangswert  $a_n$  direkt auf den Ausgang  $w_n$  geführt. Da alle anderen Summanden des Erwartungswertes in (4.31) auf zeitverzögerten Werten  $a_{n-j}$  beruhen und somit unabhängig vom aktuellen Eingangswert  $a_n$  sind, folgt für die Erwartungswertbildung mit  $j = 0$ :  $\mathcal{E}\{w_n a_n\} = \mathcal{E}\{a_n a_n\} = \sigma_a^2$ . Aus dieser Überlegung resultiert

$$c_0 = \phi_1 c_{-1} + \phi_2 c_{-2} + \dots + \phi_p c_{-p} + \sigma_a^2. \quad (4.34)$$

Wird nun noch die Symmetrie der AKVF mit  $c_{-j} = c_j$  berücksichtigt, berechnet sich die Varianz  $\sigma_a^2$  des Eingangswertes zu

$$\sigma_a^2 = \frac{\sigma_w^2}{1 - \phi_1 r_1 - \phi_2 r_2 - \dots - \phi_p r_p}, \quad (4.35)$$

wobei die Varianz  $\sigma_w^2$  aus der AKVF von  $w_n$  mit  $c_0 = \sigma_w^2$  resultiert.

Wie mittels der Gleichungen (4.30) und (4.33) gezeigt wurde, können die Koeffizienten  $\phi_x$  und  $\theta_y$  aus den geschätzten Werten der normierten AKF von  $w_n$  jeweils für AR( $p$ ) bzw. MA( $q$ )-Modelle ermittelt werden.

### ARMA( $p,q$ )-Modell

Durch die Kombination beider Modelle zu einem ARMA( $p,q$ )-Modell kommt es auch zu einer Überlagerung der oben beschriebenen Zusammenhänge zwischen  $r_j$  und  $\phi_x$  bzw.  $\theta_y$ . Um dennoch ein geeignetes Modell für die weitere Schätzung auszuwählen, können verschiedene Fälle für das Verhalten der normierten AKF in Abhängigkeit der Parameter  $p$  und  $q$  unterschieden werden. Für das ARMA( $p,q$ )-Modell in (4.16) lassen sich folgende Aussagen treffen:

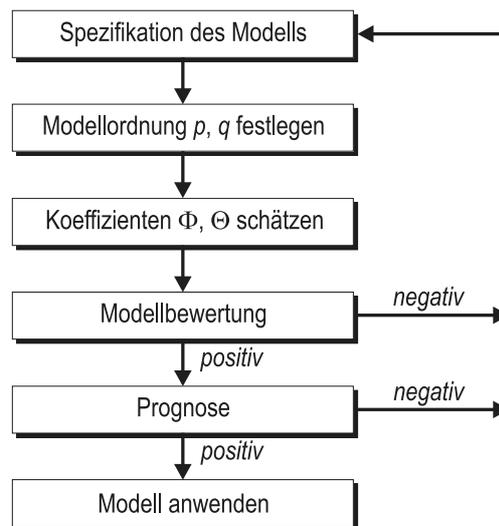
- Ist  $p > q$ , weist  $w_{n+j}$  für  $j > q$  ein AR( $p$ )-Verhalten auf.
- Ist  $p < q$ , weist  $w_{n+j}$  für  $j > p$  ein MA( $q$ )-Verhalten auf.
- Für alle Werte ( $j < p \wedge j < q$ ) ist das Systemverhalten eine Kombination beider Anteile.

Ausgehend von diesen drei Fällen kann zur Bestimmung der Koeffizienten  $\phi_x$  und  $\theta_y$  der Verlauf der normierten AKF analysiert werden. Entsprechend der ersten Aussage lassen sich die Werte für  $\phi_j$  für  $j > q$  direkt aus  $r_j, j > q$  ableiten. Für alle  $r_j$  mit ( $j < q \wedge j < p$ ) entstehen bei der Erwartungswertbildung in (4.15) zusätzliche Mischterme zwischen  $w_{n-j}$  und  $a_{n-j}$ . Daher erfolgt die Berechnung der Koeffizienten  $\phi_j$  und  $\theta_j$  eines gemischten ARMA-Modells iterativ. Anhand der geschätzten Werte  $r_j$  können tabellierte Startwerte ermittelt werden [7]. Für die iterative Berechnung wird eine Minimumsuche eingesetzt, auf die in Abschnitt 4.2.4 näher eingegangen wird.

## 4.2 Modellbestimmung

Aufgrund der unterschiedlichen Strukturen für AR( $p$ )-, MA( $q$ )- oder ARMA( $p,q$ )-Modelle können charakteristische Verläufe innerhalb der normierten AKF und normierten PAKF beobachtet werden. Daher werden zur Bestimmung eines geeigneten Modells die beiden Folgen  $r_j$  und  $R_j$  auf diese Muster hin untersucht, um einen ersten Ansatz zu erhalten. Anschließend erfolgt die Bestimmung der Parameter  $p$  und  $q$  sowie geeigneter Startwerte für  $\phi_x$  und  $\theta_y$ . Die weitere Anpassung der Koeffizienten erfolgt mittels eines Gütemaßes, auf das in Abschnitt 4.2.4 näher eingegangen wird. Die Bewertung des resultierenden Modells wird in Abschnitt 4.2.5 beschrieben. Da die Analyse der geschätzten normierten AKF und normierten PAKF realer

Prozesse meist keine eindeutige Zuordnung zu einem Modelltyp und einer Modellordnung zulässt, ist es gegebenenfalls notwendig, den Modellierungsprozess mehrmals mit geänderten Parametern zu durchlaufen, bis die geforderte Güte erreicht ist. Anschließend kann das Modell für die Prognose zukünftiger Werte eingesetzt werden, wobei sich auch hier noch die Notwendigkeit zu weiteren Anpassungen des Modells zeigen kann. Der Ablauf dieses Prozesses ist in Abbildung 4.3 nochmal grafisch verdeutlicht.



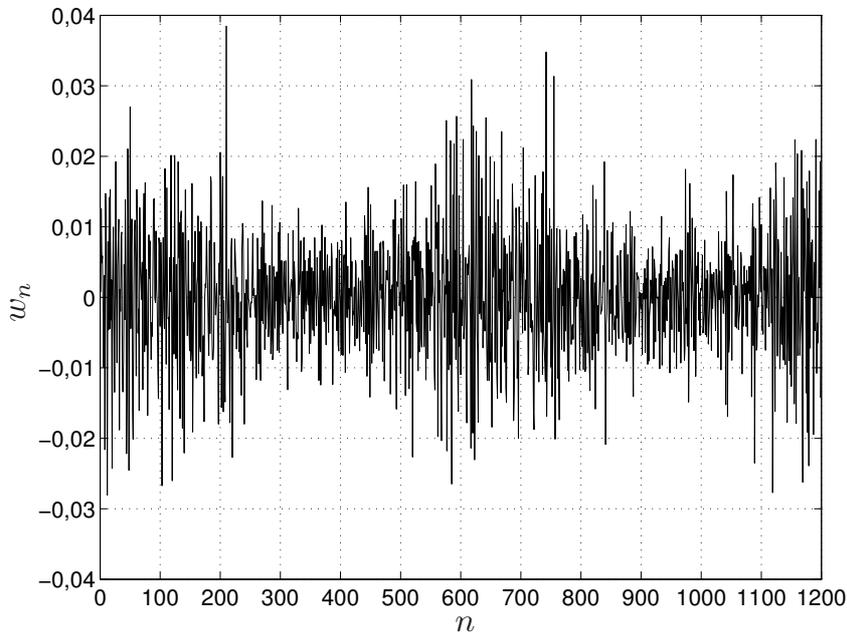
**Abbildung 4.3** Ablauf der Modell- und Parameterschätzung in der Zeitreihenanalyse

Im Folgenden werden die einzelnen Prozessschritte eingehend beschrieben und deren Anwendung am Beispiel der mittleren Auslastung im Frequenzband des GSM1800 DL vorgestellt. Dazu wird aus der in Abbildung 3.15 dargestellten Folge ein Teilabschnitt der Länge  $N_u = 1201$  betrachtet. Diese Teilfolge wird im Folgenden mit  $u_n$  bezeichnet.

### 4.2.1 Voraussetzungen

Anhand der Abbildung 3.15 ist zu erkennen, dass die Folge  $u_n$  eine starke Wellenbewegung aufweist. Diese wird auch als saisonale Komponente bezeichnet, da sie in regelmäßiger Struktur auftritt. Dies bedeutet, dass der empirische Mittelwert  $\hat{\mu}_u$  der gesamten Folge nicht den empirischen Mittelwert über kurze Teilabschnitte repräsentiert. Die Folge  $u_n$  ist somit nicht stationär. Um jedoch eine, zumindest

schwach, stationäre Folge mit annähernd konstantem Mittelwert zu erzeugen, kann die erste Differenz  $w_n$  gemäß (4.2) betrachtet werden. Die resultierende Folge  $w_n$  ist in Abbildung 4.4 dargestellt.



**Abbildung 4.4** Verlauf der Folge  $w_n$ ,  $N = 1200$

Der empirische Mittelwert und die empirische Varianz der Folge ergeben sich zu  $\hat{\mu}_w = 2,25 \cdot 10^{-6}$  und  $s_w^2 = 7,95 \cdot 10^{-5}$ . Um die Gültigkeit des globalen empirischen Mittelwerts auch für kürzere Abschnitte der Folge zu überprüfen, werden die empirischen Mittelwerte  $\mu_{\bar{w}}$  für ein gleitendes Beobachtungsfenster der Länge 20 berechnet und deren Varianz bestimmt:  $s_{\bar{w}}^2 = 2,31 \cdot 10^{-6}$ . Die Varianz  $s_{\bar{w}}^2$  ist um Faktor 10 geringer als die Varianz der beobachteten Folge. Daher wird die Folge  $w_n$  als schwach stationär angenommen und zur Modellbestimmung und Parameterschätzung eingehend untersucht.

### 4.2.2 Systemordnung

Zur Bestimmung der Systemordnung werden die normierte AKF und normierte PAKF eingehend analysiert. Liegt ein  $AR(p)$ -Modell vor, resultiert aus der Rückkopplung der Ausgangswerte eine unendliche Länge der normierten AKF. Abhängig von den Koeffizienten  $\phi_x$  weist die normierte AKF einen exponentiell abfallen-

den und/oder einen gedämpften, sinusförmigen Verlauf auf. Die normierte PAKF hingegen konvergiert bereits nach  $p$  Schritten gegen null, da Werte mit einer zeitlichen Verschiebung  $n > j + p$  nicht mehr direkt von früheren Werten zum Zeitpunkt  $j$  beeinflusst werden.

Bei einem  $MA(q)$ -Modell sind die charakteristischen Strukturen der normierten AKF und normierten PAKF vertauscht. Hier bricht die normierte AKF bereits nach  $q$  Werten ab, da alle späteren Ausgangswerte nicht mehr vom aktuellen Eingangswert beeinflusst werden. Die normierte PAKF weist jedoch eine unendliche Länge und einen exponentiell abfallenden und/oder gedämpften, sinusförmigen Verlauf auf.

Die Kombination beider Modelle führt zu einer Überlagerung der jeweils charakteristischen Formen. Die normierte AKF wie auch die normierte PAKF weisen nun unendliche Länge auf. Da der  $MA(q)$ -Anteil in der normierten AKF eines ARMA-Modells bereits nach  $q$  Werten verschwindet, ist der weitere Verlauf der Folge nur durch den  $AR(p)$ -Anteil charakterisiert. Analog dazu entspricht die normierte PAKF nach den ersten  $p$  Werten der eines  $MA(q)$ -Modells. Die jeweiligen Charakteristika der normierten AKF und normierten PAKF sind für die drei möglichen Modellformen in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

	$AR(p)$	$MA(q)$	$ARMA(p,q)$
norm. AKF	Unendliche Länge, gedämpfte exp- und/oder sin-Funktion	Endliche Länge, Abbruch nach $q$ Werten	Unendliche Länge, ab $j > q$ gedämpfte exp- und/oder sin-Funktion
norm. PAKF	Endliche Länge, Abbruch nach $p$ Werten	Unendliche Länge, gedämpfte exp- und/oder sin-Funktion	Unendliche Länge, ab $j > p$ gedämpfte exp- und/oder sin-Funktion

**Tabelle 4.1** Typische Formen der normierten AKF und normierten PAKF in ARMA-Modellen

### Anwendung

Für die aus der beobachteten Folge  $u_n$  ermittelte Folge  $w_n$  ist die normierte AKF  $r_j$  für  $0 \leq j \leq 150$  in Abbildung 4.5 dargestellt. Zusätzlich ist die mittlere Varianz

$\bar{s}_r$  eingezeichnet. Diese berechnet sich durch Mittelung der Varianz pro Korrelationswert  $r_j$  nach (4.6) zu

$$\bar{s}_r = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \text{Var}\{r_j\} \quad (4.36)$$

und ist als Linie eingezeichnet.

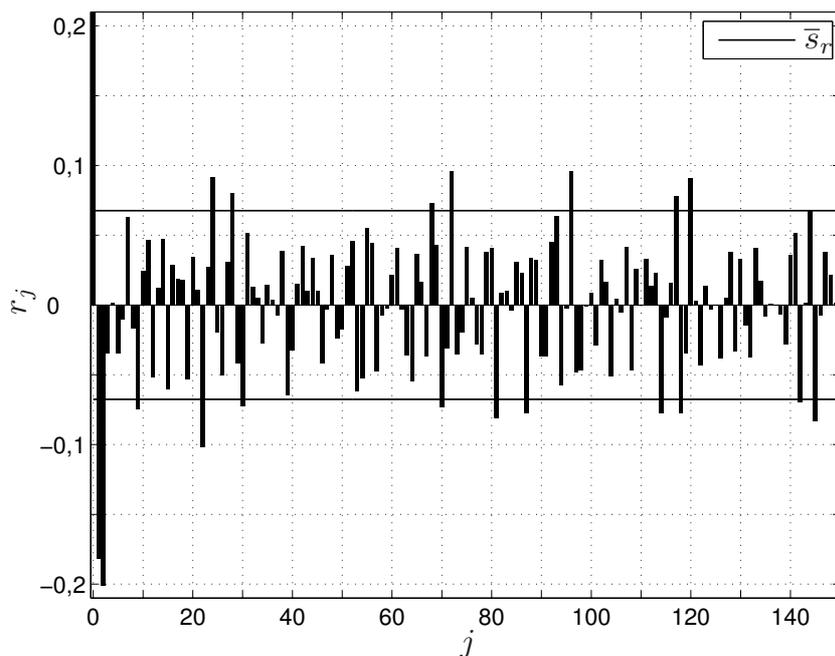
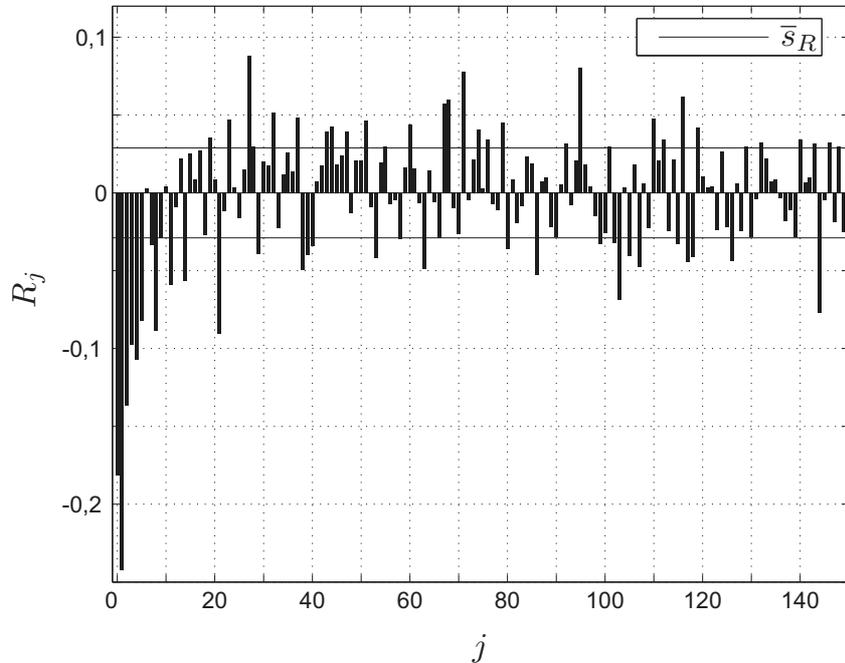


Abbildung 4.5 Normierte AKF  $r_j$  für  $w_n$

In Abbildung 4.5 sind deutliche Korrelationen bei  $r_1 = -0,18$  und  $r_2 = -0,20$  zu erkennen. Darüber hinaus weist die Folge lokale Maxima in regelmäßigen Abständen  $\Delta j = 24$  auf. Außerdem ist eine alternierende Folge geringer und höherer Korrelationen, die jeweils einen Abstand von 30 Werten aufweisen, zu beobachten. Auch wenn nur die höchsten Werte dieser wellenförmigen Struktur größer als die mittlere Varianz  $\bar{s}_r$  sind, kann dieser Verlauf als sinusförmige Komponente interpretiert werden.

Die Schätzung der normierten PAKF weist den in Abbildung 4.6 dargestellten Verlauf für  $0 \leq j \leq 150$  auf. Auch in dieser Darstellung ist die mittlere Varianz  $\bar{s}_R = \text{Var}\{R_j\}$  nach (4.12) eingezeichnet. Die Korrelation  $R_1 = -0,18$  ist geringer als  $R_2 = -0,24$ . Für  $2 \leq j \leq 6$  weist der Betrag von  $R_j$  einen fallenden

Verlauf auf, der einer fallenden Exponentialfunktion ähnlich ist. Darüber hinaus sind auch in dieser Folge regelmäßige Korrelationen im Abstand  $\Delta j = 24$  zu erkennen. Eine sinusförmige Komponente ist nicht vorhanden.



**Abbildung 4.6** Normierte PAKF  $R_j$  für  $w_n$

Die Analyse der normierten AKF und normierten PAKF nach den oben genannten Kriterien führt unter Berücksichtigung der schwachen sinusförmigen Komponente auf ein ARMA( $p,q$ )-Modell. Aufgrund der beiden dominanten Werte der normierten AKF und des exponentiellen Verlaufs der normierten PAKF ab  $j \geq 2$  wird die Ordnung des Modells auf  $p = 2$  und  $q = 1$  festgelegt. Die resultierende Modellgleichung für dieses ARMA(2,1)-Modell ergibt sich daraus zu

$$(1 - \phi_1 B - \phi_2 B^2)w_n = (1 - \theta_1 B)a_n. \quad (4.37)$$

Wird dieses Modell zur Beschreibung der ursprünglichen Folge  $u_n$  integriert, resultiert aus (4.37) ein ARIMA(2,1,1)-Modell mit der Gleichung

$$(1 - \phi_1 B - \phi_2 B^2)(1 - B)u_n = (1 - \theta_1 B)a_n. \quad (4.38)$$

Bei der Analyse der normierten AKF und normierte PAKF sind periodische Korrelationen im Abstand  $\Delta j = 24$  aufgefallen. Diese weisen auf eine saisonale Kom-

ponente in der beobachteten Folge  $u_n$  hin. In (4.38) ist diese Komponente noch nicht enthalten, sondern wird erst mittels eines in Abschnitt 4.2.6 beschriebenen Multiplen ARMA-Modells berücksichtigt.

### 4.2.3 Parameterschätzung

Nach Festlegung der allgemeinen Modellstruktur folgt nun die Bestimmung der Parameter  $\phi_x$  und  $\theta_y$ . Dazu wird das Ausgangssignal  $w_n$  in der Form von (4.15) dargestellt:

$$w_n = \phi_1 w_{n-1} + \dots + \phi_p w_{n-p} + a_n - \theta_1 a_{n-1} - \dots - \theta_q a_{n-q}.$$

Durch Anwendung der in Abschnitt 4.1.3 beschriebenen Zusammenhänge kann die AKVF der Folge  $w_n$  berechnet werden zu

$$c_j = \phi_1 c_{j-1} + \phi_2 c_{j-2} + \dots + \phi_p c_{j-p} + \tilde{c}_j - \theta_1 \tilde{c}_{j-1} - \dots - \theta_q \tilde{c}_{j-q}, \quad (4.39)$$

wobei  $\tilde{c}_j = \mathcal{E}\{w_{n-j} a_n\}$  die Kreuzkovarianzfolge zwischen  $w_n$  und  $a_n$  beschreibt. Durch Darstellung von  $w_{n-j}$  als LTI-System nach (4.20) folgt

$$w_{n-j} = \sum_{i=0}^{\infty} h_i a_{n-j-i}. \quad (4.40)$$

Daran wird ersichtlich, dass der Wert  $w_{n-j}$  nicht von späteren Eingangswerten  $a_n$  abhängig sein kann. Für die Erwartungswertbildung der Kreuzkovarianzfolge  $\tilde{c}_j$  bedeutet dies

$$\tilde{c}_j = \begin{cases} h_{-j} \sigma_a^2 & \text{für } j \leq 0 \\ 0 & \text{für } j > 0. \end{cases}$$

Daraus lässt sich nun die AKVF eines ARMA( $p,q$ )-Modells berechnen zu

$$c_j = \phi_1 c_{j-1} + \phi_2 c_{j-2} + \dots + \phi_p c_{j-p} - \sigma_a^2 (h_0 \theta_j + h_1 \theta_{j+1} + \dots + h_{q-j} \theta_q). \quad (4.41)$$

Durch Teilen von (4.41) durch  $c_0$  folgt eine Beschreibung der Werte  $r_j$  in Abhängigkeit von  $\phi_x$ ,  $\theta_y$  und  $h_j$ . Mittels Einsetzen der geschätzten Werte  $r_j$  und geeignetes Umformen können die Koeffizienten  $\phi_x$  und  $\theta_y$  bestimmt werden.

**Anwendung**

Für das in Abschnitt 4.2.2 ermittelte ARMA(2,1)-Modell wird die Folge  $w_n$  durch die Gleichung

$$w_n = \phi_1 w_{n-1} + \phi_2 w_{n-2} + a_n - \theta_1 a_{n-1} \quad (4.42)$$

beschrieben. Die AKVF zu diesem Modell hat die Form

$$c_j = \phi_1 c_{j-1} + \phi_2 c_{j-2} + \tilde{c}_j - \theta_1 \tilde{c}_{j-1}. \quad (4.43)$$

Durch Umformung von (4.43) und unter Berücksichtigung von  $h_0 = 1$  vereinfacht sich die Berechnung der Koeffizienten  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  und  $\theta_1$  zu

$$\begin{aligned} c_0 &= \phi_1 c_1 + \phi_2 c_2 + \sigma_a^2(1 - h_1 \theta_1), \\ c_1 &= \phi_1 c_0 + \phi_2 c_1 - \sigma_a^2(\theta_1), \\ c_2 &= \phi_1 c_1 + \phi_2 c_0. \end{aligned}$$

Mittels dieser Gleichungen können erste Schätzwerte für  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  und  $\theta_1$  bestimmt werden. Für einfache Modelle sind geeignete Werte für  $\phi_1$  und  $\theta_1$  bereits tabelliert [7]. Mit den aus Abbildung 4.5 abgelesenen Werten  $r_1 = -0,18$  und  $r_2 = -0,20$  können die Koeffizienten

$$\begin{aligned} \phi_1 &= 0,5 \quad \text{und} \\ \theta_1 &= 0,7 \end{aligned}$$

ermittelt werden. Durch Umstellen der Gleichung für  $c_2$  folgt

$$\phi_2 = -0,11.$$

Diese Werte beschreiben die Startwerte für die weitere Optimierung der Koeffizienten. Um diese durchführen zu können, ist ein geeignetes Gütemaß notwendig, das im folgenden Abschnitt näher beschrieben wird.

**4.2.4 Gütemaß**

Die durch (4.15) beschriebene Folge ist von den erst grob geschätzten Werten  $\phi_x$  und  $\theta_y$  abhängig. Werden diese optimal gewählt, so weist die bedingte Dichte  $f_W(w|\phi_x, \theta_y)$  ein Maximum auf. Ein typisches Verfahren zur Bestimmung der

Argumente, die zur Maximierung der bedingten Dichte führen, ist die Maximum-Likelihood (ML)-Schätzung.

Zur besseren Übersichtlichkeit der Erläuterung des Verfahrens im folgenden Abschnitt werden die beiden Folgen  $w_n$  und  $a_n$  zu den Vektoren  $\mathbf{w}$  und  $\mathbf{a}$  zusammengefasst.

Die Schätzung der Parameter mittels ML-Schätzung soll zur besseren Veranschaulichung vorerst für ein allgemeines MA( $q$ )-Modell betrachtet werden. Dieses resultiert aus der linearen Überlagerung der mit den Faktoren  $\theta_y$  gewichteten, gaußverteilten und statistisch unabhängigen Werte  $a_n$ . Das Ausgangssignal  $w_n$  lautet

$$w_n = a_n - \theta_1 a_{n-1} - \theta_2 a_{n-2} - \dots - \theta_q a_{n-q}. \quad (4.44)$$

Aufgrund der Gaußverteilung der Eingangswerte  $a_n$  ist auch die Ausgangsfolge  $w_n$  gaußverteilt. Die gesamte Folge  $\mathbf{w}$  weist eine Verbunddichte der Form

$$f_W(\mathbf{w}|\theta, \sigma_a) = (2\pi\sigma_a)^{-\frac{N}{2}} \cdot \left| \mathbf{M}_N^{(0,\mathbf{q})} \right|^{-\frac{1}{2}} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_a} \cdot \mathbf{w}' \left( \mathbf{M}_N^{(0,\mathbf{q})} \right)^{-1} \mathbf{w} \right\} \quad (4.45)$$

auf, wobei  $\mathbf{M}_N^{(0,\mathbf{q})} \cdot \sigma_a^2$  die Kreuzkovarianzmatrix der Werte  $w_n$  beschreibt und durch die Koeffizienten  $\theta_y$  bestimmt wird. Wie aus der ML-Schätzung bekannt, wird die Maximierung der bedingten Dichtefunktion durch Minimierung des Exponenten erreicht. Da in (4.45) aber auch die Kreuzkovarianzmatrix außerhalb des Exponenten durch die noch unbekanntenen Koeffizienten  $\theta_y$  beeinflusst wird, kann diese Methode nicht direkt angewandt werden. Vielmehr sind einige geeignete Umformungen notwendig. Ein mögliches Vorgehen wird in [7] beschrieben, das folgenden Ansatz verwendet:

Der Exponent in (4.45) wird durch die Folge  $\mathbf{w}$  und die inverse Kovarianzmatrix beeinflusst. Da sich die Folge  $\mathbf{w}$  aus der Linearkombination aktueller und vergangener Werte der Eingangsfolge  $\mathbf{a}$  zusammensetzt, kann  $\mathbf{w}$  in folgende Summe zerlegt werden:

$$\mathbf{w} = \mathbf{L}_\theta \mathbf{a} + \mathbf{F} \mathbf{a}_*. \quad (4.46)$$

Dabei beschreibt der Vektor  $\mathbf{a}$  die Teilfolge aktueller Eingangswerte  $a_n$  zu den Zeitpunkten  $n = 1, \dots, N$  und der Vektor  $\mathbf{a}_*$  die Werte  $a_n$  der vergangenen Zeitpunkte  $n = 1 - q, \dots, 0$ . Die beiden Matrizen  $\mathbf{L}_\theta$  und  $\mathbf{F}$  setzen sich aus den Koeffizienten

$\theta_y$  in folgender Form zusammen:

$$\mathbf{L}_\theta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -\theta_1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -\theta_2 & -\theta_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -\theta_{q-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ -\theta_q & -\theta_{q-1} & \ddots & \ddots & \ddots & 1 \\ 0 & -\theta_q & -\theta_{q-1} & \ddots & \ddots & -\theta_1 \\ 0 & 0 & -\theta_q & \ddots & \ddots & -\theta_2 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \theta_{q-1} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \theta_q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.47)$$

$$\mathbf{F} = - \begin{bmatrix} \theta_q & \theta_{q-1} & \cdots & \theta_2 & \theta_1 \\ 0 & \theta_q & \theta_{q-1} & \cdots & \theta_2 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \theta_{q-1} \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & \theta_q \end{bmatrix}. \quad (4.48)$$

Die Matrix  $\mathbf{L}_\theta$  hat die Dimension  $(N \times N)$  und  $\mathbf{F}$  die Dimension  $(N \times q)$ . Durch Zerlegung von  $\mathbf{w}$  in die beiden Summanden  $\mathbf{L}_\theta \mathbf{a}$  und  $\mathbf{F} \mathbf{a}_*$ , kann (4.45) nun als Funktion von  $\mathbf{a}$  und  $\mathbf{a}_*$  angegeben werden. Aufgrund der statistischen Unabhängigkeit der Werte  $a_n$  ist die resultierende Verbunddichte eine Überlagerung von  $N + q$  Gaußdichten:

$$f_{\mathbf{A}, \mathbf{A}_*}(\mathbf{a}, \mathbf{a}_* | \sigma_a) = (2\pi\sigma_a^2)^{-\frac{N+q}{2}} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_a^2} (\mathbf{a}' \mathbf{a} + \mathbf{a}'_* \mathbf{a}_*) \right\}. \quad (4.49)$$

Durch Umformung von (4.46) zu

$$\mathbf{a} = \mathbf{L}_\theta^{-1}(\mathbf{w} - \mathbf{F}\mathbf{a}_*) \quad (4.50)$$

und Einsetzen in (4.49) kann die Verbunddichte  $f_{\mathbf{A}\mathbf{A}_*}(\mathbf{a}\mathbf{a}_*|\sigma_a)$  als Funktion der vergangenen Werte  $\mathbf{a}_*$  und der beobachteten Folge  $\mathbf{w}$  dargestellt werden. Die resultierende Dichtefunktion hat die Form

$$f_{\mathbf{w}\mathbf{A}_*}(\mathbf{w}, \mathbf{a}_*|\theta, \sigma_a) = (2\pi\sigma_a^2)^{-\frac{N+q}{2}} \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_a^2}(\mathbf{S}(\theta, \mathbf{a}_*))\right\}, \quad (4.51)$$

wobei der Term  $\mathbf{S}(\theta, \mathbf{a}_*)$  die Korrelation zwischen den einzelnen Werten  $w_n$  beschreibt:

$$\mathbf{S}(\theta, \mathbf{a}_*) = (\mathbf{w} - \mathbf{F}\mathbf{a}_*)' \mathbf{L}'_\theta^{-1} \cdot \mathbf{L}_\theta^{-1}(\mathbf{w} - \mathbf{F}\mathbf{a}_*) + \mathbf{a}'_* \mathbf{a}_*. \quad (4.52)$$

Damit wurde erreicht, dass nur noch der Exponent der zu betrachteten Dichtefunktion von der Bedingung und den Argumenten aus (4.45) abhängig ist. Somit ist zur Maximierung der bedingten Dichte nur noch das Minimum von (4.52) zu bestimmen. Auf die detaillierte Beschreibung des weiteren Vorgehens zur Minimumberechnung wird an dieser Stelle verzichtet. Diese ist in [7] ausführlich erläutert. Als Ergebnis der Herleitung in [7] ergibt sich der Erwartungswert von (4.52) unter Berücksichtigung von (4.50) zu

$$\mathcal{E}\{\mathbf{S}(\theta, \mathbf{a}_*)\} = \mathcal{E}\{\mathbf{a}'\mathbf{a}\} + \mathcal{E}\{\mathbf{a}'_*\mathbf{a}_*\} = \sum_{n=1-q}^N \mathcal{E}\{a_n\}^2. \quad (4.53)$$

Anschaulich bedeutet dieses Ergebnis, dass die optimale Schätzung der Koeffizienten  $\theta_y$  eines MA( $q$ )-Prozesses dann vorliegt, wenn die Varianz der Eingangsfolge  $\mathbf{a}$  minimal wird.

Um dieses Ergebnis nun auf den allgemeinen Fall eines ARMA( $p, q$ )-Modells zu erweitern, kann die Eigenschaft der Invertierbarkeit eines MA( $q$ )- in ein AR( $p$ )-Modell genutzt werden. Durch Anwendung des in Abschnitt 4.1.2 beschriebenen Beispiels zur Invertierbarkeit kann ein MA( $q$ )-Modell in ein ARMA( $p, q$ )-Modell umgeformt werden. Da auch der AR( $p$ )-Anteil auf der rekursiven Überlagerung früherer Werte  $a_n$  beruht, kann das Kriterium in (4.53) angewandt werden. Eine ausführliche analytische Herleitung dazu ist in [7] aufgeführt.

Die Bestimmung der optimalen Parameter  $\phi_x$  und  $\theta_y$  erfolgt demzufolge durch Minimierung der quadratischen Summe der Erwartungswerte von  $a_n$ :

$$\min \mathbf{S}(\phi, \theta) \sim \min \sum_{j=1-q}^N \mathcal{E}\{a_j(\phi, \theta)\}^2 = \min \sigma_a^2(\phi, \theta). \quad (4.54)$$

Dabei ist zu beachten, dass in die Summe in (4.54) auch Werte  $a_j$  vor dem Startzeitpunkt  $n = 0$  eingehen. Da diese nicht bekannt sind, müssen sie zur genauen Bestimmung des Minimum ebenfalls geschätzt werden. Dazu wird in der Literatur der sogenannte *Backforecasting* Algorithmus vorgeschlagen [7]. Bei diesem Verfahren wird von einem beliebigen Startwert  $a_0$  die Folge  $a_n$  für  $n = 1, \dots, N$  berechnet. Anschließend erfolgt die Berechnung der Werte  $a_n$  in umgekehrter Reihenfolge, also für  $n = N, \dots, 1 - q$ . Da die Korrelationen sowohl in Vorwärts- als auch in Rückwärtsrichtung „wirken“, kann so eine Schätzung der  $1 - q$  zurück liegenden, unbekanntenen Werte erfolgen. Es zeigt sich aber auch, dass der Einfluss der unbekanntenen Startwerte  $a_n$  mit  $n = 1 - q, \dots, 0$  bereits nach etwa 10 Berechnungsschritten vernachlässigbar ist. Daher wird für die Bestimmung der Koeffizienten nur die Summe

$$\tilde{\mathbf{S}}(\phi, \theta) = \sum_{j=10}^N \mathcal{E}\{a_j(\phi, \theta)\}^2 \quad (4.55)$$

minimiert.

Typische Verfahren für eine mehrdimensionale Minimumsuche sind beispielsweise in [6, 14, 17] erläutert. Das eingesetzte Verfahren muss keine besonderen Anforderungen erfüllen, da der Suchbereich aus Stabilitätsgründen klein ist. Unter Berücksichtigung der Startwerte bietet sich beispielsweise das sogenannte Downhill-Verfahren an.

### Anwendung

Zur Schätzung der Koeffizienten  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  und  $\theta_1$  des oben betrachteten ARMA(2,1)-Modells wurde das Minimum für (4.55) mit  $N = 1200$  bestimmt. Durch Anwendung der ermittelten Startwerte und einer numerischen Minimumsuche folgen  $\tilde{\mathbf{S}}_{\min}(\phi, \theta) = 0,0823$  und die Schätzwerte

$$\hat{\phi}_1 = 0,46; \quad \hat{\phi}_2 = -0,1; \quad \hat{\theta}_1 = 0,76.$$

Der Verlauf für (4.55) in Abhängigkeit von  $\phi_1$  und  $\theta_1$  bei konstantem  $\hat{\phi}_2 = -0,1$  ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

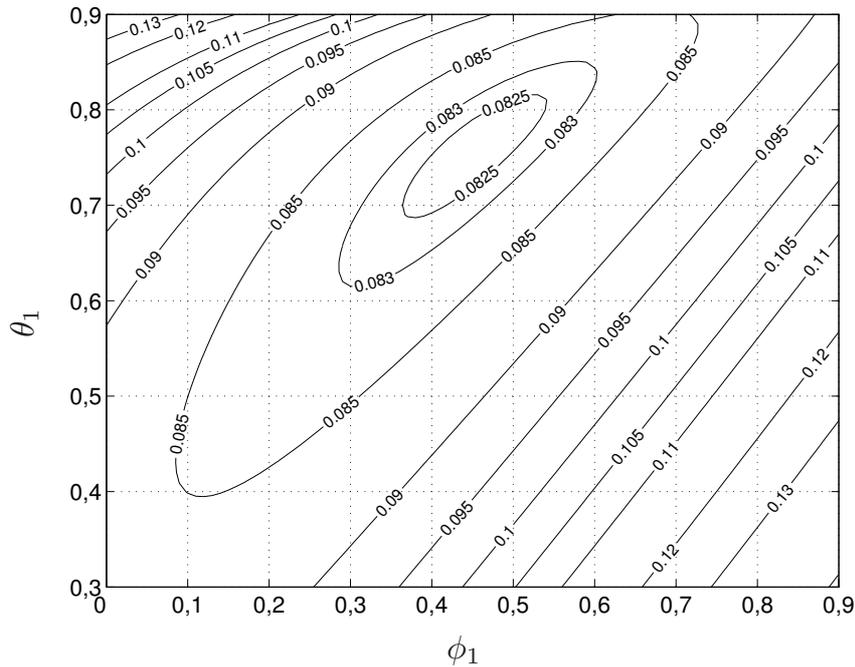


Abbildung 4.7 Gütefunktion  $\tilde{S}(\phi_1, \theta_1)$ ,  $\hat{\phi}_2 = -0,1$ , des ARMA(2,1)-Modells

Mittels der geschätzten Koeffizienten  $\hat{\phi}_1$ ,  $\hat{\phi}_2$  und  $\hat{\theta}_1$  ergibt sich die Ausgangsfolge  $w_n$  des ARMA(2,1)-Modell zu

$$w_n = 0,46 w_{n-1} - 0,1 w_{n-2} + a_n - 0,76 a_{n-1}. \quad (4.56)$$

Nach Umkehrung der Differenzierung nach (4.2) und Umformung folgt für die Ausgangsfolge  $u_n$  die Gleichung

$$\begin{aligned} u_n &= u_{n-1} + \hat{\phi}_1 u_{n-1} + (\hat{\phi}_2 - \hat{\phi}_1) - \hat{\phi}_2 u_{n-3} + a_n - \hat{\theta}_1 a_{n-1} \\ &= u_{n-1} + 0,46 u_{n-1} - 0,56 u_{n-2} + 0,1 u_{n-3} + a_n - 0,76 a_{n-1}, \end{aligned} \quad (4.57)$$

die einem ARIMA(2,1,1)-Modell entspricht.

## 4.2.5 Modellbewertung

Mittels der in Abschnitt 4.2.4 beschriebenen Optimierung werden diejenigen Werte  $\hat{\phi}_n$  und  $\hat{\theta}_m$  ermittelt, welche die minimale Varianz  $\sigma_a^2$  erzeugen. Diese Lösung gibt jedoch nur die bestmögliche für die gewählte Modellordnung  $p$  und  $q$  an. Ob das

gewählte ARMA( $p,q$ )-Modell mit den dafür optimierten Koeffizienten auch die Eigenschaften der beobachteten Folge ausreichend charakterisiert, muss noch geprüft werden. Dazu wird die Folge der Residuen

$$\hat{a}_n = \frac{\hat{\phi}(B)}{\hat{\theta}(B)} w_n \quad (4.58)$$

betrachtet, die sich durch Umformen von (4.22) und Einsetzen der geschätzten Werte  $\hat{\phi}_n$  und  $\hat{\theta}_m$  ergibt. Die Werte  $\hat{a}_n$  werden rekursiv in der Form

$$\hat{a}_n = w_n - \sum_{j=1}^p \hat{\phi}_j w_{n-j} + \sum_{j=1}^q \hat{\theta}_j \hat{a}_{n-j} \quad (4.59)$$

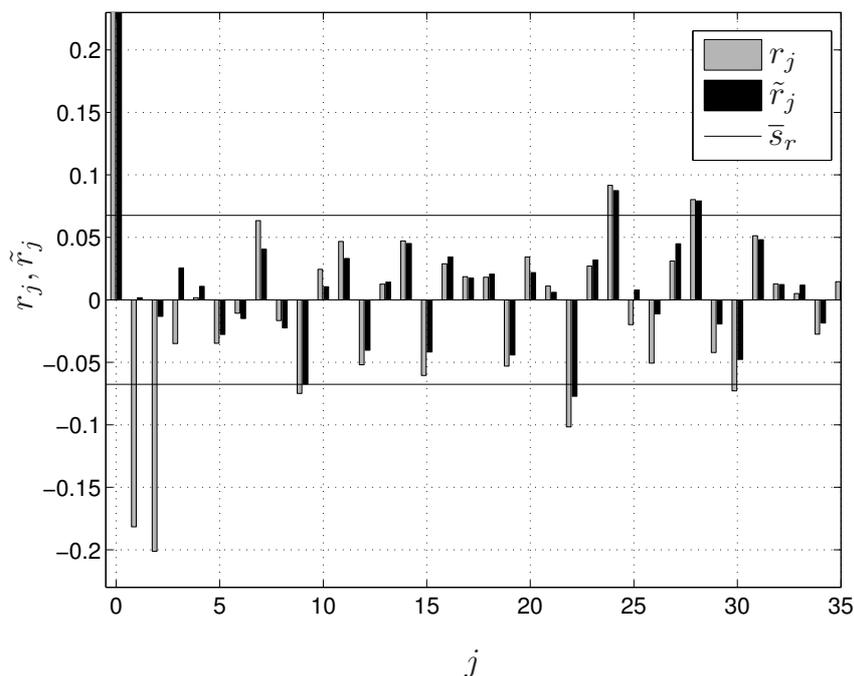
berechnet. Liegt ein geeignetes Modell mit den Koeffizienten  $\hat{\phi}_n$  und  $\hat{\theta}_m$  vor, so entspricht die Folge der Residuen  $\hat{a}_n$  der Folge der Eingangswerte  $a_n$ . Da die Eingangswerte  $a_n$  als mittelwertfrei und gaußverteilt angenommen werden, nähert sich somit die Verteilung von  $\hat{a}_n$  für eine große Anzahl  $n$  einer Gaußverteilung an. Um dies zu überprüfen, wird die Folge  $\hat{a}_n$  verschiedenen Tests unterzogen, die im Folgenden beschrieben werden.

### Normierte AKF des Residuums

Als ein wichtiges Kriterium zur Analyse und Bewertung der Folge  $w_n$  wurde bisher die normierte AKF eingesetzt. Beschreibt das gewählte Modell die Eigenschaften des beobachteten Prozesses, muss das Residuum für  $j \neq 0$  unkorreliert sein. Dazu wird die normierte AKF  $\tilde{r}_j$  der Residuen  $\hat{a}_n$  betrachtet. Weist  $\tilde{r}_j$  signifikante Korrelationen für  $j \neq 0$  auf, muss das gewählte Modell nochmals überarbeitet werden, damit diese in der Filterstruktur auch berücksichtigt werden.

In Abbildung 4.8 sind die normierte AKF  $\tilde{r}_j$  des betrachteten ARMA(2,1)-Modells und die Werte  $r_j$  der Ausgangfolge  $w_n$  zum Vergleich dargestellt. Die schwarzen Balken beschreiben die Werte  $\tilde{r}_j$ , die grauen Balken die Werte  $r_j$ .

Im Vergleich beider Folgen ist eine Kompensation der Korrelationen für kleine  $j$  erkennbar. Vor allem die Werte bei  $j = 1, 2$  und  $7$  konnten reduziert werden. Für  $j = 22, 24$  und  $28$  weist  $\tilde{r}_j$  jedoch weiterhin Korrelationen auf. Diese deuten auf Einflüsse mit großer Zeitverschiebung, sog. Langzeit-Einflüsse, hin, die in Abschnitt 4.2.6 noch näher diskutiert werden.



**Abbildung 4.8** Normierte AKF der Folgen  $w_n$  und  $\hat{a}_n$  des ARMA(2,1)-Modells

Insgesamt resultiert aus der Untersuchung der normierten AKF der Residuen eine erste Bestätigung des gewählten ARMA(2,1)-Modells mit den geschätzten Koeffizienten  $\hat{\phi}_1$ ,  $\hat{\phi}_2$  und  $\hat{\theta}_1$ .

### Portmanteau - Anpassungstest

Im Gegensatz zur Betrachtung einzelner Werte der normierten AKF ist durch die Untersuchung eines ganzen Abschnitts der Folge eine bessere Aussage über die Verteilung der Residuen möglich. Wie in [41] gezeigt wird, folgt die Summe

$$Q = (N - d) \sum_{j=1}^J \tilde{r}_j^2 \quad (4.60)$$

der ersten  $J$  Werte der normierten AKF  $\tilde{r}_j$  einer  $\chi^2$ -Verteilung mit  $(J - p - q)$  Freiheitsgraden. Untersuchungen in der Literatur zeigen jedoch, dass dieser auch als *Box-Pierce-Portmanteau-Statistik* bekannte Test ein sehr konservatives Ergebnis liefert [41]. Der Grund hierfür liegt in der langsamen Geschwindigkeit, mit der die tatsächliche Verteilung von  $\tilde{r}_j$  gegen die asymptotische Verteilung konvergiert.

Daher wurde in [31] ein modifizierter Test vorgeschlagen, der unter der Bezeichnung *modifizierte Ljung-Box-Pierce-Statistik* bekannt ist. Danach wird (4.60) geändert zu

$$\tilde{Q} = (N - d)(N - d + 2) \sum_{j=1}^J \frac{\tilde{r}_j^2}{N - d - j}. \quad (4.61)$$

Ist  $\tilde{Q}$  größer als das obere  $\alpha$ -Quantil einer  $\chi^2[J - p - q]$  Verteilung, wird die Gültigkeit des überprüften Modells abgelehnt.

Für das gewählte ARMA(2,1)-Modell liefert dieser Test mit  $J = 20$  den Wert  $\tilde{Q} = 24,05$ . Dieses Ergebnis ist kleiner als der Wert des oberen Quantils einer  $\chi^2[17]$  Verteilung mit  $\alpha = 0,05$ , der mit 27,6 tabelliert ist [42]. Das gewählte Modell besteht demzufolge diesen Test mit einer verbleibenden Unsicherheit von 5 Prozent.

Der Nachteil dieses Tests liegt jedoch in der unzureichenden Berücksichtigung periodischer Komponenten in der beobachteten Folge. Daher wird für Folgen mit saisonaler Komponente auch das Periodogramm des Residuums untersucht, das im Folgenden beschrieben wird.

### Periodogramm

Die Existenz von periodischen Komponenten lässt sich gut mittels der Darstellung des Periodogramms überprüfen. Durch die Berechnung von

$$I(f_i) = \frac{2}{N} \left[ \left( \sum_{n=1}^N \hat{a}_n \cos(2\pi f_i n) \right)^2 + \left( \sum_{n=1}^N \hat{a}_n \sin(2\pi f_i n) \right)^2 \right] \quad (4.62)$$

mit den diskreten Werten  $f_i = i/N$  werden die Signalanteile auf den einzelnen normierten Frequenzen ermittelt. Entspricht die Folge  $\hat{a}_n$  einem weißen Gaußrauschen, folgt (4.62) einer Gleichverteilung über alle Frequenzen. Ist dies nicht der Fall, beschreibt das gewählte ARMA( $p, q$ )-Modell den beobachteten Prozess nicht optimal, da das Residuum noch signifikante periodische Komponenten aufweist.

In Abbildung 4.9 ist das Periodogramm der beobachteten Folge  $w_n$  dargestellt. Darin sind deutlich periodische Anteile bei  $f_i = 0,25$  und  $f_i = 0,29$  zu erkennen. Im Vergleich dazu ist in Abbildung 4.10 das Periodogramm des Residuums aufgetragen. Die Reduzierung der periodischen Signalanteile ist zu erkennen. Darüber hinaus fällt auf, dass die Folge  $w_n$  einen sehr geringen Signalanteil für Werte

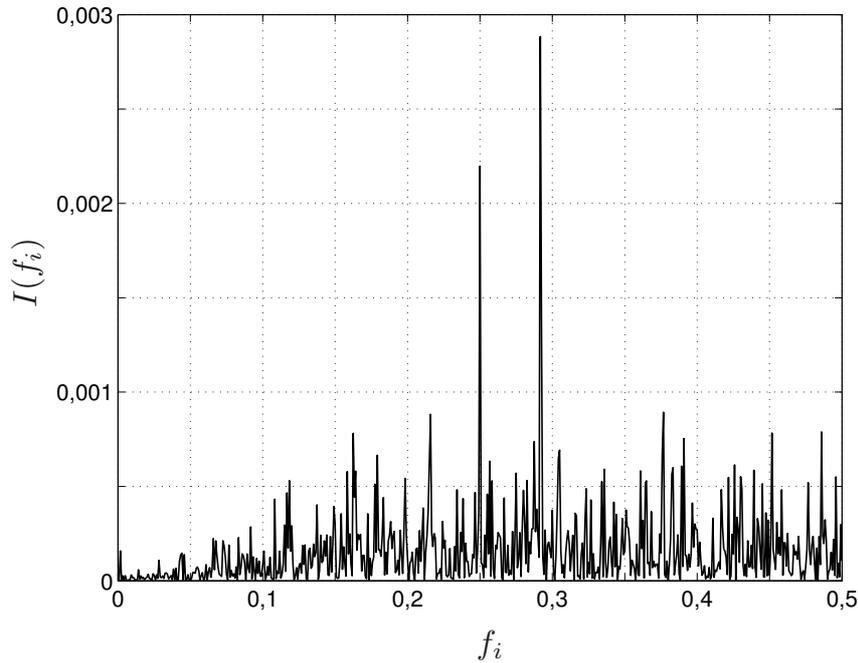


Abbildung 4.9 Periodogramm der Folge  $w_n$

$f_i < 0,15$  aufweist. Das System hat einen Hochpasscharakter. Anhand des Periodogramms für  $\hat{a}_n$  ist eine annähernde Gleichverteilung der Signalanteile über den gesamten Frequenzbereich zu beobachten.

Um diese Annäherung an ein weißes Gaußrauschen noch besser verdeutlichen zu können, wird mittels

$$C(f_i) = \frac{\sum_{x=1}^i I(f_x)}{N\sigma_a^2} \quad (4.63)$$

das normierte, kumulierte Periodogramm berechnet. Auf Grund der Gleichverteilung der Signalanteile eines weißen, gaußschen Rauschens über alle Frequenzen und dem Erwartungswert  $\mathcal{E}\{I(f_i)\} = 2\sigma_a^2$ , beschreibt (4.63) im Idealfall einer Gerade zwischen Null und Eins für  $i = 0, \dots, N/2$ . In Abbildung 4.11 ist diese Gerade als Referenz eingezeichnet. Die zweite Kurve in dieser Darstellung beschreibt das kumulierte Periodogramm der Folge  $w_n$ . Der in Abbildung 4.11 erkennbare geringe Signalanteil für  $f_i < 0,15$  wird in dieser Darstellung durch die geringe Steigung des Graphen in diesem Bereich verdeutlicht. Die beiden hohen Signalanteile für

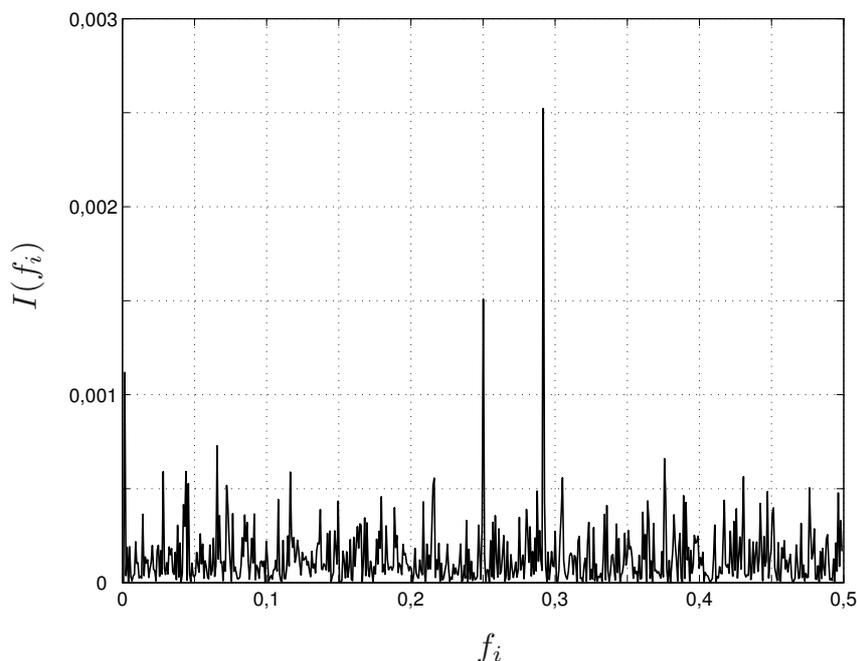


Abbildung 4.10 Periodogramm der Folge  $\hat{a}_n$  des ARMA(2,1)-Modells

$f_i = 0,25$  und  $f_i = 0,29$  sind in der Darstellung 4.11 als Sprünge im Kurvenverlauf wiederzufinden.

Das Residuum  $\hat{a}_n$  weist im Gegensatz zur Originalfolge  $w_n$  einen gleichmäßigeren Verlauf für  $C(f_i)$  auf. Dieser ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Der Graph folgt sehr genau dem idealen Verlauf. Lediglich die noch vorhandenen periodischen Anteile sind weiterhin als Sprünge zu erkennen.

### Fazit

Anhand der durchgeführten Tests wurde gezeigt, dass das gewählte ARMA(2,1)-Modell und die geschätzten Koeffizienten  $\hat{\phi}_1$ ,  $\hat{\phi}_2$  und  $\hat{\theta}_1$  die wesentlichen Bewertungskriterien erfüllen. Bis auf die noch zu diskutierenden periodischen Signal-komponenten wird mit (4.38) ein gültiges Modell für die beobachtete Folge  $u_n$  beschrieben.

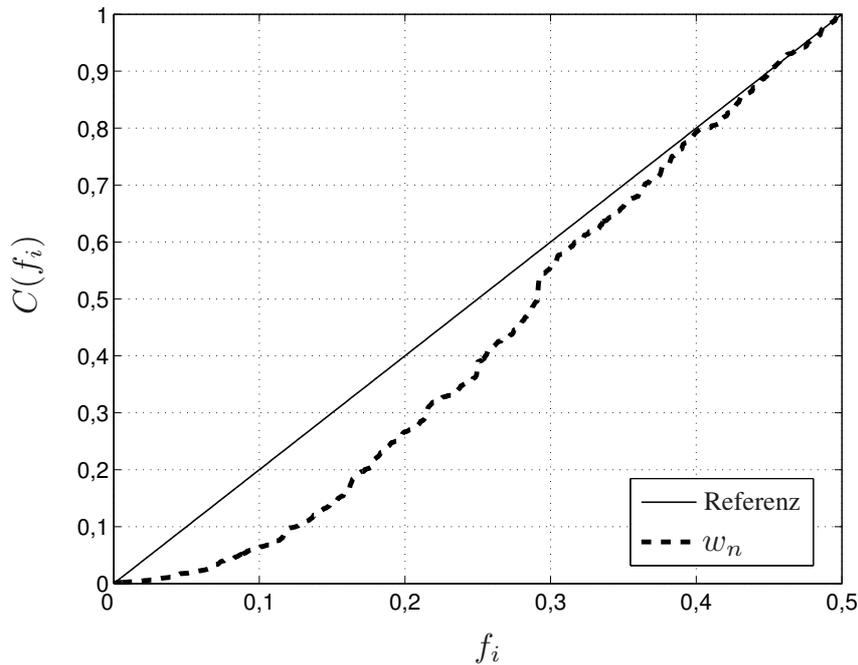


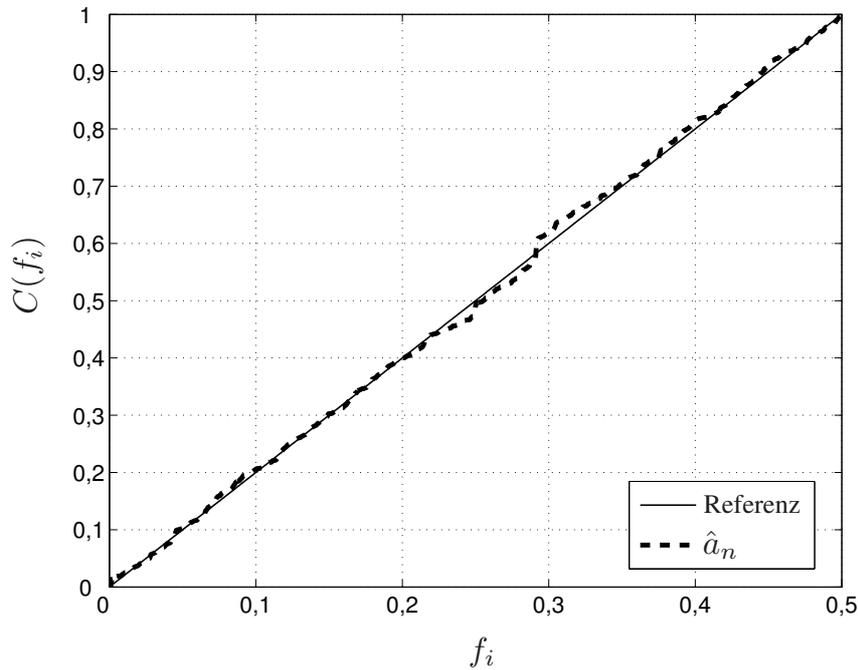
Abbildung 4.11 Kumuliertes Periodogramm der Folge  $w_n$

### 4.2.6 Multiples Modell

Der Verlauf von  $w_n$  weist eine ausgeprägte saisonale Komponente auf. Darüber hinaus sind auch in der normierten AKF der Differenzenfolge  $w_n$  und des Residuums  $\hat{a}_n$  Korrelationen für größere Zeitverschiebungen zu erkennen. Es besteht offensichtlich ein Zusammenhang zwischen dem Verhalten früherer Werte im Abstand  $s$  zum aktuellen Verhalten der Folge  $w_n$ . Vor allem im Hinblick auf eine zuverlässige Prognose ist die Beschreibung dieser Abhängigkeiten von Interesse. Um diese Einflüsse modellieren zu können, ist eine Erweiterung des bisherigen Ansatzes notwendig.

Liegt eine saisonale Komponente mit der Periode  $s$  vor, sind Beobachtungswerte im Abstand  $s$  stark korreliert. Darüber hinaus sind Folgen mit saisonaler Komponente meist nicht stationär. Dies ist in Abbildung 3.15 erkennbar. Daher bietet sich zur Modellierung dieser langfristigen Abhängigkeiten die Verwendung des Differenzenoperators nach (4.23) mit einer Zeitverschiebung  $s$  an. Um eine Unterscheidung zu  $\nabla^d$  zu erreichen, erfolgt die Beschreibung saisonaler Differenzen mittels

$$\nabla_s^D = 1 - B^s. \quad (4.64)$$



**Abbildung 4.12** Kumuliertes Periodogramm der Folge  $\hat{a}_n$  des ARMA(2,1)-Modells

Für die Folge  $w_n$  kann mit (4.64) eine saisonale Komponente mittels

$$\Phi(B^s)\nabla_s^D w_n = \Theta(B^s)a_n \quad (4.65)$$

berücksichtigt werden. Dabei bezeichnen die Polynome  $\Phi(B^s)$  und  $\Theta(B^s)$  die Koeffizienten des saisonalen ARMA-Modells. Die Verwendung von Großbuchstaben dient dabei der eindeutigen Unterscheidung zwischen kurzfristigen und langfristigen Modellkoeffizienten.

Durch Multiplikation der beiden ARMA-Modelle werden sowohl kurzfristige als auch langfristige Komponenten berücksichtigt. Das resultierende Modell zur Beschreibung der Folge  $w_n$  ist ein  $\text{ARMA}(p,q) \times (P,Q)_s$ -Modell. Für die beobachtete Folge  $u_n$  folgt damit ein  $\text{ARIMA}(p,d,q) \times (P,D,Q)_s$ -Modell der Form

$$\phi(B)\Phi(B^s)\nabla^d\nabla_s^D u_n = \theta(B)\Theta(B^s)a_n. \quad (4.66)$$

Die Schätzung der Koeffizienten  $\Phi_X$  und  $\Theta_Y$  erfolgt nach den bereits diskutierten Kriterien: Analyse der normierten AKF von  $w_n$  zur Bestimmung der Verschiebung  $s$ , Untersuchung der normierten AKF und normierten PAKF von  $w'_n = u_n - u_{n-s}$

zur Bestimmung der Modellordnung und anschließend Schätzung der Koeffizienten  $\Phi_X$  und  $\Theta_Y$  durch Minimierung von  $\tilde{S}(\Phi, \Theta)$ .

### Anwendung

Bei der Untersuchung der normierten AKF der beobachteten Folge  $w_n$  und des Residuums  $\hat{a}_n$  in Abbildung 4.8 sind jeweils Korrelationen bei  $j = 22, 24$  und  $28$  zu erkennen. Bei der weiteren Untersuchung der normierten AKF  $r_j$  in Abbildung 4.5 kann für  $j > 30$  eine im regelmäßigen Abstand  $\Delta j = 24$  auftretende Gruppe signifikanter Korrelationen beobachtet werden. Dies führt auf ein multiples ARMA-Modell mit einer saisonalen Komponente der Periode  $s = 24$ . Unter Berücksichtigung der zeitlichen Auflösung der Folge  $u_n$  von 150 ms pro Messwert entspricht  $s = 24$  einem zeitlichen Abstand von 1 h. Aufgrund der in Abbildung 3.15 erkennbaren Periode von 24 h ist eine Korrelation im Abstand  $\Delta j = 576$  zu erwarten. Jedoch sind die Werte  $r_{576} = 0,042$  und  $r_{577} = 0,066$  ein Hinweis darauf, dass die Korrelationen im Abstand  $\Delta j = 576$  deutlich geringer sind als  $r_{22} = -0,102$ ,  $r_{24} = 0,09$  und  $r_{28} = 0,08$ . Daher wird für die weiteren Betrachtungen  $s = 24$  gewählt.

Die normierte AKF  $r'_j$  und normierte PAKF  $R'_j$  für  $w'_n = \nabla_{24}^D u_n = u_n - u_{n-24}$  sind in Abbildung 4.13 und 4.14 dargestellt. Anhand der beiden Diagramme ist keine eindeutige Systemordnung abzulesen. Der Verlauf der normierten PAKF lässt einen AR-Anteil höherer Ordnung vermuten. Die deutliche Korrelation bei  $R'_{24}$  unterstützt die Annahme  $s = 24$ , da die einzelnen Werte  $w'_n$  weiterhin eine zeitliche Auflösung von 150 ms aufweisen. Wird der Verlauf von  $r'_j$  mit berücksichtigt, ist auch ein gemischtes ARMA(1,1)-Modell möglich. Der in diesem Fall zu erwartende, exponentiell fallende Verlauf der normierten PAKF ist jedoch nicht signifikant.

Aufgrund der beschriebenen Mehrdeutigkeiten soll in einem ersten Durchlauf des Optimierungsprozesses ein ARMA(1,1)-Modell als saisonale Komponente der Folge  $w_n$  angenommen werden. Weitere Modellansätze höherer Ordnung werden in Abschnitt 4.2.7 betrachtet.

Das resultierende ARMA(2,1)×(1,1)<sub>24</sub>-Modell für  $w_n$  wird durch die Gleichung

$$(1 - \phi_1 B - \phi_2 B^2)(1 - \Phi_1 B^{24})w_n = (1 - \theta_1 B)(1 - \Theta_1 B^{24})a_n \quad (4.67)$$

beschrieben. Durch Auflösen der Klammerausdrücke auf beiden Seiten und Um-

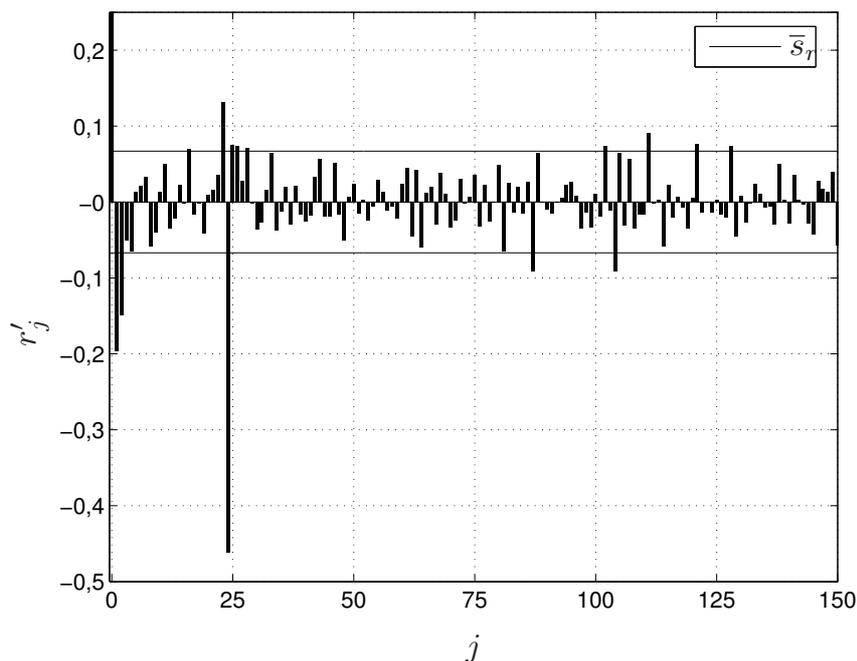


Abbildung 4.13 Normierte AKF  $r'_j$  der Folge  $w'_n$

formung ergibt sich der aktuelle Wert  $w_n$  zu

$$w_n = \phi_1 w_{n-1} + \phi_2 w_{n-2} + \Phi_1 w_{n-24} - \phi_1 \Phi_1 w_{n-25} - \phi_2 \Phi_1 w_{n-26} + a_n - \theta_1 a_{n-1} - \Theta_1 a_{n-24} + \theta_1 \Theta_1 a_{n-25}. \quad (4.68)$$

In (4.68) ist der Einfluss der kurzzeitigen Abhängigkeiten auch auf die saisonale Komponente durch die gemischten Koeffizienten  $\phi_x \cdot \Phi_X$  bzw.  $\theta_y \cdot \Theta_Y$  zu erkennen. Die Umstellung von (4.68) nach  $a_n$  führt zur Berechnung des Gütemaßes nach (4.55), dessen Minimum  $\tilde{S}_{\min}(\Phi, \Theta) = 0,079$  mittels der Koeffizienten

$$\hat{\Phi}_1 = 0,96 \quad \text{und} \quad \hat{\Theta}_1 = 0,91$$

erreicht werden kann. Der Verlauf von  $\tilde{S}(\Phi, \Theta)$  in Abhängigkeit von  $\Phi_1$  und  $\Theta_1$  ist in Abbildung 4.15 dargestellt.

Das Periodogramm und das kumulierte Periodogramm für das Residuum dieses Modells sind in den Abbildungen 4.16 und 4.17 skizziert. Im Vergleich zum Residuum des ARMA(2,1)-Modells ist zu erkennen, dass die beiden Korrelationen bei  $f_i = 0,25$  und  $f_i = 0,29$  fast vollständig unterdrückt werden. Die Gegenüberstellung der kumulierten Periodogramme zeigt hingegen, dass hochfrequente

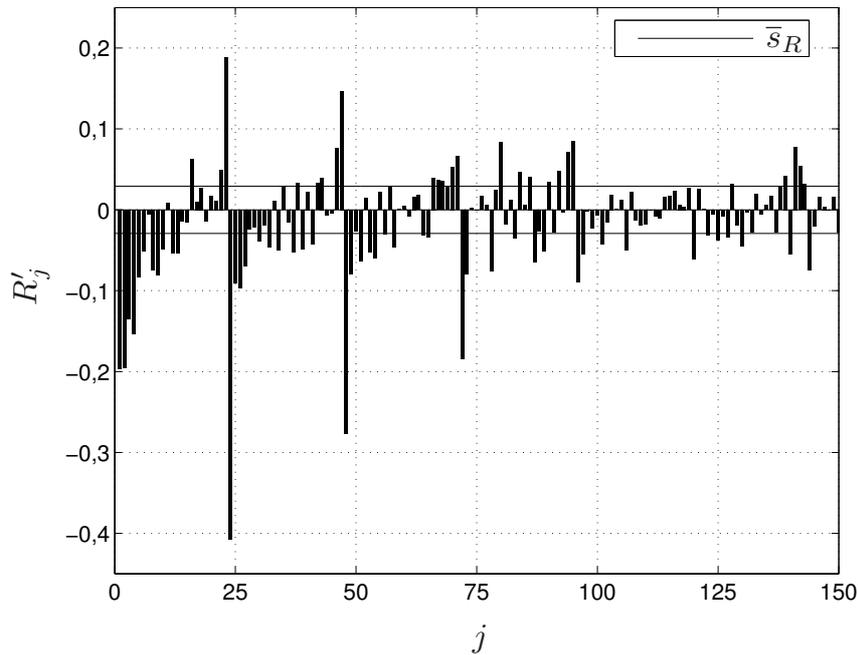


Abbildung 4.14 Normierte PAKF  $R'_j$  der Folge  $w'_n$

Signalanteile durch das  $\text{ARMA}(2,1) \times (1,1)_{24}$ -Modell stärker gedämpft werden. In Abbildung 4.17 weicht vor allem im Bereich zwischen  $0,2 \leq f_i \leq 0,25$  der Anstieg der ermittelten Kurve deutlich vom Anstieg der Referenzlinie ab. Eine weitere signifikante Abweichung ist bei  $f_i = 0,4$  zu erkennen.

### Fazit

Das zur Beschreibung der Folge  $w_n$  gewählte  $\text{ARMA}(2,1) \times (1,1)_{24}$ -Modell verkleinert das Gütemaß im Vergleich zum einfachen  $\text{ARMA}(2,1)$ -Modell um etwa 4 Prozent. Zusätzlich werden die beobachteten periodischen Anteile fast vollständig unterdrückt. Aufgrund des deutlichen Tiefpasscharakters dieses Modells erfüllt das Residuum jedoch nicht die Anforderungen eines weißen Gaußrauschens. Für die weiteren Betrachtungen wird dieses Modell mit M1 abgekürzt.

## 4.2.7 Alternative Modelle

Die Bewertung des Modells M1 hat noch kein vollständig zufriedenstellendes Ergebnis geliefert. Daher ist eine erneute Modellbildung mit geänderten Parametern

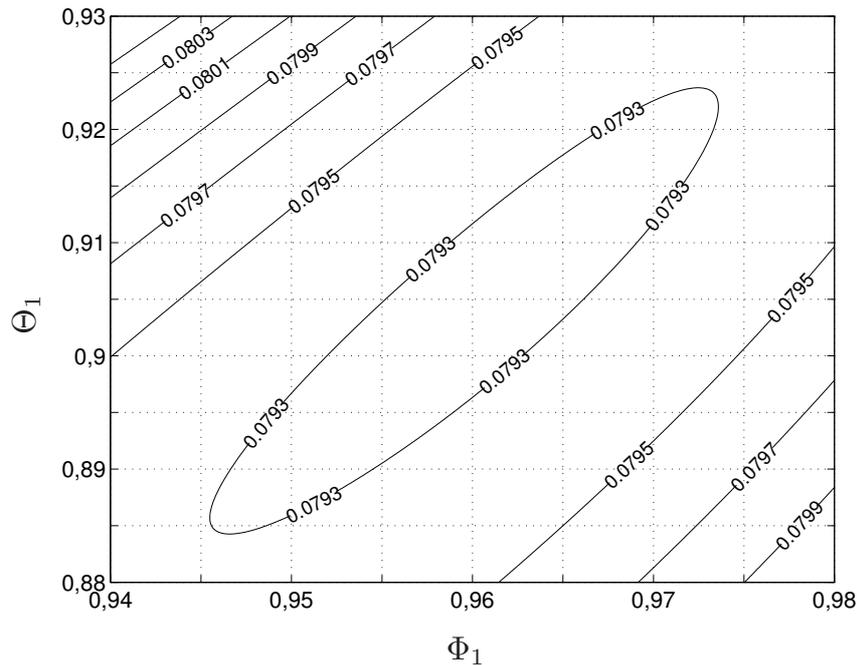
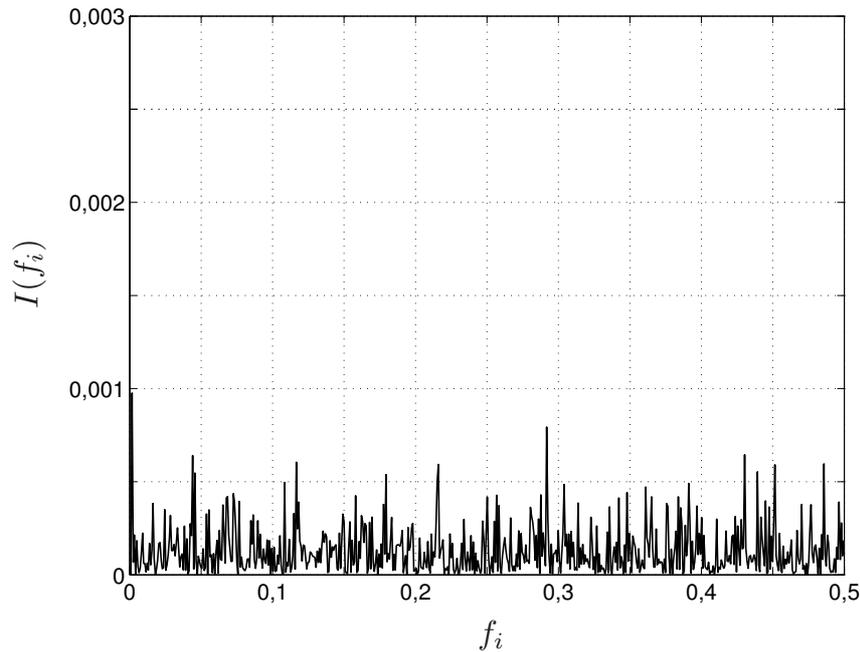


Abbildung 4.15 Gütefunktion  $\tilde{S}(\Phi_1, \Theta_1)$  des  $\text{ARMA}(2,1) \times (1,1)_{24}$ -Modells

notwendig. Auf die einzelnen Schritte der Parameterbestimmung soll für diese Modelle nicht mehr im Detail eingegangen werden, da die zuvor beschriebenen Stufen jeweils analog durchlaufen werden. Ziel dieses Abschnitts ist es vielmehr, die Ergebnisse gegenüberzustellen, um so ein geeignetes Modell auszuwählen.

Bei der Auswahl alternativer Modelle steht vor allem die nicht eindeutig zu identifizierende saisonale Komponente im Vordergrund. Daher werden für die Alternativen A1 und A2 die Koeffizienten  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  und  $\theta_1$  nicht verändert. Als Alternative A3 wird ein Modell mit einem MA-Anteil höherer Ordnung gewählt. Damit soll überprüft werden, ob die stärkere Gewichtung der glättenden MA-Komponente ein deutlich besseres Ergebnis liefert. In Tabelle 4.2 sind die Koeffizienten und das minimale Gütemaß des bisher betrachteten Modells M1 sowie der Alternativen A1, A2 und A3 zusammengefasst.

An dieser Aufstellung lässt sich erkennen, dass die Alternative A1 einen höheren Wert  $\tilde{S}_{\min}(\phi, \theta, \Phi, \Theta)$  als das bisher betrachtete Modell M1 aufweist. Der Kurvenverlauf des kumulierten Periodogramms in Abbildung 4.18 liegt nahe am Optimum. Es sind jedoch weiterhin Sprünge bei  $f_i = 0,25$  und  $f_i = 0,29$  erkennbar. Die Koeffizienten von A2 zeigen, dass eine höhere Ordnung des AR-Anteils der sai-



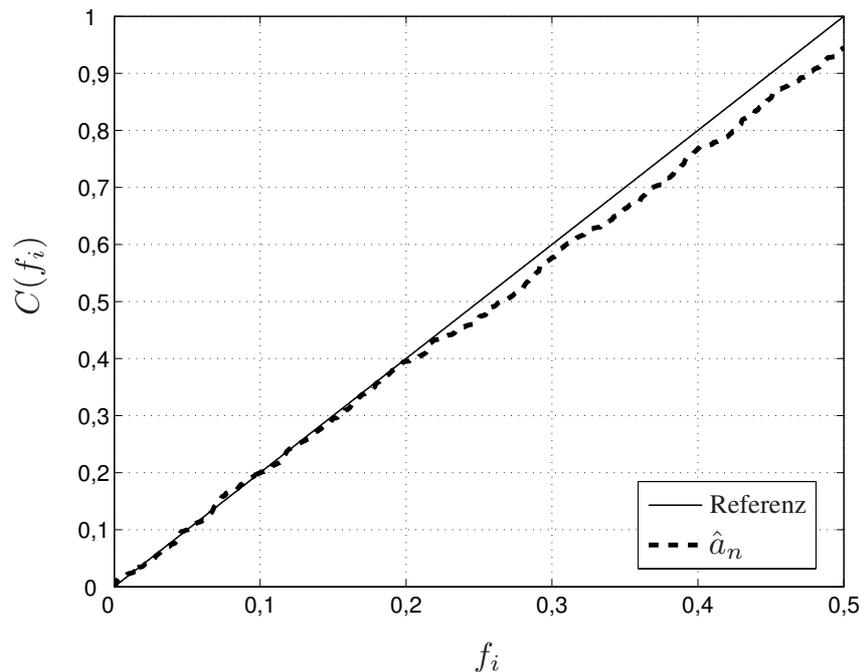
**Abbildung 4.16** Periodogramm der Folge  $\hat{a}_n$  des  $\text{ARMA}(2,1) \times (1,1)_{24}$ -Modells (M1)

sonalen Komponente keinen weiteren Vorteil bringt. Die Minimumsuche resultiert in  $\Phi_2 = 0$  und führt somit auf die Lösung des Modells M1.

Das Modell A3 liefert insgesamt den schlechtesten Wert für  $\tilde{S}_{\min}(\phi, \theta, \Phi, \Theta)$ . Auch der in Abbildung 4.19 erkennbare Verlauf des kumulierten Periodogramms weist keine deutliche Verbesserung im Vergleich zu A1 auf. Vor allem die hohen Signalanteile für  $f_i = 0,25$  und  $f_i = 0,29$  können auch durch einen MA-Anteil höherer Ordnung nicht geeignet kompensiert werden.

### Fazit

Durch die Untersuchung der Alternativen A1, A2 und A3 zeigt sich, dass keines der betrachteten Modelle überzeugende Vorteile gegenüber den anderen Ansätzen aufweisen kann. Lediglich Modell A2 kann vernachlässigt werden, da es die Lösung M1 bestätigt. Daher werden sowohl das Modell M1 als auch die Modelle A1 und A3 für die Prognose der Folge  $u_n$  weiter betrachtet.



**Abbildung 4.17** Kumuliertes Periodogramm der Folge  $\hat{a}_n$  des ARMA(2,1) $\times$ (1,1) $_{24}$ -Modells (M1)

## 4.3 Prognose

Das Ergebnis der bisherigen Schritte ist ein ARMA-Modell, das zu einer minimalen Abweichung zwischen den Schätzwerten  $\hat{w}_n$  und den beobachteten Werten  $w_n$  führt. Dies bedeutet aber auch, dass der zukünftige Wert  $w_{n+1}$  durch den Schätzwert  $\hat{w}_{n+1}$  angenähert werden kann. Diese Überlegung wird nun genutzt, um aus den beobachteten Werten  $w_n$  durch Anwendung des gewählten ARMA-Modells den weiteren Verlauf für  $w_{n+l}$  und daraus resultierend den zukünftigen Verlauf der ursprünglichen Folge  $u_{n+l}$  zu prognostizieren.

### 4.3.1 Ansatz

Ausgehend von der Beschreibung der Folge  $w_n$  aus Abschnitt 4.1 ist es mittels der Differenzgleichung (4.15) möglich, jeden Wert  $w_n$  zu beliebigen Zeitpunkten zu ermitteln. Durch Änderung des Zeitbezugs in (4.15) kann so beispielsweise auch der vom aktuellen Beobachtungszeitpunkt  $n$  um  $l$  Schritte verschobene Wert  $w_{n+l}$

Modell	Koeffizienten	Gütemaß $\tilde{S}_{\min}(\phi, \theta, \Phi, \Theta)$
M1 ARMA(2,1)×(1,1) <sub>24</sub>	$\phi_1 = 0,46; \phi_2 = -0,1$ $\theta_1 = 0,76$ $\Phi_1 = 0,96; \Theta_1 = 0,91$	0,079
A1 ARMA(2,1)×(2,0) <sub>24</sub>	$\phi_1 = 0,46; \phi_2 = -0,1$ $\theta_1 = 0,76$ $\Phi_1 = 0,09; \Phi_2 = 0,8$	0,0805
A2 ARMA(2,1)×(2,1) <sub>24</sub>	$\phi_1 = 0,46; \phi_2 = -0,1$ $\theta_1 = 0,76$ $\Phi_1 = 0,96; \Phi_2 = 0,0$ $\Theta_1 = 0,91$	0,079
A3 ARMA(1,2)×(0,2) <sub>24</sub>	$\phi_1 = 0,24$ $\theta_1 = 0,54; \theta_2 = 0,18$ $\Theta_1 = 0,06; \Theta_2 = -0,01$	0,0822

Tabelle 4.2 Untersuchte ARMA-Modelle

beschrieben werden:

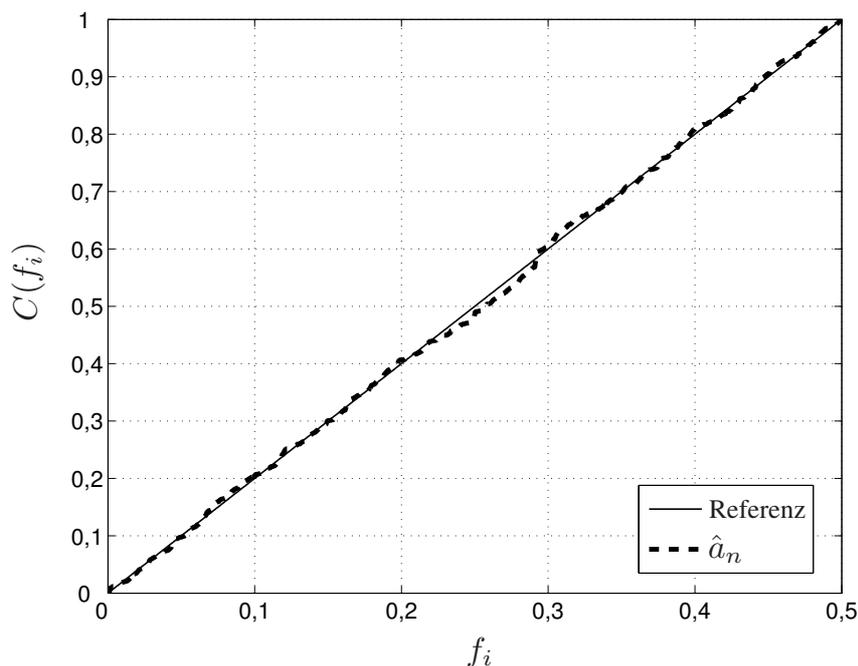
$$w_{n+l} = \phi_1 w_{n+l-1} + \dots + \phi_q w_{n+l-q} + a_{n+l} - \theta_1 a_{n+l-1} - \dots - \theta_q a_{n+l-q}. \quad (4.69)$$

Um nun den Unterschied zwischen den prognostizierten Werten um  $l$  Schritte und den nach  $l$  Schritten beobachteten Werten deutlich zu machen, aber dennoch den Bezug zum aktuellen Beobachtungszeitpunkt  $n$  beizubehalten, werden folgende Bezeichnungen eingeführt:

- $w_{n+l}$  beschreibt den beobachteten Wert der Folge  $w$ , der  $l$  Schritte nach dem aktuellen Zeitpunkt  $n$  auftritt;
- $\hat{w}_n(l)$  beschreibt des prognostizierten Wert der Folge  $w$ , der vom aktuellen Zeitpunkt  $n$  in  $l$  Schritten auftreten wird.

Ausgehend vom aktuellen Zeitpunkt  $n$  kann mit Hilfe dieser beiden Bezeichnungen die Vorhersage um  $l$  Schritte für ein Modell ohne saisonale Komponente beschrieben werden als

$$\hat{w}_n(l) = \phi_1 \hat{w}_{n-1}(l) + \dots + \phi_q \hat{w}_{n-q}(l) + a_{n+l} - \theta_1 a_{n+l-1} - \dots - \theta_q a_{n+l-q}. \quad (4.70)$$



**Abbildung 4.18** Kumuliertes Periodogramm der Folge  $\hat{a}_n$  des  $\text{ARMA}(2,1) \times (2,0)_{24}$ -Modells (A2)

Die dabei auftretende Abweichung zwischen dem prognostizierten Wert  $\hat{w}_n(l)$  und dem tatsächlich beobachteten Wert  $w_{n+l}$  wird durch den Prognosefehler

$$e_n(l) = w_{n+l} - \hat{w}_n(l) \quad (4.71)$$

angegeben. Wird (4.71) minimal, liegt eine optimale Prognose vor.

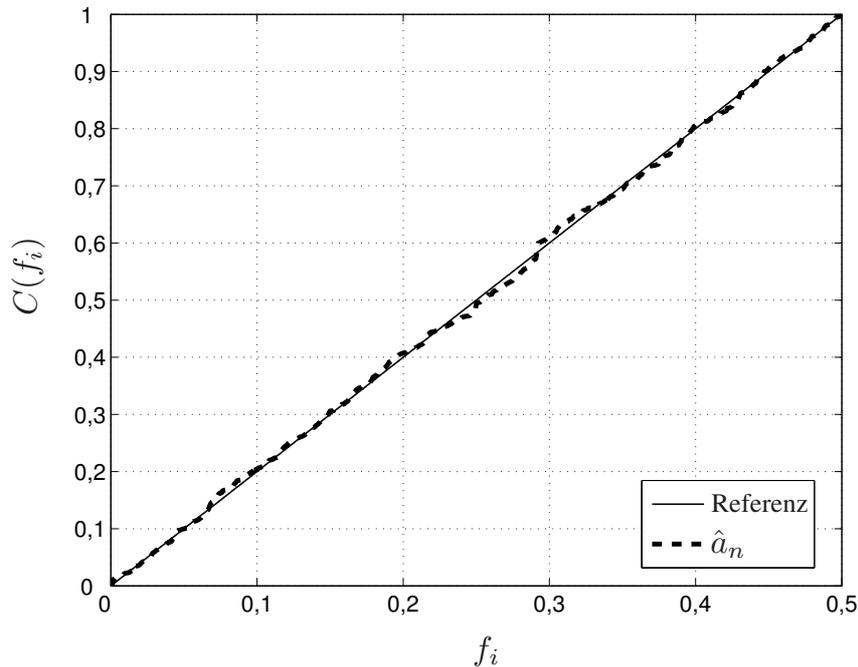
Die optimale Prognose eines  $\text{ARMA}(p,q)$ -Modells kann mittels der optimalen Prognose für die beiden Grundmodelle  $\text{MA}(q)$  und  $\text{AR}(p)$  verdeutlicht werden [41].

### Prognose mittels $\text{MA}(q)$ -Modell

Zur Bestimmung der optimalen Prognose in einem  $\text{MA}(q)$ -Modell wird von (4.20) ausgegangen. Danach berechnet sich der Wert  $w_{n+l}$  zu

$$w_{n+l} = \sum_{i=0}^{\infty} h_i a_{n+l-i}. \quad (4.72)$$

Für die Prognose wird nun berücksichtigt, dass nur Werte  $a_j$  bis zum aktuellen Zeitpunkt  $j \leq n$  in die Vorhersage einbezogen werden können. Der Prognosewert um  $l$



**Abbildung 4.19** Kumuliertes Periodogramm der Folge  $\hat{a}_n$  des ARMA(1,2) $\times$ (0,2) $_{24}$ -Modells (A3)

Schritte ergibt sich somit aus der unendlich langen Summe der mit den geschätzten Koeffizienten  $\hat{h}_i$  gewichteten Werte  $\mathbf{a}_{n+l-j}$  mit  $j \geq l$  zu

$$\hat{w}_n(l) = \hat{h}_l a_n + \hat{h}_{l+1} a_{n-1} + \dots \quad (4.73)$$

Eine optimale Prognose im Sinne des mittleren quadratischen Fehlers liegt vor, wenn der mittlere quadratische Prognosefehler minimal und unabhängig von den Werten  $w_n$  ist. Für (4.71) kann der mittlere quadratische Fehler berechnen werden zu

$$\mathcal{E}\{(w_{n+l} - \hat{w}_n(l))^2\} = (1 + h_1^2 + \dots + h_{l-q}^2) \sigma_a^2 + \sum_{i=0}^{\infty} (h_{l+i} - \hat{h}_{l+i})^2 \sigma_a^2. \quad (4.74)$$

Dabei beschreiben die Werte  $h_i$  das tatsächliche Systemverhalten und die Werte  $\hat{h}_i$  die geschätzten Koeffizienten des Modells. Der Erwartungswert in (4.74) wird minimal für  $h_{l+i} = \hat{h}_{l+i}$ .

Damit folgt durch Einsetzen von (4.72) und (4.73) in (4.71) und geeignetes Zu-

sammenfassen der Prognosefehler für  $l$  Schritte zu

$$e_n(l) = a_{n+l} + h_1 a_{n+l-1} + \dots + h_{l-1} a_{n+1}. \quad (4.75)$$

An (4.75) lassen sich nun folgende wichtige Aussagen ablesen:

- Für die Prognose um einen Schritt folgt:  $e_n(1) = a_{n+1}$ .
- Für den Erwartungswert gilt:  $\mathcal{E}\{e_n(l)\} = \mathcal{E}\{a_{n+l}\} = 0$ .
- Die Varianz des Prognosefehlers steigt mit zunehmendem Schrittzahl  $l$ .

Für die optimale Prognose eines MA( $q$ )-Modells um einen Schritt folgt somit, dass der Prognosefehler selbst wieder ein weißes Gaußrauschen darstellt, dessen Erwartungswert bei Kenntnis der unendlich lange Folge früherer Werte  $a_n$  gegen Null geht. Aufgrund der Unkorreliertheit der Werte  $a_n$  und  $a_{n+1}$  ist auch der Prognosefehler  $e_n(1)$  zu den Werten  $w_n$  unkorreliert.

Aus den Betrachtungen resultiert aber auch, dass zukünftige Werte  $a_{n+l}$  in (4.73) durch ihren Erwartungswert  $\mathcal{E}\{a_{n+l}\} = 0$  ersetzt werden.

### Prognose mittels AR( $p$ )-Modell

Bei einem AR( $p$ )-Modell soll eine rekursive Prognose um jeweils einen Schritt angewendet werden [7]. Dabei wird für die Prognose um  $l$  Schritte auf die bisherige Prognose mit  $l - 1$  Schritten zurückgegriffen. Im einfachsten Fall  $l = 1$  bedeutet dies

$$\hat{w}_n(1) = \phi_1 w_n + \dots + \phi_p w_{n-p} + a_{n+1}. \quad (4.76)$$

Da der Wert  $a_{n+1}$  zum aktuellen Zeitpunkt noch nicht bekannt ist, kann hierfür nur der Erwartungswert  $\mathcal{E}\{a_{n+1}\} = 0$  angenommen werden.

Für den Prognosefehler folgt mit (4.76)  $e_n(1) = a_{n+1}$ . Dieser ist damit ebenfalls unkorreliert zu den Werten  $w_n$ .

Die Prognose um  $l$  Schritte kann mittels der rekursiven Struktur des Modells in der Form

$$\begin{aligned} \hat{w}_n(l) = & \phi_1 \hat{w}_n(l-1) + \dots + \phi_{l-1} \hat{w}_n(1) \\ & + \phi_l w_n + \phi_{l+1} w_{n-1} + \dots + \phi_p w_{n-p+l} \end{aligned} \quad (4.77)$$

beschrieben werden.

An (4.77) ist zu erkennen, dass für wachsendes  $n$  die jeweils ältesten Prognosewerte durch die tatsächlich beobachteten Werte ersetzt und somit die Prognose für einen festen Zeitpunkt weiter verbessert werden kann.

### Prognose mittels ARMA( $p,q$ )-Modell

Aus den Betrachtungen der beiden Grundmodelle ergeben sich für die Prognosegleichung eines ARMA( $p,q$ )-Modells folgende Zusammenhänge.

Die Prognose um  $l$  Schritte mittels eines ARMA( $p,q$ )-Modells erfolgt mittels

$$\begin{aligned} \hat{w}_n(l) = \mathcal{E}\{w_{n+l}\} &= \phi_1 \mathcal{E}\{w_{n+l-1}\} + \dots + \phi_p \mathcal{E}\{w_{n+l-p}\} \\ &+ \mathcal{E}\{a_{n+l}\} - \theta_1 \mathcal{E}\{a_{n+l-1}\} - \dots - \theta_q \mathcal{E}\{a_{n+l-q}\}. \end{aligned} \quad (4.78)$$

Unter Berücksichtigung bekannter Werte  $w_n$  und der Unkorreliertheit zwischen  $a_{n+j}$  und  $w_n$  für  $j > 0$  können die einzelnen Erwartungswerte in (4.78) wie folgt ersetzt werden:

- Für vergangene Werte  $n - j$  mit  $j \geq 0$  gilt:  
 $\mathcal{E}\{w_{n-j}\} = w_{n-j}$  und  
 $\mathcal{E}\{a_{n-j}\} = a_{n-j} = w_{n-j} - \hat{w}_{n-j-1}(1)$ .
- Für zukünftige Werte  $n + j$  mit  $j > 0$  gilt:  
 $\mathcal{E}\{w_{n+j}\} = \hat{w}_n(j)$  und  
 $\mathcal{E}\{a_{n+j}\} = 0$ .

Die vergangenen Eingangswerte  $a_{n-j}$  beschreiben den Prognosefehler zum jeweiligen Zeitpunkt für die Prognose um einen Schritt, während für zukünftige Eingangswerte  $a_{n+j}$  keine Information vorliegt.

Mit den genannten Vereinfachungen kann für (4.78) eine rekursive Form zur Berechnung der Prognose um  $l$  Schritte gefunden werden:

$$\hat{w}_n(l) = \sum_{j=1}^p \phi_j \hat{w}_n(l-j) - \sum_{j=l}^q \theta_j a_{n+l-j}. \quad (4.79)$$

Aufgrund der steigenden Varianz der Prognose mit zunehmender Anzahl  $l$  der Prognoseschritte, ist die Berechnung eines Zuverlässigkeitsbereichs  $\mathbf{V}_\alpha(u_{n+l})$  für

$w_{n+l}$  von Interesse. Aus (4.75) folgt die Varianz des Schätzfehlers zu

$$\text{Var}\{e_n(l)\} = (1 + h_1^2 + h_2^2 + \dots + h_{l-1}^2)\sigma_a^2. \quad (4.80)$$

Mit (4.80) kann eine obere und untere Schranke des Zuverlässigkeitsbereichs angegeben werden [7]:

$$\mathbf{V}_\alpha(u_{n+l}) = \hat{u}_n(l) \pm q_\alpha \left(1 + \sum_{i=1}^{l-1} h_i^2\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma_a, \quad (4.81)$$

wobei  $q_\alpha$  das Quantil für die Zuverlässigkeit  $\alpha$  angibt. Bei einer Zuverlässigkeit von  $\alpha = 0,5$  folgt  $q_{0,5} = 0,674$ , wird  $\alpha = 0,95$  gefordert, so folgt  $q_{0,95} = 1,96$ . Dies bedeutet, dass bei einer geforderten Zuverlässigkeit der Prognose von 95 Prozent der mögliche Wertebereich fast drei Mal größer ist, als bei einer Zuverlässigkeit von lediglich 50 Prozent.

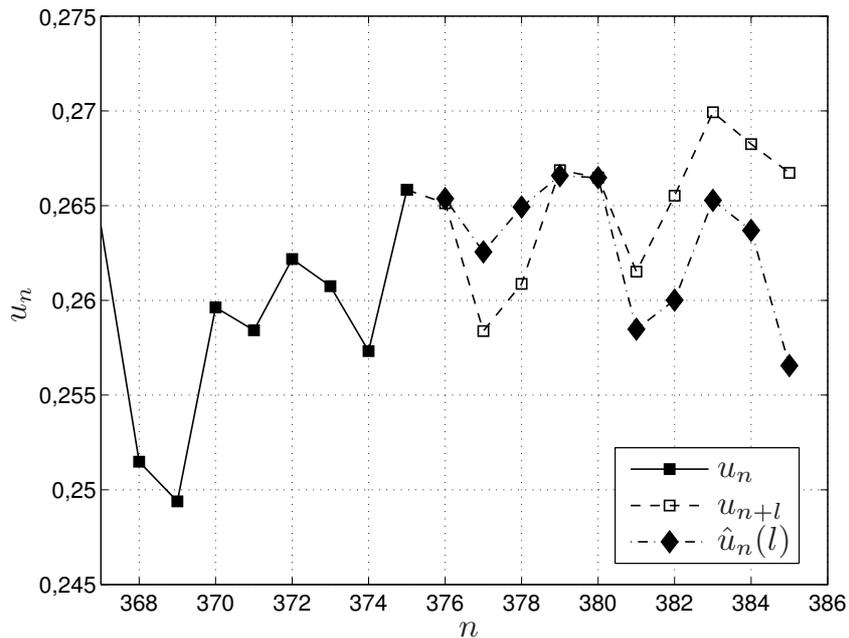
### 4.3.2 Anwendung

Die durchgeführten Betrachtungen zur Prognose zukünftiger Werte berücksichtigen noch keine saisonale Komponente. Die bisherigen Überlegungen zu einfachen ARMA-Modellen können aber ohne zusätzliche Anpassungen auf multiple Modelle erweitert werden. Für das Modell M1 mit  $s = 24$  wird die Prognose von  $w_n$  um  $l$  Schritte beschrieben durch

$$\begin{aligned} \hat{w}_n(l) &= \phi_1 w_{n+l-1} + \phi_2 w_{n+l-2} + \Phi_1 w_{n+l-s} - \phi_1 \Phi_1 w_{n+l-s-1} \\ &- \phi_2 \Phi_1 w_{n+l-s-2} + a_{n+l} - \theta_1 a_{n+l-1} - \Theta_1 a_{n+l-s} + \theta_1 \Theta_1 a_{n+l-s-1}. \end{aligned} \quad (4.82)$$

Dabei ist zu beachten, dass für Vorhersagen  $l > 1$  die kurzfristige MA-Komponente aufgrund der oben erläuterten Zusammenhänge bereits keinen Einfluss mehr auf die Prognose hat.

Für die Bewertung der Prognose ist nun nicht mehr nur die Folge  $w_n$  von Interesse, sondern auch die beobachtete Folge  $u_n$  und deren Prognosewerte. Diese werden durch  $\hat{u}_n(l) = \hat{u}_{n-1}(l) + \hat{w}_n(l)$  beschrieben. In Abbildung 4.20 ist die Prognose der Folge  $u_n$  für  $n = 375$  und  $l = 10$  Schritte mittels des Modells M1 beispielhaft dargestellt. Für die Folge  $u_n$  resultiert daraus ein  $\text{ARIMA}(2,1,1) \times (1,1,1)_{24}$ -Modell.



**Abbildung 4.20** Prognose der Folge  $u_n$  mittels eines  $ARIMA(2,1,1) \times (1,1,1)_{24}$ -Modells für  $L = 10$  Schritte

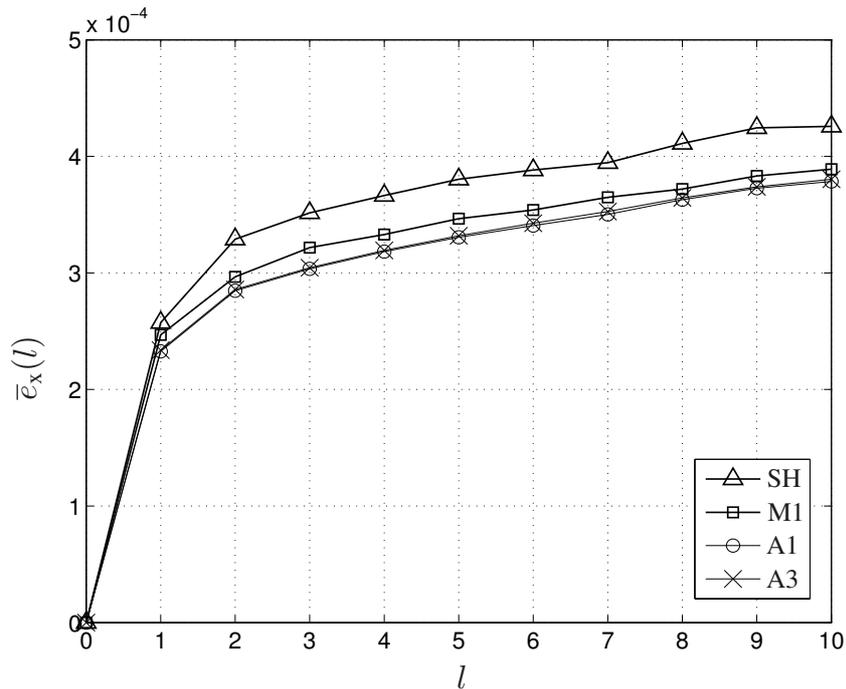
Die durchgezogene Linie markiert die beobachteten Werte  $u_n$  für  $n = 0, \dots, 375$ . Die gestrichelten Linien geben den Verlauf der tatsächlichen und der prognostizierten Werte für  $n = 376, \dots, 385$  wieder. Dabei beschreibt die rautenförmige Markierung die Prognose  $\hat{u}_{375}(l)$  und die quadratische Markierung die tatsächlich beobachtete Folge. Der zukünftige Verlauf der Folge wird mit hoher Genauigkeit prognostiziert. Für die Prognosewerte  $l = 6, \dots, 10$  ist aber ein Ansteigen der Abweichung zu erkennen.

Zur Beurteilung der Prognose über die gesamte Folge soll nun noch der mittlere quadratische Prognosefehler

$$\bar{e}_x(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e_n^2(l) \quad (4.83)$$

untersucht werden, wobei der Index  $x$  das betrachtete Modell bezeichnet. Die ermittelten Fehlerwerte  $\bar{e}_x(l)$  in Abhängigkeit der Prognoseschritte  $l$  sind in Abbildung 4.21 für die Modelle M1, A1 und A3 aufgetragen.

Zusätzlich bezeichnet die Kurve „Sample-and-Hold“ den Fehler  $\bar{e}_{SH}(l)$ , der auf-



**Abbildung 4.21** Mittlerer quadratischer Prognosefehler  $\bar{e}_x(l)$  verschiedener ARIMA-Modelle

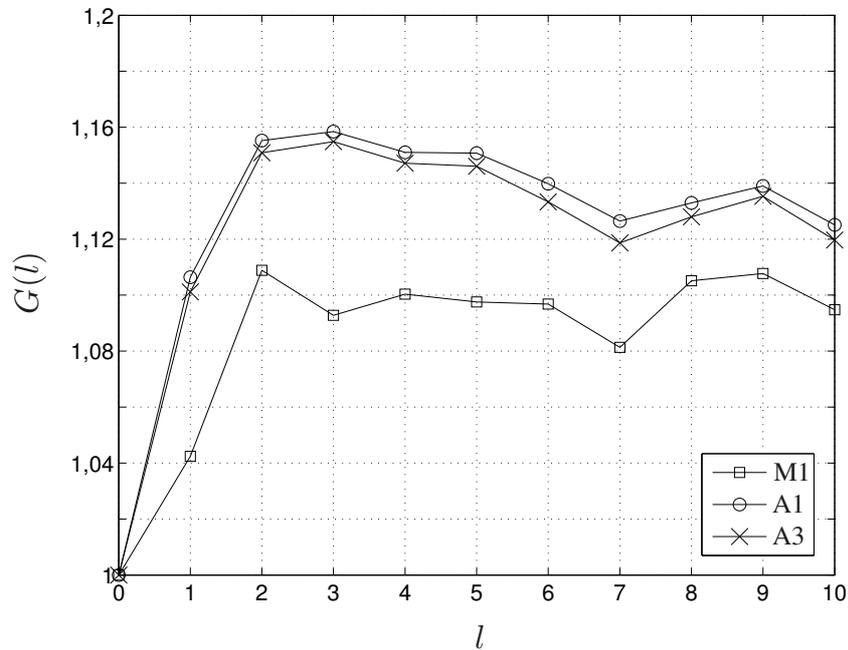
tritt, wenn statt einer Prognose nur der letzte bekannte Werte als gültige Schätzung angenommen wird. Diese „Sample-and-Hold“ Prognose soll als Referenz zur Bewertung dienen, da dies die einfachste Vorhersage beschreibt. Die Kurven in Abbildung 4.21 lassen erkennen, dass alle drei Modelle Vorteile gegenüber der einfachen „Sample-and-Hold“ Prognose bieten. Im Mittel wird eine bessere Prognose des Kurvenverlaufs erreicht.

Ein Vergleich des erzielbaren Prognosegewinns

$$G(l) = \frac{\bar{e}_{SH}(l)}{\bar{e}_x(l)} \quad (4.84)$$

ist in Abbildung 4.22 aufgeführt. Jedes der drei betrachteten Modelle ermöglicht einen Prognosegewinn zwischen 8 bis 16 Prozent. Dabei ist vor allem auffällig, dass der höchste Prognosegewinn für  $l = 3$  Schritte durch das Modell A1 erzielt werden kann. Dies entspricht einer Vorhersagezeit von 45 Minuten. Für längere Zeiträume fällt der erzielbare Gewinn wieder ab. Der erneute Anstieg für Werte

$l = 8$  ist durch den stärkeren Anstieg der Referenzkurve  $\bar{e}_{SH}(l)$  in diesem Bereich zurückzuführen.



**Abbildung 4.22** Prognosegewinn  $G(l)$  verschiedener ARIMA-Modelle

Unter Berücksichtigung der aufgezeigten Vor- und Nachteile der untersuchten Modelle bietet das Modell A1 eine geeignete Möglichkeit zur Beschreibung der mittleren spektralen Auslastung im Frequenzbereich von GSM1800 DL. Unter Berücksichtigung der Differenzierung (4.2) folgt für die Beschreibung und Prognose der beobachteten Messdaten ein  $ARIMA(2,1,1) \times (2,1,0)_{24}$ -Modell mit den Koeffizienten  $\phi_1 = 0,46$ ;  $\phi_2 = -0,1$ ;  $\theta_1 = 0,76$ ;  $\Phi_1 = 0,09$ ;  $\Phi_2 = 0,8$ .

# 5 Multiband Cognitive Radio-System

In diesem Kapitel wird ein Multiband CR-System vorgestellt, das eine Signalisierung der Auslastung mehrerer Teilbänder ermöglicht. Dabei werden die Ergebnisse aus Kapitel 3 und 4 für den Systemansatz berücksichtigt. Mit der in Kapitel 3 beschriebenen mittleren Auslastung wurde eine Bewertungsgröße definiert, die zur Bewertung eines Frequenzbereichs für eine Overlay-Nutzung geeignet ist. Wie anschließend in Kapitel 4 gezeigt wurde, kann diese Größe mittels eines ARMA-Modells für einige Messschritte prognostiziert werden. Darauf aufbauend wird nun ein Multiband CR-System vorgestellt, das die mittlere Auslastung einzelner ausgewählter Teilbänder parallel zur aktiven Übertragung bestimmt. Dadurch wird bereits während der aktiven Übertragung die mittlere Auslastung benachbarter Frequenzbereiche ermittelt. Dabei ist der beobachtete Frequenzbereich größer als die Systembandbreite, die für die aktuelle Übertragung genutzt wird. Der Entwurf beinhaltet sowohl die Beschreibung der physikalischen Schicht als auch ein Signalisierungsprotokoll, das zur Übertragung der Belegungsinformation mehrerer benachbarter Frequenzbänder des Multiband-Systems geeignet ist.

Das Multiband-CR System arbeitet in dem bisher betrachteten Frequenzbereich von GSM1800 DL und basiert auf dem Standard IEEE 802.16e. Dieser ist auch als mobile WiMAX bekannt [21]. Da zum einen eine Anpassung dieses Standards an das betrachtete Szenario und zum anderen eine Erweiterung der Signalisierung zur Übertragung der Belegungsinformation notwendig ist, wird das angepasste System als adaptiertes WiMAX (aWiMAX) bezeichnet.

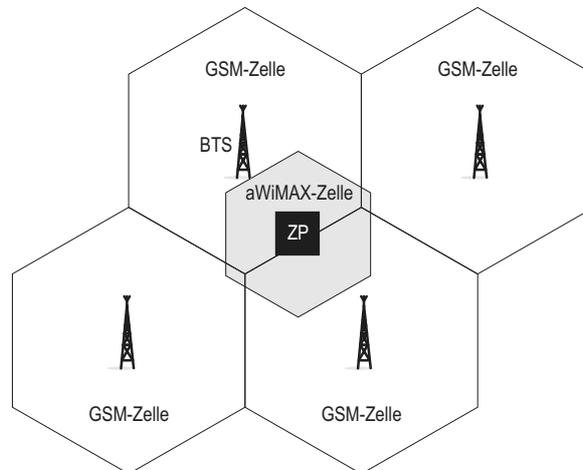
In Abschnitt 5.1 wird der gewählte Systemansatz ausführlich dargestellt. Die physikalische Schicht des aWiMAX-Systems wird in Abschnitt 5.2 beschrieben. Zur Signalisierung der Belegungsinformationen der benachbarten Teilbänder wird in Abschnitt 5.3 eine Erweiterung des aus [54] bekannten Boosting-Protokolls eingeführt. Abschließend wird in Abschnitt 5.4 der Einfluss der LN-Belegung auf die Übertragungskapazität im MN-System diskutiert.

## 5.1 Systemansatz

Die in mobilen Terminals begrenzten Ressourcen zur Signalverarbeitung und breitbandigen Analog-Digital-Wandlung limitieren die Bandbreite des Eingangssignals. Um dennoch einen weiten Frequenzbereich unterstützen zu können, ist eine Unterteilung der Systembandbreite in schmalere Teilbänder sinnvoll. Eine geeignete Teilbandbreite ist beispielsweise die MN-Systembandbreite. Durch Heruntermischen eines einzelnen Teilbandes auf eine feste Zwischenfrequenz kann das System trotz reduzierten Hardwareaufwands in einem großen Frequenzbereich eingesetzt werden. Zusätzlich motiviert wird dieser Ansatz durch die Tatsache, dass für die Übertragung nur eine begrenzte Bandbreite genutzt wird. Daher ist das System jeweils nur in einem Teilband aktiv. Alle weiteren Teilbändern stehen dem MN-System ebenfalls zur Verfügung, werden jedoch erst bei Bedarf, z.B. bei steigender Auslastung innerhalb des aktuell genutzten Teilbandes, allokiert. Damit Informationen über die Auslastung dieser Nachbarbänder bereits während der Auswahl eines geeigneten Teilbandes zur Verfügung stehen, ist eine regelmäßige Beobachtung sowohl des aktiven als auch der benachbarten Teilbänder notwendig. Um jedoch den Anteil der Signalisierungsdaten am Gesamtdatenverkehr gering zu halten, sind geeignete Mechanismen zum Austausch der Belegungsinformation in das Multiband CR-System, das im Folgenden allgemein als MN-System bezeichnet wird, zu integrieren.

Resultierend aus den Untersuchungen in Kapitel 3 soll das MN-System im Frequenzbereich des GSM1800 DL installiert werden. Es wird davon ausgegangen, dass das MN-System ein lokales Funknetzwerk ist, das mehrere mobile Terminals mit einem zentralen Zugangspunkt (ZP) verbindet. Die vom MN-System bereitgestellten Dienste sollen die Sprach- und niederrätigen Datendienste des GSM-Systems ergänzen. Das Abdeckungsgebiet pro ZP ist kleiner als der Zellradius einer GSM-Zelle. In Abbildung 5.1 ist dieses Szenario verdeutlicht.

Die für das MN-System insgesamt zur Verfügung stehende Bandbreite innerhalb des GSM1800 DL beträgt 75 MHz. Diese wird aus den oben genannten Gründen in Teilbänder unterteilt. In Anlehnung an die Zuteilung des Frequenzbereichs an die deutschen Mobilfunknetzbetreiber wird die Bandbreite  $B_{\text{sub}} = 22$  MHz pro Teilband gewählt. Dies entspricht in etwa der Bandbreite, die den Mobilfunknetzbetreibern *O<sub>2</sub>* bzw. *e-plus* zugewiesen ist [8]. Das MN-System belegt immer nur Ressourcen aus einem Teilband. Dieses wird im Folgenden als aktives Teilband bezeichnet. Alle anderen Teilbänder werden Nachbarbänder genannt. Stehen dem



**Abbildung 5.1** Angenommenes Szenario für ein Overlay-System im Bereich von GSM1800

MN-System im aktiven Teilband nicht mehr ausreichend Ressourcen zur Verfügung, erfolgt ein Wechsel in ein Nachbarband. In diesem Fall wird allen MN das neue aktive Teilband signalisiert, um einen synchronen Wechsel durchzuführen. Bereits vor diesem Wechsel sind Informationen über die Auslastung der Nachbarbänder von Interesse, um bei steigender Lizenznutzerbelegung im aktiven Teilband eine geeignete Alternative bestimmen zu können. Dies bedeutet, dass die Nachbarbänder parallel zur Datenübertragung im aktiven Teilband regelmäßig analysiert werden müssen.

In [52] wurde gezeigt, dass durch den Einsatz einer verteilten Detektion eine hohe Detektionswahrscheinlichkeit bereits bei einer geringen Anzahl an beobachtenden Stationen erreicht werden kann. Mittels dieses Ansatzes, der für Singleband-Systeme ausgelegt ist, wurde eine Lösung für das sogenannte Hidden-Station Problem gefunden. Dieses tritt in Funkssystemen auf, in denen der Kanalzugriff durch eine Listen-before-Talk Etikette geregelt ist. Erkennt eine hörende Station aufgrund von Abschattungseffekten eine auf demselben Funkkanal aktive Station nicht und sendet ihre Datenpakete, kann eine Paketkollision und folglich Datenverlust auftreten. Es tritt eine unzulässige Störung im LN-System auf.

Da in einem Multiband-System die Belegung der LN-Kanäle zur Datenübertra-

gung dem Ansatz eines Singleband-Systems folgt, sind die in [52] beschriebenen Mechanismen zur verteilten Detektion und das eingeführte Protokoll anwendbar. Mit diesem Vorgehen soll der Belegungszustand sowohl im aktiven Teilband als auch in benachbarten Teilbändern detektiert werden. Mittels der Beobachtung der benachbarten Teilbänder soll deren aktuelle mittlere Auslastung bestimmt werden. Die Messergebnisse der einzelnen Stationen werden anschließend an den zentralen ZP übermittelt, damit eine zentrale Auswertung stattfinden kann. Um dies parallel zur aktiven Datenübertragung innerhalb des aktiven Teilbandes durchführen zu können, ist eine Erweiterung des Signalisierungsprotokolls aus [52] notwendig.

Darüber hinaus ist zu beachten, dass die zur Verfügung stehenden Messzeiten der einzelnen MN sehr begrenzt sind. Daher können nicht alle Nachbarbänder regelmäßig vermessen werden. Es muss eine sinnvolle Auswahl getroffen werden, um den Detektionsaufwand zu reduzieren. Die notwendigen Anpassungen der physikalischen Schicht von WiMAX werden in Abschnitt 5.2 beschrieben. In Abschnitt 5.3 wird auf das eingesetzte Signalisierungsprotokoll näher eingegangen.

## 5.2 Anpassung der physikalischen Schicht

Um eine effiziente Ausnutzung der im LN-System noch verfügbaren Ressourcen zu ermöglichen, gleichzeitig aber gegenseitige Einflüsse beider Systeme zu minimieren, ist eine Anpassung der physikalischen Schicht des MN-Systems erforderlich. Dazu werden zuerst die wichtigsten Parameter von GSM1800 aufgezeigt. Anhand dieser erfolgt anschließend die Anpassung der physikalischen Schicht von WiMAX

### 5.2.1 Lizenznutzersystem: GSM1800

Für Funkssysteme nach dem GSM-Standard sind weltweit Frequenzbänder im Bereich von 900 MHz, 1800 MHz und 1900 MHz vorgesehen. Je nach Trägerfrequenz wird eine Unterteilung der Systeme in GSM900, GSM1800 und GSM1900 vorgenommen. Neben der Trägerfrequenz unterscheiden sich auch die Systembandbreite  $B_S$  und der Duplexabstand zwischen den Systemen. Die wesentlichen Details von GSM1800, das in dieser Arbeit als LN-System verwendet wird, sind in Abschnitt 3.2.1 aufgelistet. Die wichtigsten Parameter für die Anpassung des MN-Systems

sind Trägerfrequenz, Kanalbandbreite und Rahmenaufbau. In Tabelle 5.1 sind die wesentlichen Größen zusammengefasst.

Parameter	Größe
Übertragungsverfahren	Einzelträgerverfahren
Frequenzbereich (UL)	1710 MHz - 1785 MHz
Frequenzbereich (DL)	1805 MHz - 1880 MHz
Systembandbreite $B_S$	75 MHz
Kanalbandbreite $B_{ch}$	200 kHz
Burstlänge $T_{Burst}$	571 $\mu$ s
Framelänge $T_{Frame}$	4,615 ms
Multiplexverfahren	FDMA/TDMA

**Tabelle 5.1** Systemparameter GSM1800

### 5.2.2 Mietnutzersystem: aWiMAX

Das MN-System aWiMAX basiert auf dem Standard IEEE 802.16. Um die durchgeführten Anpassungen und die Funktionsweise von aWiMAX besser verdeutlichen zu können, soll zunächst auf die beiden Teilstandards Fixed WiMAX und Mobile WiMAX näher eingegangen werden.

#### Fixed WiMAX

Der WiMAX-Standard wurde 2004 als IEEE 802.16-2004 veröffentlicht und basiert auf der Zusammenfassung mehrerer Breitbandübertragungssysteme, die in IEEE 802.16a-d spezifiziert sind [34]. Aufgrund der Auslegung des Systems auf ausschließlich stationäre Empfänger wird der Standard auch als Fixed WiMAX bezeichnet. Die Übertragung ist im Frequenzbereich 2 GHz bis 11 GHz spezifiziert. In Deutschland sind die Frequenzbereiche von 3410 MHz bis 3452 MHz und 3510 MHz bis 3552 MHz für lizenzierte WiMAX-Systeme reserviert. Darüber hinaus steht der Bereich von 5150 MHz bis 5875 MHz für lizenzfreie WiMAX-Verbindungen zur Verfügung [8].

Fixed WiMAX basiert auf OFDM mit 256 Unterträgern. Neben TDMA-Multiplex wird auch Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) eingesetzt.

Dieses Multiplexverfahren stellt eine Sonderform des TDMA/FDMA-Zugriffs dar. Durch Ausnutzung des Orthogonalitätsprinzips weisen benachbarte Kanäle, die unterschiedlichen Nutzer zugewiesen sind, einen minimalen Frequenzabstand auf, ohne dass Nachbarkanalstörungen auftreten. Die für TDMA/FDMA-Systeme typischen Schutzzeiten und Schutzbänder zur Vermeidung von Interferenzen zwischen den Teilnehmern sind nicht notwendig. Dieser Vorteil wird jedoch durch eine aufwändigere Synchronisation erkauft, da alle Teilnehmer auf den OFDM-Symboltakt synchronisiert werden müssen.

### **Mobile WiMAX**

Mit der 2006 verabschiedeten Erweiterung IEEE 802.16e wurden zusätzlich mobile Teilnehmer bis zu einer Geschwindigkeit von 150 km/h berücksichtigt. Dies wurde durch Anpassungen von Modulation und Kanalcodierung sowie die Einführung eines Handovers zwischen den Zellen möglich. Zusammen mit den Ergänzungen IEEE 802.16g und IEEE 802.16i, die zusätzliche Dienste und Kontrollfunktionen für den mobilen Einsatz beinhalten, wird dieser Standard auch als Mobile WiMAX bezeichnet. Der mögliche Frequenzbereich liegt zwischen 2 GHz und 6 GHz. Besonderer Vorteil von Mobile WiMAX ist die variable Systembandbreite. Zusammen mit OFDMA sowie dessen Sonderform Scalable OFDMA (SOFDMA), das eine variable Zuweisung der Übertragungskapazität auf Basis einzelner OFDM-Symbole an verschiedene Nutzer ermöglicht, sind zwei wichtige Voraussetzungen für den Einsatz als MN-System gegeben.

In Tabelle 5.2 wird ein Überblick über die wesentlichen Parameter in Fixed WiMAX und Mobile WiMAX gegeben.

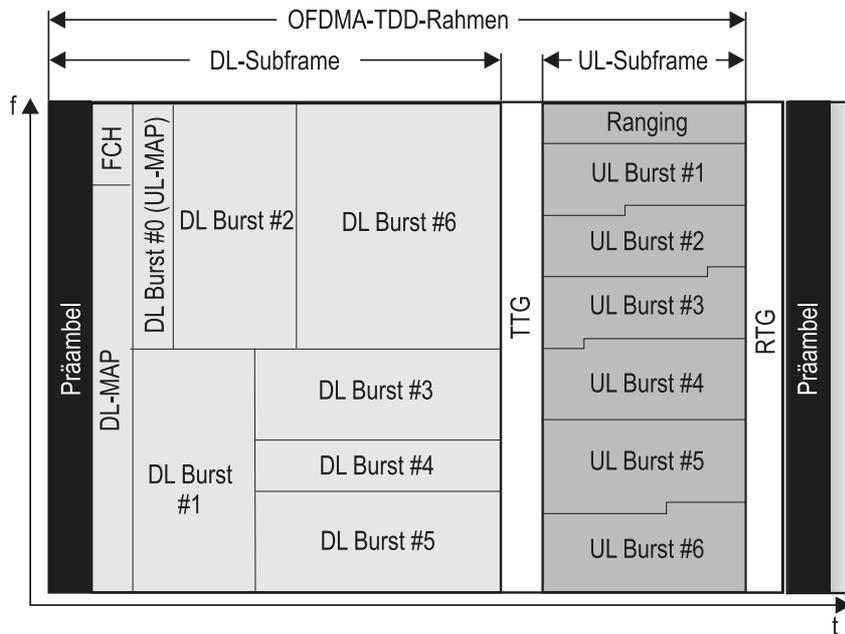
### **WiMAX-Rahmenstruktur**

Der Betrieb des MN-System erfolgt ausschließlich im Bereich des GSM1800 DL. Daher ist ein Zeitduplex zur Trennung zwischen DL und UL des MN-Systems notwendig. Dazu ist die Rahmenstruktur von Mobile WiMAX im TDD-Betrieb in Abbildung 5.2 dargestellt.

Ein TDD-Rahmen wird in DL-Subframe und UL-Subframe unterteilt und umfasst folgende Felder: Präambel, DL-MAP/FCH, DL-Bursts der Nutzer, Transmit/Receive Transition Gap (TTG), UL-Bursts der Nutzer und Receive/Transmit Transition Gap (RTG). Während TTG und RTG erfolgt die Umschaltung zwischen Sende- und Empfangsbetrieb bzw. umgekehrt. Bei der Umsetzung kann eine Rah-

Parameter	Fixed WiMAX	Mobile WiMAX
Übertragungsverfahren	256-OFDM	Scalable OFDMA mit 128, 512, 1024, 2048 Unterträgern
Systembandbreite $B_S$	1,25; 5; 10; 20 MHz	1,25; 5; 10; 20 MHz
Datenrate	1...75 Mbit/s	1...75 Mbit/s
Modulationsverfahren	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Multiplexverfahren	TDMA, OFDMA	SOFDMA
Duplex	TDD, FDD	TDD

**Tabelle 5.2** Systemparameter Fixed WiMAX und Mobile WiMAX



**Abbildung 5.2** Mobile WiMAX-Rahmenstruktur für TDD-Betrieb

mendauer zwischen 2 ms und 20 ms gewählt werden. Für die jeweilige Implementierung ist diese dann, ebenso wie die Länge des DL- und UL-Subframes, statisch. Aufgrund des SOFDMA-Multiplexverfahrens können mehrere Nutzer gleichzeitig auf ein OFDM-Symbol zugreifen. Die Anzahl der Unterträger pro Nutzer inner-

halb eines OFDM-Symbols ist variabel. Mittels dieses Verfahrens ist es möglich, Subframes variabler Größe innerhalb eines WiMAX-Rahmens flexibel verschiedenen Nutzern zuzuweisen. Eine mögliche Konfiguration für sechs Nutzer ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Die DL- bzw. UL-Bursts der einzelnen Nutzer sind aus logischen Subbursts zusammengesetzt, auf die in Abschnitt 5.4 näher eingegangen wird. Die Position eines DL-Bursts innerhalb des DL-Subframes wird in der DL-MAP definiert. Vergleichbar mit einem kartesischen Koordinatensystem sind jeweils die Koordinaten für die linke obere Ecke und die rechte untere Ecke für jeden Nutzer in der DL-MAP angegeben. Für die UL-Bursts wird diese Information im ersten DL-Burst übertragen. Daher ist die Anzahl der DL-Bursts um eins größer als die Anzahl aktiver Nutzer.

### Parameter von aWiMAX

Um die notwendigen Anpassungen innerhalb des aWiMAX-Systems möglichst gering zu halten, werden nur wenige Änderungen des ursprünglichen Mobile WiMAX-Systems vorgenommen. Dabei ist der Unterträgerabstand  $\Delta f$  die bestimmende Größe, da dieser an die Kanalbandbreite des LN-Systems angepasst werden muss. Alle weiteren Parameter werden an dieser Größe ausgerichtet.

Aufgrund der in GSM vorhandenen Kanalbandbreite von 200 kHz wird der Unterträgerabstand für aWiMAX auf  $\Delta f = 10$  kHz festgelegt. Damit beschreiben genau 20 aWiMAX-Unterträger einen GSM-Kanal. Anstelle von 20 Unterträgern pro GSM-Kanal sind auch Konfigurationen mit nur 19 oder 18 Unterträgern denkbar. Die resultierenden Unterträgerabstände von 11,11 kHz bzw. 10,53 kHz weisen eine geringere Abweichung vom ursprünglichen Wert 10,94 kHz in Mobile WiMAX auf. Wie in Abschnitt 5.4 verdeutlicht wird, bietet die Anordnung von 20 Unterträgern pro GSM-Kanal Vorteile hinsichtlich der Einflüsse durch das LN-System auf die verbleibenden Ressourcen im aWiMAX-System. Insbesondere die Allokierung von Ressourcen im UL wird dadurch vereinfacht.

Mit dem gewählten Unterträgerabstand beträgt die Dauer eines OFDM-Symbols  $T_s = 100 \mu\text{s}$ . Unter Berücksichtigung des Schutzzeitanteils von 12,5 Prozent folgt eine Symboldauer  $T_u = 112,5 \mu\text{s}$ . Darüber hinaus ergibt sich mit einer FFT-Länge von 2048 Punkten eine Systembandbreite  $B_S = 20,48$  MHz. Die Parameter des aWiMAX-Systems sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst.

Parameter	aWiMAX
Übertragungsverfahren	Scalable OFDMA mit 2048 Unterträgern
Systembandbreite $B_S$	20,48 MHz
Unterträgerabstand $\Delta f$	10 kHz
Anzahl Unterträger pro GSM-Kanal	20
Modulationsverfahren	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Symboldauer $T_u$	112,5 $\mu$ s
Rahmendauer $T_{\text{Frame,MN}}$	11,538 ms
Multiplexverfahren	SOFDMA
Duplex	TDD

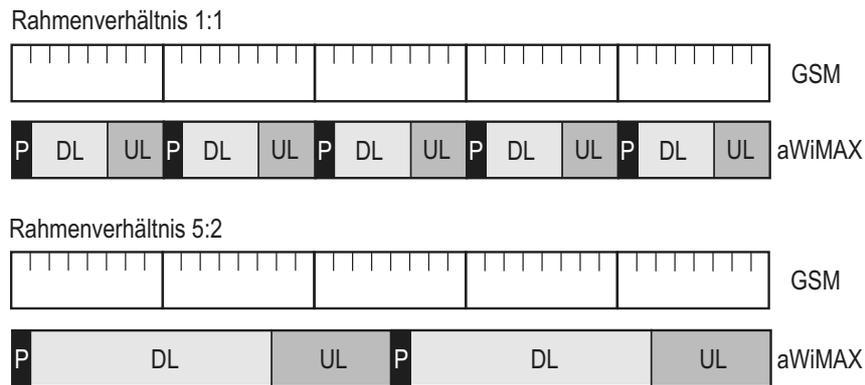
**Tabelle 5.3** Systemparameter: aWiMAX

### aWiMAX-Rahmendauer

Neben der Anpassung der Signalbandbreite ist auch eine Angleichung der Rahmenstruktur notwendig. Bei einem Verhältnis der Rahmendauer von GSM und aWiMAX von 1 : 1 folgt für einen aWiMAX-Rahmen eine Dauer von 4,615 ms. Damit können maximal 41 OFDM-Symbole mit einer Dauer von  $T_u = 112,5 \mu$ s pro aWiMAX-Rahmen inklusive aller Overheadsymbole übertragen werden. Werden nur die WiMAX-spezifischen Kontrolldaten ohne zusätzliche Signalisierung der LN-Belegung berücksichtigt, sind bereits rund 15 Prozent der Symbole pro Rahmen mit Kontrolldaten belegt.

Um das Verhältnis zwischen Kontroll- und Nutzdaten pro aWiMAX-Rahmen zu verbessern, wird ein Rahmendauerverhältnis zwischen GSM und aWiMAX von 5 : 2 gewählt. Diese Struktur ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

In dieser Konfiguration wird die Dauer eines aWiMAX-Rahmens auf  $T_{\text{Frame,MN}} = 11,538$  ms verlängert. In einem Rahmen können maximal 102 OFDM-Symbole übertragen werden. Der Anteil der Signalisierungsdaten reduziert sich bei einer Aufteilung des aWiMAX-Rahmens im Verhältnis 2 : 1 in DL- und UL-Subframe auf 4 Prozent. Diese Parameter sind ebenfalls in Tabelle 5.3 zusammengefasst.

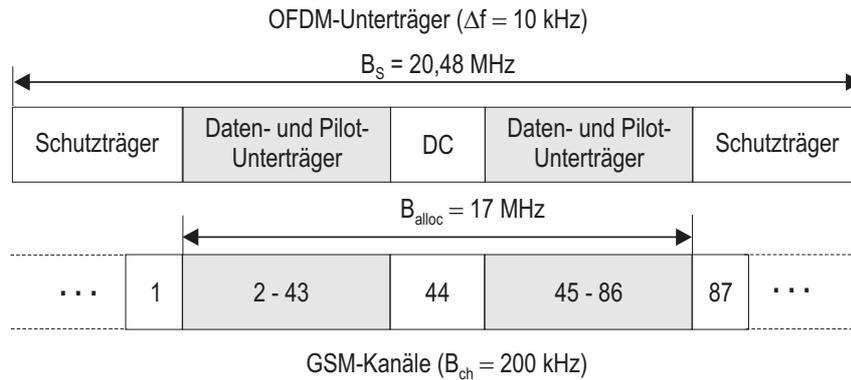


**Abbildung 5.3** Verhältnis der Rahmenlängen von aWiMAX und GSM

### Anordnung von aWiMAX im GSM-Frequenzband

Die Bandbreite  $B_S = 20,48$  MHz des Overlay-Systems lässt eine theoretische Anordnung von drei überlappungsfreien aWiMAX-Bändern innerhalb des GSM1800 DL Frequenzbereichs zu. Werden die 174 unbelegten Träger am rechten und linken Rand eines jeden Systems vernachlässigt, so beträgt die tatsächlich genutzte Bandbreite nur 17 MHz. Dadurch können sogar vier aWiMAX-Bänder innerhalb des GSM1800 DL Frequenzbereichs angeordnet werden. In diesem Fall liegt der erste nutzbare Unterträger des unteren Teilbandes bei 1805 MHz und der letzte Unterträger des oberen Teilbandes bei 1880 MHz. Zwischen den einzelnen aWiMAX-Teilbändern tritt eine Überlappung der ungenutzten Unterträger in einem Bereich von 1,146 MHz auf.

Für die weiteren Betrachtungen wurde das System exemplarisch im Frequenzbereich des Mobilfunknetzbetreibers  $O_2$  angeordnet. In diesem Frequenzband befinden sich 112 GSM-Kanäle. Das aWiMAX-System überdeckt insgesamt 103 GSM-Kanäle, wobei nur 84 GSM-Kanäle durch aktive aWiMAX-Unterträger genutzt werden. Die restlichen 19 GSM-Kanäle bleiben aufgrund der Randbereiche und des DC-Trägers unbelegt. Diese Systemkonfiguration ist in Abbildung 5.4 dargestellt. Die Nummerierung der GSM-Kanäle verdeutlicht die Kanäle im Bereich der nutzbaren aWiMAX-Unterträger. Diese GSM-Kanäle werden bei der Analyse der Übertragungsressourcen im MN-System in Abschnitt 5.4 erneut aufgegriffen.



**Abbildung 5.4** Anordnung von aWiMAX im Frequenzbereich des GSM1800 DL

## 5.3 Signalisierung der spektralen Belegung

Eine wichtige Voraussetzung für den Betrieb eines Overlay-Systems ist die zuverlässige Erkennung der LN-Aktivitäten. Da die Übertragung des LN-Systems nicht unzulässig gestört werden darf, müssen die vom LN-System genutzten Kanäle vom MN-System detektiert und allen MN mitgeteilt werden, um das Sendesignal entsprechend anzupassen.

Die in [52] vorgestellte Signalisierung der LN-Belegung basiert auf einer verteilten Detektion der LN-Aktivitäten durch alle MN am Anfang eines jeden Übertragungsrahmens. Anschließend erfolgt eine Verteilung der Information an alle MN. Zusätzlich wird in [52] der Einsatz von stationären Detektionseinheiten, sogenannten Boosting-Stationen, vorgeschlagen. Dadurch wird die Zuverlässigkeit der LN-Detektion bei geringer MN-Anzahl gesteigert. Aufgrund der sehr effizienten Signalisierung der Detektionsergebnisse wird dieses Verfahren in dem hier vorgestellten aWiMAX-Overlay-System eingesetzt. Darüber hinaus wird es an die besonderen Anforderungen in einer Multiband-Umgebung angepasst.

### 5.3.1 Singleband Cognitive Radio

Der in [52] vorgestellte Ansatz zur Detektion und Signalisierung der LN-Aktivitäten in Singleband Systemen wurde bereits in Kapitel 2.1.5 kurz beschrieben. Die drei Phasen des Verfahrens können innerhalb des aWiMAX-Systems wie folgt umgesetzt werden.

## Detektion

Während der Detektionsphase beobachten alle MN gleichzeitig das aktive Teilband. Die Erkennung belegter LN-Kanäle erfolgt mittels Energiedetektion. Damit nur diejenigen Kanäle als belegt detektiert werden, die durch das LN-System aktuell genutzt werden, müssen alle MN die Detektion gleichzeitig durchführen. Der Systemtakt für alle MN wird durch den ZP bestimmt. Damit ist sichergestellt, dass das Detektionsergebnis nicht durch MN-Aktivitäten beeinflusst wird.

In Abschnitt 5.2.2 wurde das Verhältnis der Rahmendauer zwischen GSM und aWiMAX auf 5 : 2 festgelegt. Um jeden einzelnen GSM-Burst beobachten zu können, müssen mehrere kurze Detektionsphasen innerhalb des aWiMAX-Rahmens vorhanden sein. Es werden  $G$  Detektionsphasen pro aWiMAX-Rahmen vorgesehen. Auf die genaue Anordnung dieser Detektionsphasen wird in Abschnitt 5.3.3 eingegangen. Für jede einzelne Detektionsphase  $g$  innerhalb des  $n$ -ten aWiMAX-Rahmens kann das Detektionsergebnis analog zu (3.13) mittels des Detektionsvektors

$$D_{n,i}^{(g)}(k) = \begin{cases} 1 & \text{für } P_i^{(g)}(n,k) > P_{\text{th}} \\ 0 & \text{für } P_i^{(g)}(n,k) \leq P_{\text{th}} \end{cases} \quad (5.1)$$

ausgedrückt werden. Dabei beschreibt  $i$  den Nutzer,  $k$  den beobachteten GSM-Kanal und  $P_i^{(g)}(n,k)$  die ermittelte Empfangsleistung während der  $g$ -ten Detektionsphase. Für die weiteren Betrachtungen werden alle  $K$  Detektionsergebnisse eines Nutzers zum Zeitpunkt  $n$  im Vektor

$$\vec{D}_{n,i}^{(g)} = \left( D_{n,i}^{(g)}(0), \dots, D_{n,i}^{(g)}(K) \right)^T \quad (5.2)$$

zusammengefasst.

Um den Signalisierungsaufwand zu reduzieren, werden bereits in der MN-Station alle  $G$  Detektionsergebnisse eines aWiMAX-Rahmens zum Detektionsvektor

$$\vec{d}_{n,i} = \bigvee_{g=1}^G \vec{D}_{n,i}^{(g)} \quad (5.3)$$

zusammengefasst. Die logische ODER-Verknüpfung in (5.3) erfolgt elementweise. Dies gilt auch für alle weiteren logischen ODER- bzw. UND-Verknüpfungen in diesem Kapitel.

### Boosting

Um die Ergebnisse der verteilten Messungen zu kombinieren, werden die Belegungsvektoren  $\vec{d}_{n,i}$  der einzelnen MN-Stationen mittels des *Boosting*-Verfahrens an den ZP übermittelt [52]. In der ersten Teilphase werden auf allen neu belegten GSM-Kanälen kurzzeitig Symbole hoher Leistung gesendet. Die in dieser Teilphase zu signalisierenden Kanäle werden durch die Verknüpfung

$$\vec{b}_{n,i}^{(1)} = \vec{d}_{n,i} \wedge (\neg \vec{b}_{n-1}) \quad (5.4)$$

bestimmt, wobei  $\vec{b}_{n-1}$  den im Rahmen  $n - 1$  ermittelten Belegungsvektor beschreibt. Durch das gleichzeitige Belegen der in (5.4) ermittelten Kanäle durch alle  $I$  MN erfolgt am ZP eine Überlagerung der MN-Signale in der Form

$$\vec{b}_n^{(1)} = \bigvee_{i=1}^I \vec{b}_{n,i}^{(1)}. \quad (5.5)$$

Durch diese ODER-Verknüpfung wird ein GSM-Kanal bereits als belegt erkannt, sobald er durch einen einzelnen der insgesamt  $I$  MN detektiert wurde. Wird ein Kanal fälschlicherweise durch einen MN als belegt detektiert, steht dieser dem MN-System nicht zur Verfügung. Diese Verringerung der nutzbaren Funkressourcen ist jedoch eher hinnehmbar als der umgekehrte Fall einer nicht erkannten Kanalbelegung durch das LN-System.

In der zweiten Phase des Boostings werden alle seit dem  $n - 1$ -ten Rahmen wieder verfügbaren GSM-Kanäle signalisiert. Da ein GSM-Kanal erst dann wieder durch aWiMAX-Nutzer belegt werden darf, wenn alle aWiMAX-Nutzer diesen als frei erkannt haben, ist die Bündelung des Belegungsstatus *unbelegt* mittels einer ODER-Verknüpfung nicht geeignet. In [52] wird daher vorgeschlagen, den Belegungsstatus aller in  $\vec{b}_{n-1}$  als *belegt* gekennzeichneten Kanäle zu übertragen. Das Gegenereignis zu diesem Status liefert dann die seit dem Zeitpunkt  $n - 1$  wieder freigegebenen Kanäle. Um das GSM-System nicht zusätzlich zu beeinflussen, wird diese Information nur auf den aktuell verfügbaren Unterträgern übermittelt. Ist ein GSM-Kanal nicht mehr belegt, wird dieser mittels einer logischen Null signalisiert. Haben alle MN diesen GSM-Kanal als unbelegt erkannt, ist das überlagerte Empfangssignal aller MN auf dem entsprechenden Unterträger Null. Dies entspricht wiederum einer ODER-Verknüpfung. Die Bestimmung der in der zweiten Phase zu signalisierenden Kanäle sowie deren Bündelung im ZP sind in (5.6) und (5.7)

beschrieben:

$$\vec{b}_{n,i}^{(2)} = d_{n,i} \wedge \vec{b}_{n-1}, \quad (5.6)$$

$$\vec{b}_n^{(2)} = \bigvee_{i=1}^I \vec{b}_{n,i}^{(2)}. \quad (5.7)$$

Die Vektorelemente in (5.6) werden direkt auf den verfügbaren Unterträgern signalisiert. Dabei beschreibt der erste verfügbare Unterträger das erste Element von  $\vec{b}_{n,i}^{(2)}$ , der zweite verfügbare Unterträger das zweite Element von  $\vec{b}_{n,i}^{(2)}$  usw. Ist die Anzahl der verfügbaren Unterträger größer als die Anzahl der zu signalisierenden Elemente, wird der Vektor  $\vec{b}_{n,i}^{(2)}$  mehrfach auf unterschiedlichen Unterträgern signalisiert. Dadurch wird eine Frequenzdiversität erreicht, die eine Detektion der signalisierten Belegungszustände im ZP robuster sowohl gegenüber Rauscheinflüssen als auch gegenüber neu auftretenden LN-Kanalzugriffen macht.

Mit den Informationen aus (5.5) und (5.7) wird der Belegungsvektor  $\vec{b}_{n-1}$  im ZP aktualisiert. Daraus ergibt sich der neue Belegungsvektor  $\vec{b}_n$ .

### Verteilung

In der letzten Phase des Boosting-Protokolls wird der aktuelle Belegungsvektor  $\vec{b}_n$  an alle MN verteilt. Bei dem Verfahren in [52] wird dazu ein Kontrollpaket variabler Länge auf den  $\vec{b}_n$  verfügbaren Unterträgern übertragen. Die Länge dieses Paketes richtet sich nach der Anzahl der zu signalisierenden und der verfügbaren Kanäle, da die zu übermittelnde Datenmenge und die erreichbare Datenrate von diesen Größen abhängig ist. Damit die einzelnen MN diese Information auch ohne Kenntnis von  $\vec{b}_n$  erkennen können, wird eine Präambel zur Identifikation des Kontrolldatenpakets eingesetzt. Je mehr Träger signalisiert werden müssen, desto länger ist das Paket. Da die maximale Länge eines Datenrahmens durch das LN-System vorgegeben ist, wird die mögliche Nutzdatenmenge pro Rahmen mit zunehmender Signalisierungsdatenmenge reduziert.

Dieser Nachteil wird in dem hier gewählten Ansatz umgangen. Da innerhalb eines GSM-Kanals 20 aWiMAX-Unterträger angeordnet sind, kann anstatt einer seriellen Datenübertragung mittels Paketstruktur eine parallele Signalisierung aller GSM-Kanalbelegungen ähnlich der Boosting-Phase erfolgen. Die Verfügbarkeit eines GSM-Kanals wird auf einem einzelnen aWiMAX-Unterträger signalisiert. Für die Signalisierung aller 87 GSM-Kanäle sind somit nur 87 aWiMAX-Unterträger notwendig, die innerhalb von neun GSM-Kanälen zur Verfügung stehen. Ist ein

Kanal belegt, wird auf dem zugeordneten Unterträger eine logische 1 signalisiert. Ist ein Kanal nicht verfügbar, wird eine logische  $-1$  übermittelt. Da die Signalisierung der aktuell verfügbaren Kanäle auch nur auf diesen stattfindet, muss eine Unterscheidung der Signalisierungskanäle von den belegten GSM-Kanälen erfolgen. Darüber hinaus muss der signalisierte Belegungsstatus robust signalisiert werden. Um sowohl die Unterscheidung zwischen LN- und MN-Signalen als auch die Unterscheidung des signalisierten Belegungsstatus zu erreichen, können die Daten mit einer MN-systemeigenen Signatur multipliziert werden. Die Dauer eines Signaturbits entspricht der Dauer eines OFDM-Symbols, wodurch keine Aufweitung des Signalspektrums erfolgt. Durch Auswertung der Signatur im aWiMAX-Empfänger können die genutzten Unterträger als Signalisierungsträger identifiziert werden.

Durch die Signalisierung des Belegungsstatus eines GSM-Kanals durch jeweils genau einen aWiMAX-Unterträger kann der Status von 20 einzelnen GSM-Kanälen in einem GSM-Kanal signalisiert werden. Dadurch sind nur 5 Prozent der beobachteten GSM-Kanäle zur Signalisierung des Belegungsstatus für das aWiMAX-System notwendig. Um die Übertragung robuster gegenüber Störeinflüssen zu machen, ist eine Wiederholung der Information auf weiteren, unbelegten GSM-Kanälen analog zur Übertragung von  $\vec{b}_{n,i}^{(2)}$  sinnvoll. Diese parallele Wiederholung kann sofort durchgeführt werden, bis die Anzahl der zur Signalisierung verfügbaren aWiMAX-Unterträger kleiner als die Anzahl der beobachteten GSM-Kanäle ist.

Nach dem Broadcast der Detektionsergebnisse sind die im  $n+1$ -ten aWiMAX-Rahmen verfügbaren Unterträger jeder MN-Station bekannt. Diese Information fließt neben der Anpassung des Empfangs- und Sendesignals auch in die Berechnung der verfügbaren Kapazität im nächsten DL- und UL-Subframe ein. Danach berechnet sich auch die für eine MN-Station reservierte Größe der DL- bzw. UL-Subbursts, um die jeweilige Servicegüte bereitstellen zu können.

### 5.3.2 Multiband Cognitive Radio

Die Detektion in einem Multiband CR-System umfasst sowohl das aktive Teilband als auch die Beobachtung der Nachbarteilbänder. Es wird davon ausgegangen, dass die verfügbaren Teilbänder durch  $v = 1, \dots, V$  bezeichnet werden und allen MN-Stationen bekannt sind. Die Anzahl  $K_{LN}$  der Lizenznutzerkanäle pro Teilband ist konstant. Das aktive Teilband  $v_a$  wird durch den ZP festgelegt. Bei der Erweiterung der spektralen Beobachtung auf benachbarte Teilbänder hat die Signalisierung

der LN-Aktivität im aktiven Teilband weiterhin Vorrang. Ist dies mit ausreichender Zuverlässigkeit möglich, können einzelne MN anstelle der LN-Detektion im aktiven Teilband eine Beobachtung eines Nachbarbandes durchführen. Um die Ergebnisse der einzelnen Detektionen zusammenzuführen, werden diese an den ZP übermittelt. Da die Nachbarbänder nur beobachtet jedoch nicht aktiv genutzt werden, ist lediglich eine Übertragung der Detektionsergebnisse zum ZP notwendig. Im Rückkanal werden den MN-Stationen nur die zu beobachtenden Teilbänder mitgeteilt. Dieser Ansatz folgt den in Kapitel 3 diskutierten Überlegungen, dass eine Beobachtung nur derjenigen Teilbänder sinnvoll ist, die aufgrund ihrer geringen Auslastung für eine Nutzung geeignet sind. Durch die verteilte Detektion und die anschließende Signalisierung der Ergebnisse an den ZP ist eine zentrale Steuerung der zu beobachtenden Teilbänder möglich. Ein direkter Austausch der Detektionsergebnisse zwischen den MN-Stationen würde einen weitaus höheren Signalisierungsaufwand erzeugen.

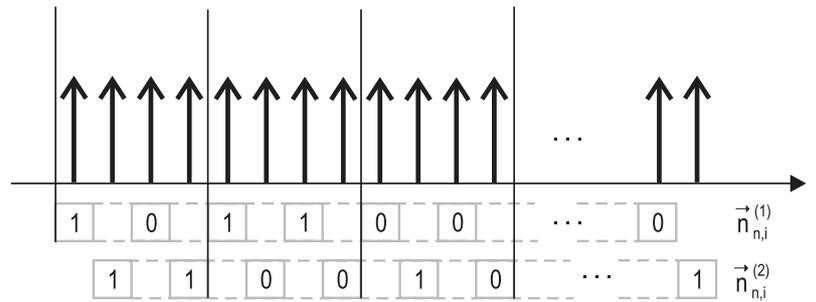
Für die Beobachtung der LN-Aktivitäten im aktiven Teilband  $v_a$  wird weiterhin das in Abschnitt 5.3.1 beschriebene Verfahren eingesetzt. Für die Detektion und Signalisierung der benachbarten Teilbänder wird dieser Ansatz wie folgt erweitert: Die Menge  $\mathbb{V}_n$  umfasst die Nachbarbänder, die vom ZP zur Beobachtung im  $n$ -ten aWiMAX-Rahmen ausgewählt und an alle MN übermittelt wurden. Das Ergebnis der Detektion des  $v$ -ten Nachbarbandes aus  $\mathbb{V}_n$ , das durch den  $i$ -ten Nutzer im  $n$ -ten aWiMAX-Rahmen ermittelt wurde, ist im Vektor  $\vec{n}_{n,i}^{(v)}$  beschrieben. Dieser resultiert analog zu (5.1) und (5.3) aus den Ergebnissen der einzelnen Detektionsphasen, wobei nun zusätzlich der Bezug zum jeweils beobachteten Nachbarband  $v$  berücksichtigt werden muss. Dadurch ändert sich (5.3) zu

$$\vec{n}_{n,i}^{(v)} = \bigvee_{g=1}^G \vec{D}_{n,i}^{(g,v)} \quad , \quad v \in \mathbb{V}_n, \quad (5.8)$$

wobei  $\vec{D}_{n,i}^{(g,v)}$  das Detektionsergebnis der  $g$ -ten Detektionsphase für das  $v$ -te Nachbarband beschreibt, das im  $n$ -ten aWiMAX-Rahmen durch den  $i$ -ten Nutzer bestimmt wurde. Abhängig von der Anzahl der MN-Stationen und der Anzahl der Elemente in  $\mathbb{V}_n$  variiert die Anzahl der verfügbaren Detektionsphasen pro aWiMAX-Rahmen für ein einzelnes Nachbarband  $v$ .

Die Übertragung der  $\vec{n}_{n,i}^{(v)}$  von den MN-Stationen zum ZP erfolgt auf den verfügbaren Unterträgern  $\vec{b}_n$  im aktiven Teilband  $v_a$ . Da die einzelnen MN-Stationen nur die eigenen Belegungsinformationen der Nachbarbänder kennen, die unvollstän-

dig sein können, ist eine differentielle Signalisierung der geänderten Belegungsstände, wie sie in Abschnitt 5.3.1 beschrieben wurde, nicht möglich. Deshalb wird der gesamte Belegungsstatus  $\vec{n}_{n,i}^{(v)}$  der im  $n$ -ten Rahmen beobachteten Nachbarbänder signalisiert. Die Signalisierung des Belegungsstatus der einzelnen GSM-Kanäle erfolgt dabei wieder auf einzelnen aWiMAX-Unterträgern. Solange eine ausreichende Anzahl an unbelegten GSM-Kanälen in  $v_a$  verfügbar ist, kann der Belegungsstatus aller beobachteten Nachbarbänder parallel übertragen werden. Dabei wird jeweils das erste Element aller Belegungsvektoren  $\vec{n}_{n,i}^{(v)}$ ,  $v \in \mathbb{V}_n$  auf benachbarten Unterträgern signalisiert. Anschließend wird das zweite Element aller  $\vec{n}_{n,i}^{(v)}$  auf den nächsten  $K_{LN}$  verfügbaren Unterträgern übertragen. In Abbildung 5.5 ist dies für zwei beobachtete Nachbarbänder dargestellt.



**Abbildung 5.5** Parallele Signalisierung der Belegungsvektoren  $\vec{n}_{n,i}^{(v)}$  mit  $v = \{1,2\}$

Werden in jedem Nachbarband jeweils 87 GSM-Kanäle beobachtet, sind zu deren Signalisierung mindestens 174 aWiMAX-Unterträger notwendig. Um auch hier die Zuverlässigkeit der Signalisierung zu erhöhen, wird die Anordnung aus Abbildung 5.5 sooft auf verfügbaren Unterträgern wiederholt, bis deren verbleibende Anzahl kleiner als die Anzahl der zu signalisierenden Vektorelemente ist. Für das vorgestellte aWiMAX-System müssen mindestens neun GSM-Kanäle verfügbar sein, um die Vektoren  $\vec{n}_{n,i}^{(v)}$ ,  $v = 1,2$  mindestens einmal übermitteln zu können. Dies bedeutet, dass bis zu einer Auslastung der GSM-Kanäle von fast 90 Prozent die Nachbarkanalauslastung noch signalisiert werden kann. Die Überlagerung der Vektoren  $\vec{n}_{n,i}^{(v)}$  am ZP entspricht wieder einer logischen ODER-Verknüpfung. Das Detektionsergebnis für das  $v$ -te Teilband im  $n$ -ten aWiMAX-Rahmen lässt sich analog zu (5.5) beschreiben als

$$\vec{n}_k^{(v)} = \bigvee_{i=1}^I \vec{n}_{n,i}^{(v)}, \quad v \in \mathbb{V}_n. \quad (5.9)$$

Die Auswahl der zu beobachtenden Teilbänder  $\mathbb{V}_n$  basiert auf den bisherigen Detektionsergebnissen. Aus diesen wird die mittlere Auslastung analog zu (3.15) ermittelt. Die Nachbarbänder mit der geringsten mittleren Auslastung werden für die weitere Beobachtung ausgewählt und den MN-Stationen mitgeteilt. Die Signalisierung dieser Information erfolgt innerhalb des aWiMAX-DL-Subframes. Dazu sind neben der DL-MAP und FCH innerhalb des ersten OFDM-Symbols zusätzliche Kontrolldaten einzufügen.

### 5.3.3 Rahmenaufbau in Multiband Cognitive Radio-Systemen

Die Anordnung der einzelnen Detektions- und Signalisierungsphasen innerhalb des aWiMAX-Rahmens erfolgt unter Berücksichtigung der zeitlichen Struktur des GSM-Rahmens. Dabei muss sichergestellt werden, dass jeder der acht Bursts eines GSM-Rahmens durch das MN-System beobachtet werden kann. Die Detektionszeiten innerhalb eines aWiMAX-Rahmens, der die Länge  $T_{Frame, MN} = 11,538$  ms aufweist, sind daher auf die Pegelmaske eines GSM-Bursts im Zeitbereich ausgerichtet. Diese ist in Abbildung 5.6 dargestellt.

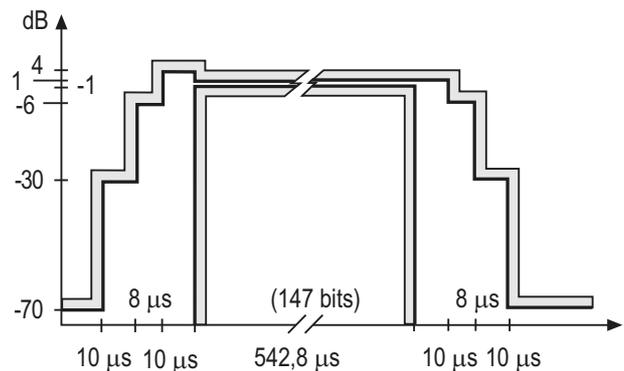


Abbildung 5.6 GSM-Pegelmaske im Zeitbereich [23]

Der maximale Signalpegel eines Bursts wird etwa  $25 \mu s$  nach Burstbeginn erreicht. Dieses Pegelniveau wird bis etwa  $25 \mu s$  vor Burstende gehalten. Bis etwa  $18 \mu s$  vor Burstende ist der Signalpegel noch bis zu  $-6$  dB unterhalb des Maximalwertes. Anschließend fällt der Signalpegel wieder ab. Um eine bestmögliche Erkennung eines LN zu erreichen, sollten die Detektionszeiten innerhalb dieser Grenzen angeordnet sein. Darüber hinaus sind bei der Anordnung der einzelnen Symbole

Umschaltzeiten zwischen Empfangs- und Sendemodus zu berücksichtigen. Nach [32, 33, 39, 46] liegen realisierbare Umschaltzeiten im Bereich von wenigen Mikrosekunden bis rund  $50 \mu\text{s}$ . Unter der Annahme einer maximalen Umschaltzeit von  $35 \mu\text{s}$  und einer konstanten Detektionszeit von zwei OFDM-Symbolen wird der in Abbildung 5.7 dargestellte Rahmenaufbau gewählt. Darin sind  $G = 4$  Detektionsphasen berücksichtigt.

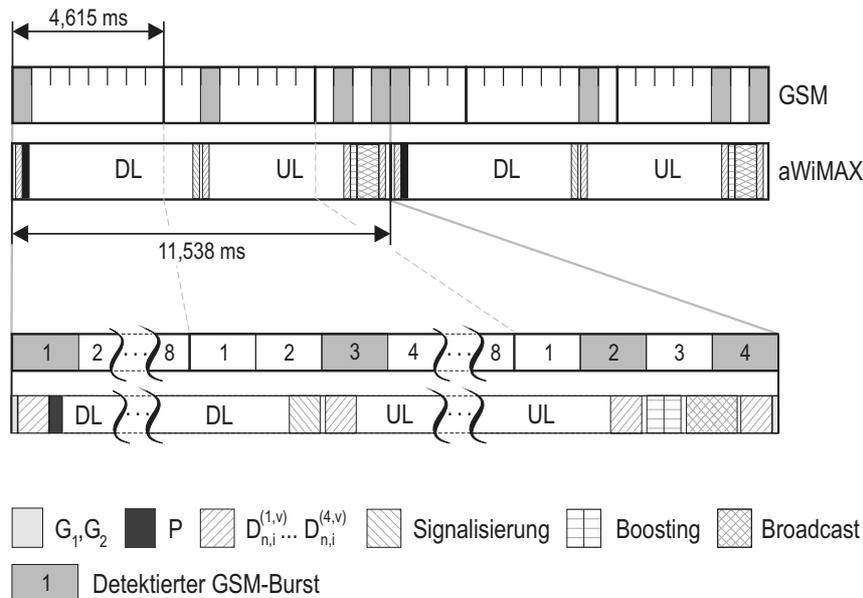


Abbildung 5.7 Aufbau eines aWiMAX-Rahmens

Ausgehend von dem gewählten Rahmenverhältnis  $5 : 2$  werden mittels dieser Anordnung alle acht GSM-Bursts jeweils ein Mal innerhalb von zwei aWiMAX-Rahmen beobachtet. Der erste Burst des ersten GSM-Rahmens und der fünfte Burst des dritten GSM-Rahmens beginnen jeweils synchron mit einem aWiMAX-Rahmen. Am Anfang und am Ende des aWiMAX-Rahmens sind zwei Pausen der Länge  $G_1 = 65 \mu\text{s}$  und  $G_2 = 55,9615 \mu\text{s}$  eingefügt. Diese sind zur Ausrichtung der Detektionsphasen bezüglich der GSM-Bursts notwendig. Während des ersten aWiMAX-Rahmens werden die Bursts 1 bis 4 eines GSM-Rahmens beobachtet. Die Beobachtung der Bursts 5 bis 8 erfolgt während des zweiten aWiMAX-Rahmens. Die GSM-Bursts werden in der Reihenfolge  $1 - 3 - 2 - 4$  und  $5 - 7 - 6 - 8$  beobachtet. Die Detektionsphasen beginnen frühestens  $25 \mu\text{s}$  nach Burstbeginn und sind spätestens  $20 \mu\text{s}$  vor Burstende abgeschlossen. Durch eine Verringerung der Umschaltzeiten kann die Position der einzelnen Detektionsphasen in engen Gren-

Rahmenelement	Dauer ( $\mu s$ )	Symbolanzahl
Gap $G_1$	65	
Detektionszeitschlitz $D_{n,i}^{(1,v)}$	225	2
Switch	35	
Präambel	112,5	1
DL-Subframe	5175	46
Switch	35	
Signalisierung der Nachbarteilband-Belegung	112,5	1
Switch	35	
Detektionszeitschlitz $D_{n,i}^{(2,v)}$	225	2
Switch	35	
UL-Subframe	4050	36
Switch	35	
Detektionszeitschlitz $D_{n,i}^{(3,v)}$	225	2
Switch	35	
Boosting	225	2
Switch	35	
Broadcasting	562,5	5
Switch (optional)	35	
Detektionszeitschlitz $D_{n,i}^{(4,v)}$	225	2
Gap $G_2$	55,9615	
Summe	11,538 ms	102,25

Tabelle 5.4 Rahmenelemente in aWiMAX

zen verschoben werden. Das Verhältnis von Kontrolldaten- zu Nutzdatensymbolen in dieser Anordnung ist 0,17. Die Zeiten der einzelnen aWiMAX-Rahmenkomponenten sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst. Darin ist die genaue Abfolge der einzelnen Rahmenelemente aus Abbildung 5.7 inklusive der notwendigen Umschaltzeiten zur Beobachtung der Nachbarteilbänder aufgeführt.

Aufgrund der Anordnung der Detektions- und Signalisierungszeiten innerhalb eines aWiMAX-Rahmens können die Detektionsergebnisse aller vier Detektionszeiten nicht innerhalb des gleichen aWiMAX-Rahmens übertragen werden. Es kommt zu einer Überlappung der Ergebnisse aus zwei aufeinanderfolgenden Rahmen, da das Ergebnis von  $D_{n,i}^{(4,v)}$  erst im  $n + 1$ -ten Rahmen signalisiert werden kann. Dies hat jedoch keinen Einfluss auf die Betrachtungen der LN-Detektion, da es sich nur um eine Verschiebung der logischen Zuordnung der Detektionsphase zu einem aWiMAX-Rahmen handelt. Das Detektionsergebnis in  $n$ -ten Rahmen resultiert aus den Beobachtungen von  $D_{n-1,i}^{(4,v)}$  und  $D_{n,i}^{(g,v)}$  mit  $g = 1,2,3$ .

### 5.3.4 Steuerung der Nachbarband-Beobachtungen

Die Koordination und Festlegung der zu beobachtenden Nachbarbänder erfolgt durch den ZP. Abhängig von der maximalen Teilbandanzahl  $W$  im betrachteten Szenario sind  $b = \log_2(W)$  Bits zur Adressierung eines einzelnen Nachbarbandes notwendig. Im betrachteten GSM-Szenario sind maximal vier Teilbänder vorhanden. Somit kann die Beobachtung eines der vier Nachbarbänder mit  $b = 2$  signalisiert werden. Durch zwei weitere Bits erfolgt die Signalisierung eines weiteren Teilbandes. Die Anzahl der zu beobachtenden Teilbänder kann variieren, sodass ein einzelnes Nachbarband intensiver oder mehrere Nachbarbänder nur während jeweils einer einzelnen Detektionsphase vermessen werden.

In dem vorgeschlagenen System werden neben dem aktiven Teilband zwei weitere Teilbänder  $v_x$  und  $v_y$  von jeder MN-Station beobachtet. Diese beiden Teilbänder werden vom ZP durch eine Folge von vier Bits den MN-Stationen mitgeteilt. Diese Information wird durch Erweiterung des FCH zu Beginn des aWiMAX-Rahmens übertragen.

Bei der Beobachtung der Nachbarbänder kann, wie auch im aktiven Teilband, jeweils nur die Belegung eines einzelnen Bursts beobachtet werden. Um dennoch eine gute Abdeckung bei der Beobachtung eines Nachbarbandes zu erhalten, ist eine zeitliche Koordination zwischen den MN-Stationen notwendig. Um zusätzlichen Signalisierungsoverhead zu vermeiden, folgt jede MN-Station bei der Beobachtung des aktiven und benachbarter Teilbänder folgendem festen Schema:

Die Detektionsphasen einer MN-Station werden zwischen der Beobachtung des aktiven Teilbandes  $v_a$  und der Beobachtung der Nachbarbänder  $v_x$  und  $v_y$  aufgeteilt. Jede MN-Station verwendet mindestens zwei Detektionsphasen zur LN-

Detektion in  $v_a$ . Die beiden verbleibenden Detektionsphasen werden für die Nachbarbänder eingesetzt. Die Reihenfolge der beobachteten Teilbänder kann durch die Beobachtungsfolge  $\mathcal{A} = [v_a v_x v_a v_y]$  beschrieben werden. Durch zyklische Verschiebung der Elemente aus  $\mathcal{A}$  werden drei weitere Beobachtungsreihenfolgen erzeugt. Diese sind  $\mathcal{B} = [v_x v_a v_y v_a]$ ,  $\mathcal{C} = [v_a v_y v_a v_x]$  und  $\mathcal{D} = [v_y v_a v_x v_a]$ . Zur Beobachtung zweier Nachbarbänder werden diese vier Beobachtungsfolgen nacheinander eingesetzt. Die Detektion folgt für jeweils zwei aWiMAX-Rahmen einer Beobachtungsfolge. Danach folgt die Beobachtung der nächsten Folge. Für eine MN-Station ist die Abfolge der Detektion in den einzelnen Teilbändern in Abbildung 5.8 verdeutlicht.

aWiMAX Rahmen	1	2	3	4	5	6	7	8									
Beobachtungsfolge	$\mathcal{A}$	$\mathcal{A}$	$\mathcal{B}$	$\mathcal{B}$	$\mathcal{C}$	$\mathcal{C}$	$\mathcal{D}$	$\mathcal{D}$									
Beobachteter GSM-Burst im Teilband	$v_a$	1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
	$v_x$	3		7	1	5					4		8	2		6	
	$v_y$		4		8	2	6	3	7	1	5						

**Abbildung 5.8** Ablauf der Beobachtung zweier Nachbarbänder (Strategie 1)

Darin zeigt sich, dass alle acht GSM-Bursts der beiden Nachbarbänder  $v_x$  und  $v_y$  nach acht aWiMAX-Rahmen jeweils ein Mal beobachtet wurden. Darüber hinaus ist in Abbildung 5.8 zu erkennen, dass der Belegungsstatus von  $v_a$  bereits nach vier aWiMAX-Rahmen vollständig zur Verfügung steht. Für eine intensivere Beobachtung eines einzelnen Nachbarbänderes kann  $v_x = v_y$  signalisiert werden. In diesem Fall ist der Belegungsstatus des gewählten Nachbarbänderes bereits nach vier aWiMAX-Rahmen verfügbar.

Sind mehrere MN-Stationen mit einem ZP verbunden, bietet sich auch für die Beobachtung der Nachbarbänder eine verteilte Detektion an. Dabei können drei unterschiedliche Strategien angewandt werden:

- **Strategie 1:** Alle MN folgen der gleichen Reihenfolge  $[\mathcal{AABBCCDD}]$  und beobachten in einer Detektionsphase das gleiche Teilband. Dadurch wird die Genauigkeit der Detektion für den jeweiligen GSM-Burst erhöht. Die Infor-

mation aus allen acht GSM-Bursts der beobachteten Nachbarbänder steht nach acht aWiMAX-Rahmen zur Verfügung.

- **Strategie 2:** Ein Teil der MN folgt der verschobenen Beobachtungsreihenfolge  $[CCDDAABB]$ , während der verbleibende Teil die ursprüngliche Sequenz  $[AABBCCDD]$  verwendet. Dadurch werden in jeder Detektionsphase beide Nachbarbänder von jeweils einem Teil der MN beobachtet. Die Belegungsinformation aus allen acht GSM-Bursts beider Teilbänder steht bereits nach vier aWiMAX-Rahmen zur Verfügung.
- **Strategie 3:** Alle MN-Stationen setzen gleichzeitig nur die Folgen  $\mathcal{A}$  und  $\mathcal{B}$  ein. Dadurch erfolgt eine vollständige Beobachtung des aktiven Teilbandes und eines Nachbarbänder innerhalb von zwei aWiMAX-Rahmen.

Die Zuordnung der unterschiedlichen Beobachtungsfolgen zu einzelnen Stationen kann beispielsweise durch Auswertung der Stations-ID erfolgen. Alle Stationen mit einer geraden Stations-ID beginnen mit der Folge  $\mathcal{A}$ , alle anderen mit der Folge  $\mathcal{C}$ . Wird darüber hinaus  $v_x = v_y$  signalisiert, kommen ausschließlich die Folgen  $\mathcal{A}$  und  $\mathcal{B}$  für eine intensivere Detektion zum Einsatz.

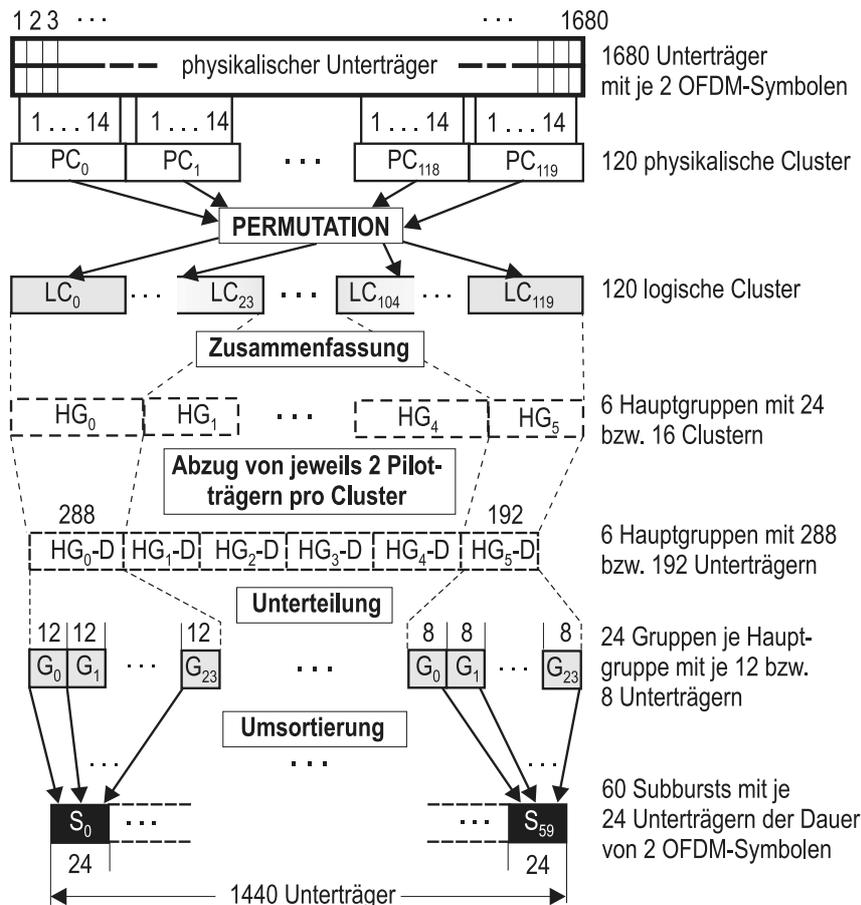
Die vollständige Belegungsinformation eines Nachbarbänder steht, abhängig von der eingesetzten Beobachtungsstrategie, nach zwei, vier oder acht aWiMAX-Rahmen zur Verfügung. Im Hinblick auf eine Prognose der Belegungswerte nach Kapitel 4.3 entsprechen zwei aWiMAX-Rahmen einem Prognosehorizont von einem Schritt. Die vollständige Belegungsinformation eines benachbarten Teilbandes ist bereits nach zwei aWiMAX-Rahmen verfügbar. Wird Strategie 1 oder 2 angewandt, entspricht die Zeitdauer von maximal acht aWiMAX-Rahmen bis zur vollständigen Beobachtung einem Prognosehorizont von vier Schritten. Abhängig von der MN-Anzahl können somit mehrere Nachbarbänder beobachtet werden, während gleichzeitig eine Prognose der unbeobachteten Teilbänder durchgeführt wird.

Ein Beobachtungszyklus aus zwei aWiMAX-Rahmen bildet die Grundlage für die Prognose der Belegungswerte entsprechend dem Ansatz aus Kapitel 4. Durch Einsatz von Strategie 3 kann innerhalb eines Beobachtungszyklus die Belegungssituation im Nachbarbänder ermittelt werden. Wird Strategie 1 oder 2 angewandt, steht die vollständige Information erst nach zwei Beobachtungszyklen zur Verfügung.

## 5.4 Übertragungskapazität im Mietnutzersystem

Die Übertragungskapazität im MN-System wird durch die Anzahl der verfügbaren OFDM-Symbole innerhalb des DL- und UL-Subframes bestimmt. Der in Abschnitt 5.3.3 beschriebene aWiMAX-Rahmen umfasst im DL-Subframe 48 OFDM-Symbole. Davon werden jeweils ein Symbol für Präambel und DL-MAP/FCH genutzt. Zur Datenübertragung stehen noch 46 Symbole zur Verfügung. Innerhalb des UL-Subframes werden 36 OFDM-Symbole genutzt. Die Länge eines OFDM-Symbols beträgt  $T_s = 112,5 \mu\text{s}$ . Sowohl im DL als auch im UL werden die einzelnen OFDM-Symbole unterschiedlichen Nutzern zugewiesen. Im DL-Subframe kann diese Zuweisung nach jeweils zwei OFDM-Symbolen wechseln. Im UL-Subframe werden jeweils drei OFDM-Symbole zu einer Einheit zusammengefasst und einem Nutzer zugewiesen. Darüber hinaus können mehrere Nutzer gleichzeitig auf ein OFDM-Symbol zugreifen. In diesem Fall belegt ein einzelner Nutzer nur jeweils eine Teilmenge der verfügbaren OFDM-Unterträger. Die Zuordnung der OFDM-Symbole und -Unterträger zu den Nutzern basiert auf verschiedenen Permutationsfolgen. Diese sind im WiMAX-Standard festgelegt [21]. Die zeitliche Einheit von zwei bzw. drei OFDM-Symbolen im DL bzw. UL wird als Slot bezeichnet. Durch Unterteilung eines OFDM-Symbols in Frequenzrichtung entstehen sogenannte OFDMA-Unterkanäle. Für die Analyse der Übertragungskapazität im DL des aWiMAX-Systems bilden jeweils ein OFDMA-Unterkanal für die Dauer von zwei Symbolen einen physikalischen Slot. Im UL werden für einen physikalischen Slot jeweils drei Symbole eines OFDMA-Unterkanals betrachtet. Durch Umsortierung dieser physikalischen Slots werden Subbursts gebildet, die als Grundeinheit der in Abbildung 5.2 dargestellten DL- bzw. UL-Bursts dienen. Die Zuweisung der physikalischen Slots zu den einzelnen Subbursts ist für den DL in Abbildung 5.9 dargestellt.

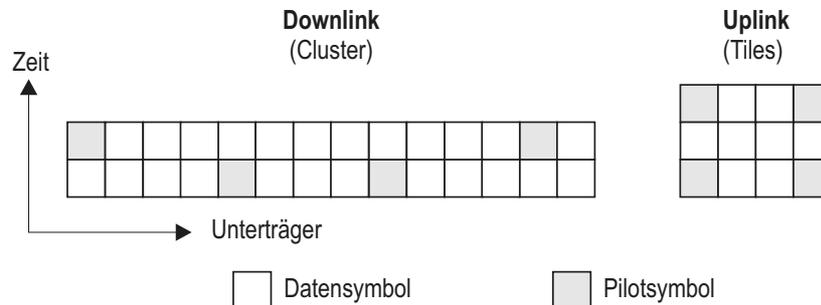
Bei der hier betrachteten Systemkonfiguration wird von 2048 physikalischen Unterträgern ausgegangen. Die jeweils 174 Unterträger am rechten und linken Rand werden als Schutzband nicht belegt. Darüber hinaus beschreiben die mittleren 20 Unterträger den Gleichanteil und werden daher ebenfalls nicht genutzt. Die verbleibenden 1680 Unterträger werden in 120 gleich große Einheiten, den physikalischen Clustern, zusammengefasst. Eine Einheit beinhaltet 14 benachbarte, physikalische Unterträger über eine Zeitdauer von zwei OFDM-Symbolen. Pro Symbol werden die 14 physikalischen Unterträger in zwei Pilotträger und 12 Datenträger aufgeteilt. Die Anordnung der Pilot- und Datensymbole ist in Abbildung 5.10 verdeut-



**Abbildung 5.9** Zuordnung der physikalischen OFDM-Unterträger zu den Subbursts des WiMAX DL-Subframes

licht. Die physikalischen Cluster werden nach einer Permutationsvorschrift in der Reihenfolge vertauscht. Die Einheiten in neuer Abfolge werden als logische Cluster bezeichnet, wobei ein logisches Cluster jeweils einem physikalischen Cluster entspricht. Aufgrund der geänderten Reihenfolge befinden sich die physikalischen Unterträger benachbarter logischer Cluster an unterschiedlichen Positionen im Frequenzband. Es entsteht Frequenzdiversität. Die logischen Cluster werden anschließend zu sechs Hauptgruppen zusammengefasst. Drei Hauptgruppen bestehen aus jeweils 24 logischen Clustern und drei Hauptgruppen aus jeweils 16 logischen Clustern. Nach Entfernen der Pilotsymbole verbleiben jeweils 12 physikalische Unterträger in einem logischen Cluster. Durch erneutes Permutieren und Zusammenfassen der einzelnen Unterträger in 24 Gruppen werden abschließend 60 Sub-

bursts pro Slot gebildet. Diese enthalten jeweils 24 physikalische Unterträger für eine Zeitdauer von zwei OFDM-Symbolen.



**Abbildung 5.10** Anordnung der Pilot- und Datensymbole im Downlink und Uplink

Im UL-Subframe erfolgt die Zuordnung der physikalischen OFDM-Unterträger zu den Subbursts nach dem gleichen Prinzip [34]. Anstelle der Cluster werden jedoch Tiles gebildet, in denen jeweils nur vier physikalische Unterträger zusammengefasst werden. Deren Struktur ist ebenfalls in Abbildung 5.10 zu erkennen. Die Vertauschung der Tiles erfolgt durch andere Permutationsfolgen als im DL. Daraus resultieren letztlich 70 Subbursts pro Slot. Ein Subburst besteht nun aus jeweils sechs Tiles mit je vier physikalischen Unterträgern für die Dauer von drei OFDM-Symbolen.

Aufgrund der durchgeführten Permutationen in DL bzw. UL sind die physikalischen Unterträger, die durch einen Burst allokiert werden, über die gesamte Systembandbreite verteilt. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt in der Verteilung frequenzselektiver Störungen auf unterschiedliche Subbursts. Für den Einsatz als MN-System bedeutet dies jedoch, dass belegte Unterträger nicht nur einen einzelnen MN beeinflussen, sondern die Übertragungskapazität mehrerer MN beeinträchtigen. Dieser Einfluss wird im Folgenden sowohl an generischen als auch an realen LN-Kanalbelegungen untersucht.

Als Referenz für diese Betrachtungen wird die maximale Systemkapazität gewählt, die erreicht wird, falls alle Unterträger im MN-System verfügbar sind. Diese wird durch die Anzahl der verfügbaren Subbursts pro DL- bzw. UL-Subframe festgelegt. Im DL sind pro Subburst 48 Datensymbole verfügbar. Wie in Abbildung 5.9 erkennbar, setzen sich diese aus 2 Datensymbolen auf 24 Unterträgern während einer Dauer von 2 OFDM-Symbolen zusammen. Damit können im DL-Subframe 66,24 kBaud übertragen werden. Der UL-Subframe umfasst maximal 40,32 kBaud.

Bezogen auf die aWiMAX-Rahmendauer ergibt dies eine maximale Datenrate von 5,7408 MBaud/s im DL und 3,494 MBaud/s im UL. Durch den Einsatz von  $M$ -QAM Verfahren können entsprechend höhere Bitraten erreicht werden. Mittels einer 64-QAM sind beispielsweise Datenraten von bis zu 34,4 MBit/s im DL und bis zu 20,96 MBit/s im UL möglich.

Um den Einfluss belegter LN-Kanäle auf die Systemdatenrate und die Beeinträchtigung der Übertragung einzelner Nutzer zu verdeutlichen, werden in den folgenden Abschnitten unterschiedliche Kanalbelegungen betrachtet.

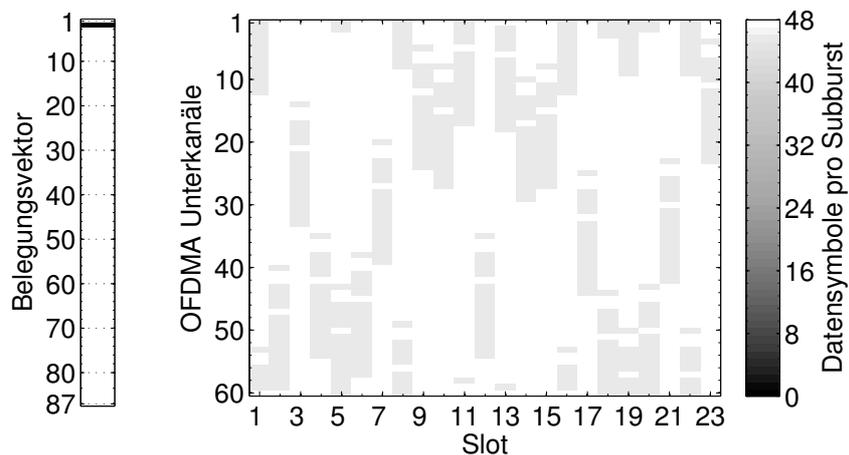
### 5.4.1 Generische Lizenznutzerbelegung

Da ein aWiMAX-Nutzer während eines Subbursts unterschiedliche OFDM-Unterträger-Kombinationen verwendet, wirken sich Störeinflüsse auf einzelnen Unterträgern nur während des kurzen Zugriffs auf diesen Unterträger auf. Ist eine Gruppe von Unterträgern durch das LN-System belegt, resultiert dies in einem Ausfall von 20 benachbarten Unterträgern im aWiMAX-System. Da im DL die Permutation und Umsortierung der physikalischen Unterträger in Gruppen von 8 bzw. 12 Unterträgern plus der zusätzlich eingefügten Pilotsymbole erfolgt, werden mehrere Subbursts beeinflusst. Jedem MN sind sowohl die belegten LN-Kanäle als auch der ihm zugewiesene Datenbereich im DL- und UL-Burst bekannt. Die nicht verfügbaren OFDM-Symbole können dadurch bereits bei der Sendesignalbildung ausgelassen werden.

Für die Betrachtung der verbleibenden Kapazität im MN-System soll die verfügbare Anzahl der Datensymbole pro Subburst betrachtet werden. Sind alle Unterträger verfügbar, stehen im DL und UL jeweils 48 Datensymbole pro Subburst zur Verfügung. Diese Maximalwerte bilden die Grundlage bei den folgenden Auswertungen. Im nächsten Abschnitt wird anhand generischer GSM-Kanalbelegungen der Einfluss einzelner belegter GSM-Kanäle auf das aWiMAX-System betrachtet. Dabei ist vor allem die Verteilung der kapazitätsreduzierten Subbursts innerhalb eines Subframes von Interesse. Sind deutliche Unterschiede in der verbleibenden Kapazität einzelner Subbursts erkennbar, sollte dies gegebenenfalls bei der Anordnung der einzelnen DL- und UL-Bursts mit Blick auf die geforderten QoS-Anforderungen berücksichtigt werden. Abschließend wird die in Kapitel 3 gemessene GSM-Kanalbelegung angenommen und die resultierende Systemperformance ermittelt.

### Ein belegter GSM-Kanal

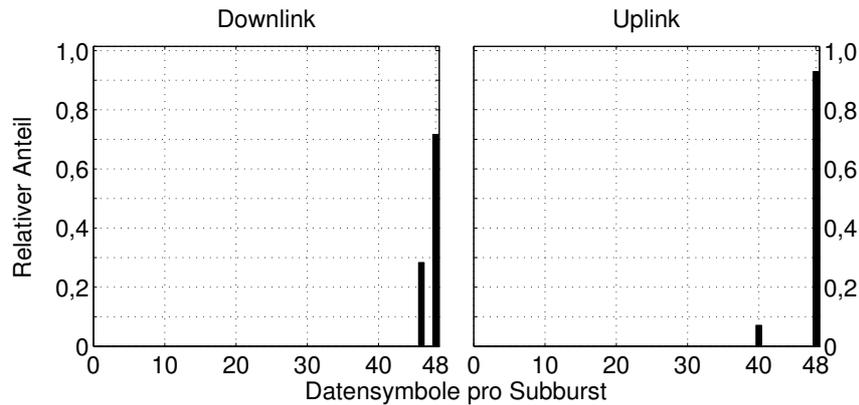
Ist ein einzelner GSM-Kanal durch das LN-System belegt, sind in mehreren Subbursts OFDM-Symbole nicht verfügbar. In Abbildung 5.11 ist der Einfluss eines belegten GSM-Kanals auf die Kapazität der Subbursts im DL verdeutlicht. Im lin-



**Abbildung 5.11** Verfügbare Symbolanzahl pro DL-Subburst bei generischer LN-Belegung, ein GSM-Kanal belegt

ken Bereich der Abbildung ist der gültige Belegungsvektor  $\vec{b}_k$  mit 87 beobachteten GSM-Kanälen dargestellt. Ein schwarzer Balken markiert einen belegten GSM-Kanal. Alle anderen GSM-Kanäle können durch das aWiMAX-System genutzt werden. Im mittleren Bereich ist die verfügbare Anzahl an Symbolen pro Subburst im DL-Subframe dargestellt. Auf der  $x$ -Achse sind die 23 Zeitslots aufgetragen. Die  $y$ -Achse beschreibt die 60 OFDMA-Unterkanäle. Die verfügbaren Symbole pro Subbursts sind durch Graustufen verdeutlicht, deren Zahlenwerte in der rechten Skala angegeben sind.

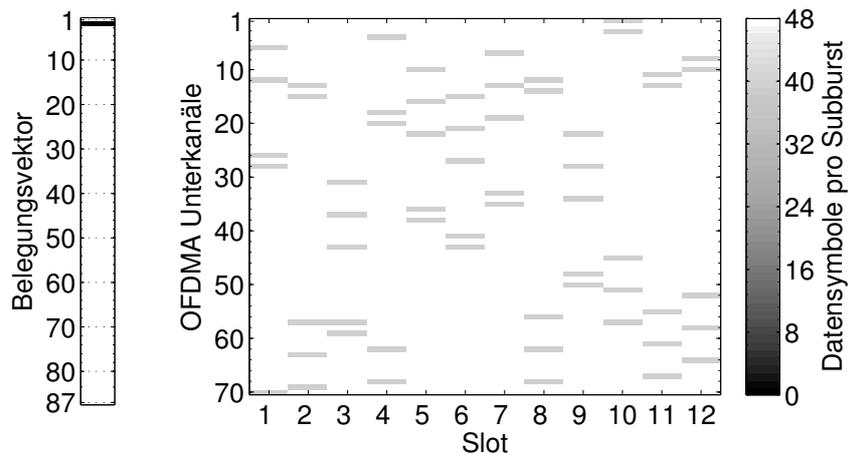
In Abbildung 5.11 ist erkennbar, dass ein einzelner GSM-Kanal eine Vielzahl von Subbursts beeinflusst. Es stehen nur einzelne, kleinere Bereiche mit voller Kapazität zur Verfügung. Die Anzahl der verfügbaren OFDM-Symbole in den betroffenen Subbursts ist aber weiterhin sehr hoch. Um dies besser zu verdeutlichen, ist in Abbildung 5.12 (linkes Diagramm) das zugehörige Histogramm der verfügbaren OFDM-Symbole pro Subburst dargestellt. Darin ist die hohe Anzahl an OFDM-Symbolen pro Subburst gut zu erkennen. Nur bei rund 30 Prozent der Subbursts ist eine verringerte Kapazität von 46 Symbolen zu beobachten. Ist anstelle des zweiten



**Abbildung 5.12** Relative Histogramme der verfügbaren Datensymbole pro Subburst im DL- und UL-Subframe bei generischer LN-Belegung, ein GSM-Kanal belegt

GSM-Kanals in  $\vec{b}_k$  ein anderer GSM-Kanal nicht verfügbar, bleibt die Gesamtkapazität unverändert. Lediglich die Position der beeinflussten Subbursts innerhalb des DL-Subframes ändert sich.

Eine ähnliche Situation ist im UL-Subframe zu beobachten. Im Gegensatz zum DL beschreibt ein UL-Subburst jeweils sechs Tiles mit jeweils vier physikalischen Unterträgern. Da bei der Kombination und Permutation der physikalischen Unterträger im UL jeweils ganze Tiles berücksichtigt werden, erfolgt eine stärkere Quantisierung der möglichen Symbolanzahl pro Subburst. Durch einen belegten GSM-Kanal fallen alle Unterträger eines Tiles, das acht Datensymbole enthält, gleichzeitig aus. Eine Beeinträchtigung nur einzelner physikalischer Träger in einem Tile, wie es im DL zu beobachten ist, tritt nicht auf. Die 20 nicht verfügbaren OFDM-Unterträger entsprechen genau fünf Tiles pro Slot. Bezogen auf die Gesamtkapazität im UL-Subframe sind nur knapp 10 Prozent der verfügbaren Subbursts betroffen. Deren Kapazität reduziert sich jedoch um rund 16 Prozent auf nur 40 verbleibende Symbole pro UL-Subburst. In Abbildung 5.13 ist dieser Einfluss zu erkennen. Neben der reduzierten Anzahl an beeinträchtigten Subbursts ist der Einfluss der Permutationsfolgen gut zu erkennen. Im zweiten Slot ist eine Gruppe von drei benachbarten Subbursts und eine Gruppe von zwei direkt benachbarten Subbursts mit jeweils reduzierter Symbolanzahl zu erkennen. Dieses Muster ist auch in allen anderen Slots zu beobachten. Jedoch tritt zwischen den einzelnen Slots ein variabler Offset auf.



**Abbildung 5.13** Verfügbare Symbolanzahl pro UL-Subburst bei generischer LN-Belegung, ein GSM-Kanal belegt

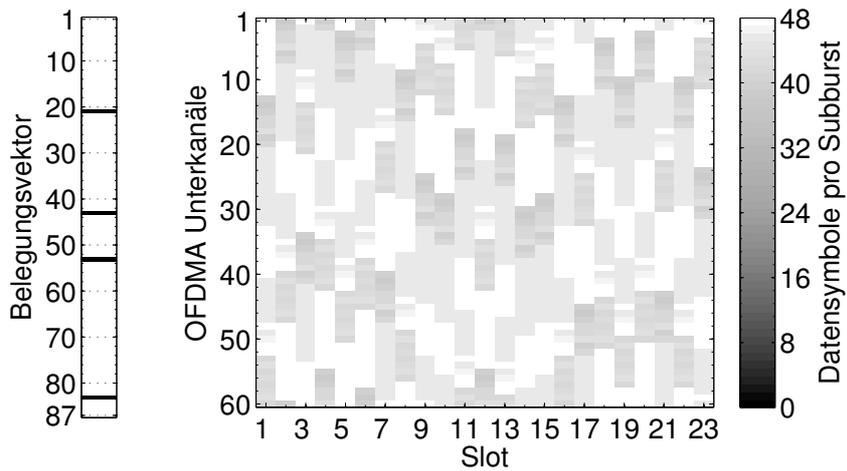
Im rechten Diagramm der Abbildung 5.12 ist das relative Histogramm für den UL-Subframe dargestellt.

#### Vier belegte GSM-Kanäle

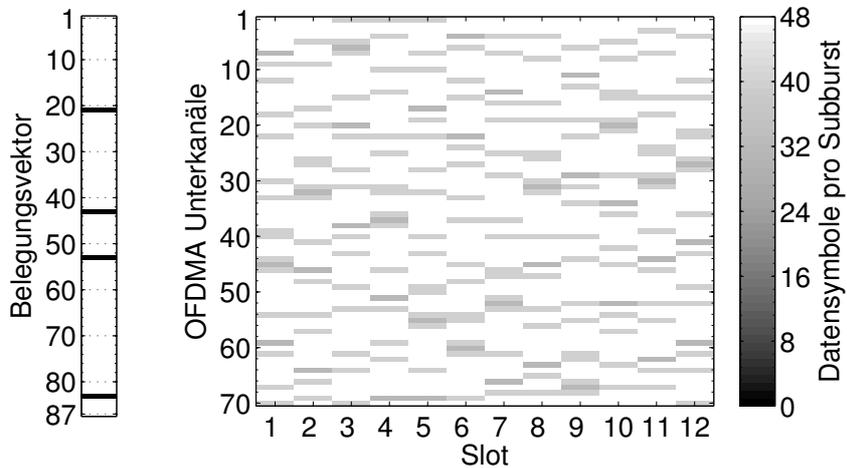
Sind mehrere LN-Kanäle nicht verfügbar, steigt die Anzahl der beeinträchtigten Subbursts deutlich. Dies ist sowohl in der Darstellung des DL-Subframes in Abbildung 5.14 als auch in der Histogrammdarstellung in Abbildung 5.16 leicht zu erkennen. Die in Abbildung 5.14 betrachtete Anordnung von vier belegten GSM-Kanälen ist zufällig gewählt. Der zweite belegte Kanal entspricht dem GSM-Kanal 43, der sich direkt neben dem DC-Kanal des aWiMAX-Systems befindet.

Beim Vergleich der DL- und UL-Subburststruktur in den Abbildungen 5.14 und 5.15 bzw. deren Histogrammen in Abbildung 5.16 fällt der unterschiedliche Einfluss der belegten GSM-Kanäle auf die Anzahl der beeinträchtigten Subbursts auf. Darüber hinaus ist ein deutlicher Unterschied bezüglich der auftretenden Symbolanzahl zwischen DL und UL zu beobachten. Im DL werden in einem Subburst jeweils 24 physikalische Unterträger zusammengefasst. In einem GSM-Kanal befinden sich jedoch 20 physikalische Unterträger. Sind diese nicht verfügbar, fallen nur einzelne Symbole pro Subburst aus. Durch die Permutation der physikalischen Unterträger bei der Bildung der Subbursts ist die Anzahl der betroffenen Subbursts hoch. Die Anzahl der betroffenen Symbole pro Subburst hingegen ist

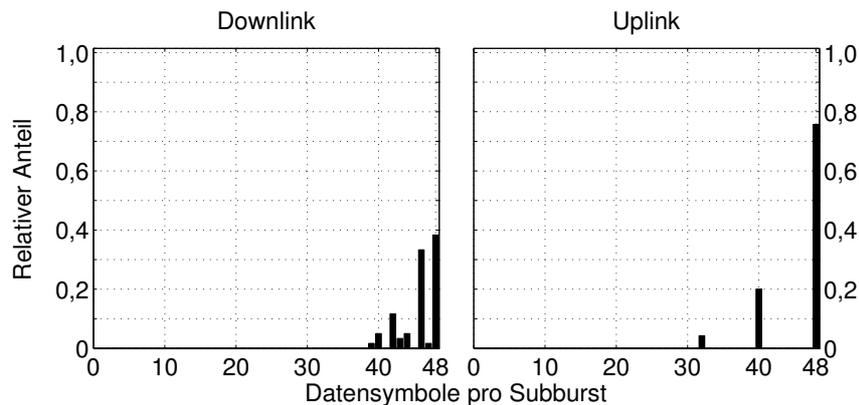
gering. Dies führt auf die ungleichmäßige Verteilung in Abbildung 5.16. Im UL-Subframe ist eine stärkere Quantisierung der verbleibenden Symbole pro Subburst zu erkennen. Dies ist auf die bereits diskutierten Eigenschaften bei der Bildung der UL-Subbursts zurückzuführen. In gut 75 Prozent aller Subbursts sind noch alle Datensymbole verfügbar.



**Abbildung 5.14** Verfügare Symbolanzahl pro DL-Subburst bei generischer LN-Belegung, vier GSM-Kanäle belegt



**Abbildung 5.15** Verfügare Symbolanzahl pro UL-Subburst bei generischer LN-Belegung, vier GSM-Kanäle belegt

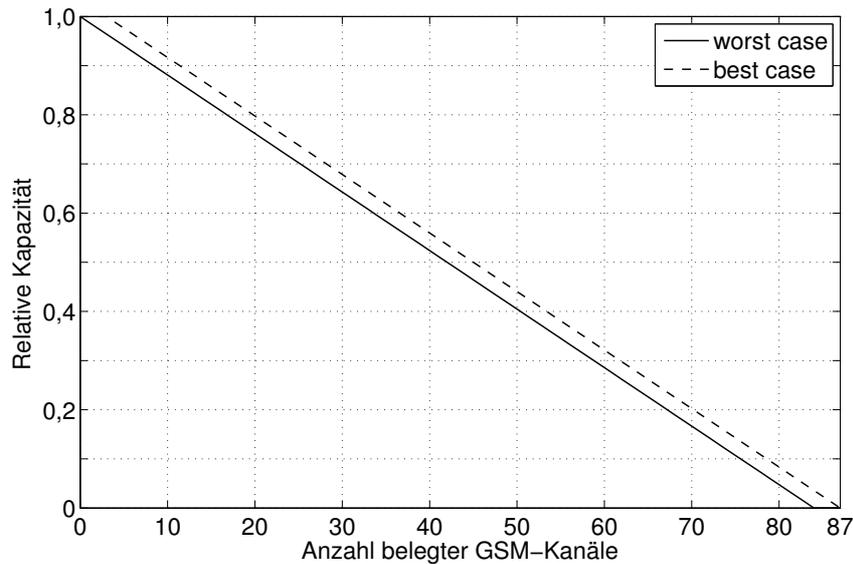


**Abbildung 5.16** Relative Histogramme der verfügbaren Datensymbole pro Subburst im DL- und UL-Subframe bei generischer LN-Belegung, vier GSM-Kanäle belegt

### **$N$ belegte GSM-Kanäle**

Die verfügbare Gesamtkapazität im aWiMAX-System berechnet sich aus der Anzahl der verfügbaren Symbole in einem Rahmen. Auch wenn die einzelnen Subbursts bei einer gegebenen GSM-Belegung unterschiedlich beeinflusst werden, besteht für die Summe aller Subbursts wiederum ein linearer Zusammenhang zur Anzahl der belegten GSM-Kanäle. Dieser ist in Abbildung 5.17 dargestellt. Die beiden Kurven beschreiben den theoretischen Best- bzw. Worst-Case. Der Best-Case liegt vor, wenn GSM-Kanal 43 zuerst durch den LN belegt wird. Wie in Abbildung 5.4 zu erkennen ist, befindet sich in diesem Kanal der DC-Anteil des aWiMAX-Systems. Daher hat dessen Belegung keinen Einfluss auf die Kapazität des aWiMAX-Systems. Gleiches gilt für die Kanäle 1 und 87, die sich jeweils am Rand des aWiMAX-Systems befinden. Entsprechend umgekehrt ist der Worst-Case zu definieren, bei dem diese Kanäle erst zuletzt durch den LN belegt werden.

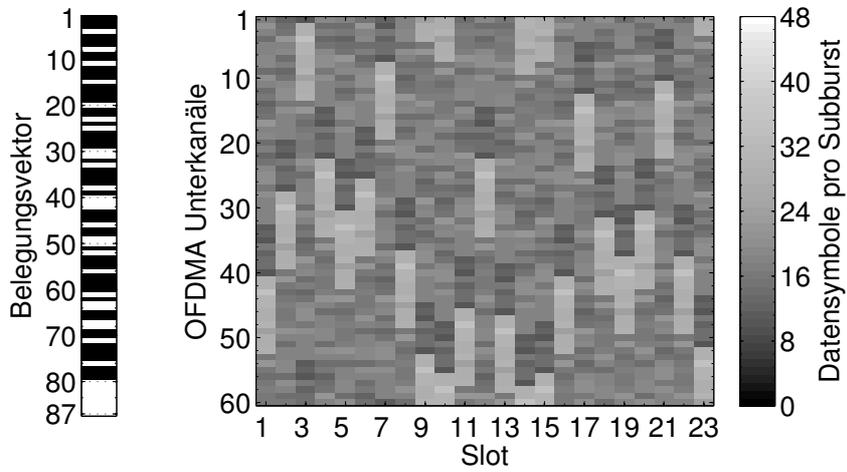
Anhand der betrachteten generischen LN-Belegungen hat sich gezeigt, dass die Position eines DL- bzw. UL-Bursts innerhalb des Rahmens eine untergeordnete Bedeutung hat. Die für einen MN verfügbare Kapazität richtet sich in erster Linie nach der Anzahl der unbelegten LN-Kanäle. Aufgrund der sich ändernden logischen Anordnung der Unterträger innerhalb eines Rahmens ist die Beeinträchtigung der einzelnen Nutzer vergleichbar.



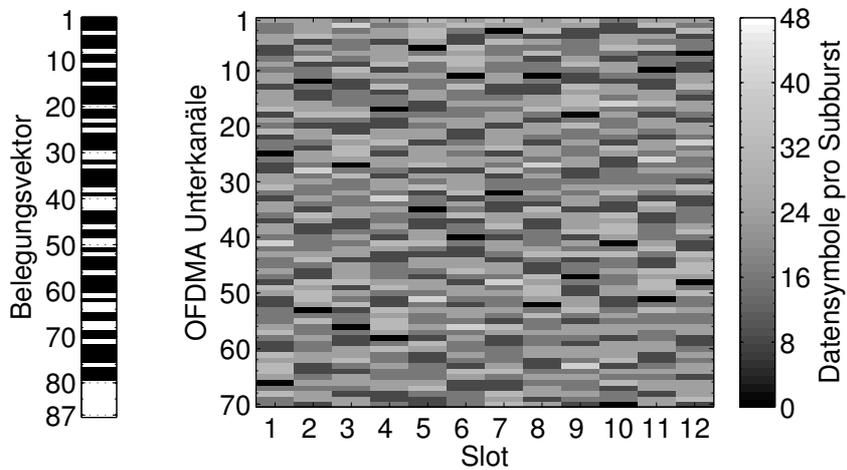
**Abbildung 5.17** Relative Kapazität des aWiMAX-System in Abhängigkeit von der Anzahl belegter GSM-Kanäle

## 5.4.2 Reale Lizenznutzerbelegung

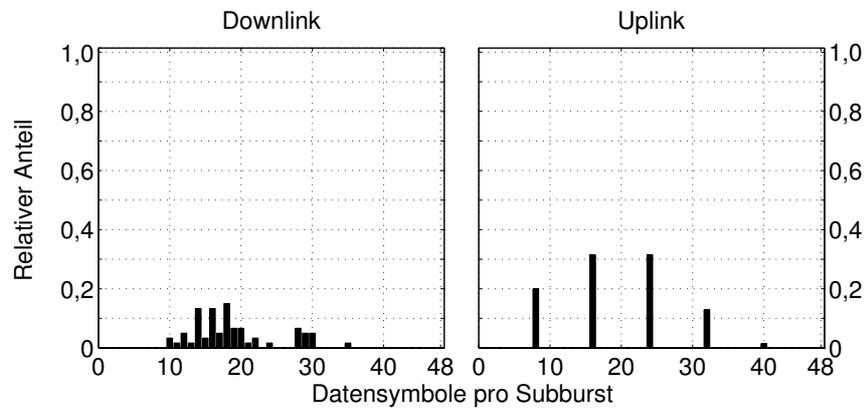
Ausgehend von dem in Abbildung 5.17 dargestellten Zusammenhang kann die verfügbare Kapazität innerhalb des aWiMAX-Systems einfach ermittelt werden. Für die in Kapitel 3 ermittelte GSM-Belegung mit 53 belegten GSM-Kanälen resultiert eine verbleibende Kapazität von 39 Prozent, da sowohl GSM-Kanal 1 als auch 44 belegt sind. Die Anzahl der verbleibenden Symbole pro Subburst im DL- und UL-Subframe sind in Abbildung 5.18 und 5.19 dargestellt. Im Mittel sind im DL-Subframe nur noch etwa 18 Symbole pro Subburst verfügbar. In einigen Bereichen steigt die Anzahl bis auf 28. Im UL-Subframe ist die Verteilung der geringer beeinflussten Subbursts gleichmäßiger, wobei der Unterschied zwischen maximaler und minimaler Symbolanzahl pro Subburst größer ist als im DL-Subframe. Dies kann wiederum auf die veränderte Permutationsfolge zurückgeführt werden. Darüber hinaus sind die deutlichen Quantisierungsstufen der Symbolanzahl im UL erkennbar. Die noch erreichbaren Datenraten in diesem Szenario sind ebenfalls auf knapp 40 Prozent reduziert. Unter der Annahme einer 64-QAM sind im DL noch etwa 10 MB/s und im UL noch etwa 8,4 MB/s realisierbar.



**Abbildung 5.18** Verfügbare Symbolanzahl pro DL-Subburst bei reale LN-Belegung, 53 GSM-Kanäle belegt



**Abbildung 5.19** Verfügbare Symbolanzahl pro UL-Subburst bei reale LN-Belegung, 53 GSM-Kanäle belegt



**Abbildung 5.20** Relativer Anteil verfügbarer Datensymbole pro Subburst im DL- und UL-Subframe bei realer LN-Belegung, 53 GSM-Kanäle belegt

# 6 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein Multiband Cognitive Radio-System betrachtet, das parallel zur Beobachtung der Lizenznutzeraktivität im aktuellen Teilband auch die Auslastung benachbarter Teilbänder verfolgen und auswerten kann. Um den Beobachtungsaufwand für jeden einzelnen Mietnutzer zu reduzieren, wurde eine verteilte Detektion der Lizenznutzeraktivitäten eingesetzt. Darüber hinaus wurden die mittleren Auslastung in den beobachteten Teilbändern prognostiziert. Dadurch können zielgerichtet nur potentiell geeignete Frequenzbänder zur Beobachtung ausgewählt werden, da eine regelmäßige Beobachtung von Frequenzbändern, in denen eine hohe Auslastung erwartet wird, nicht sinnvoll ist. Darüber hinaus wurde ein geeignetes Signalisierungsverfahren zum Austausch der Lizenznutzeraktivitäten in den beobachteten Teilbändern an einem Beispiel erläutert.

Um dieses Ziel zu erreichen, wurde in der Einführung in Kapitel 2 verdeutlicht, dass der Einsatz von Overlay-Systemen eine geeignete Maßnahme zur Verbesserung der spektralen Auslastung darstellt. Durch eine Öffnung von Frequenzbändern für eine sekundäre Nutzung können bisher ungenutzte Ressourcen für drahtlose Kommunikation verwendet werden. Damit kann ein weiterer Beitrag zur Deckung des weiterhin steigenden Bedarfs an mobilen Funkdiensten geleistet werden. Eine vielversprechende Technik für zukünftige Gerätegenerationen bieten Cognitive Radios. Aufbauend auf der flexiblen Hardwarestruktur eines Software Defined Radios bieten Cognitive Radios eine Reihe an Funktionen, die eine bedarfsorientierte und dynamische Allokierung von Funkressourcen ermöglicht. Durch die Fähigkeit, das Umfeld eines Mobilterminals zu beobachten, zu bewerten und eine geeignete Anpassung der Übertragungsparameter zu wählen, ist eine flexible Adaption der Funkverbindung an unterschiedliche Gegebenheiten möglich. Dazu wurde in Abschnitt 2.2.3 die Struktur eines Cognitive Radios erläutert. Es wurde auch verdeutlicht, dass durch Berücksichtigung der spektralen Auslastung in benachbarten Teilbändern eine Verbesserung der Auslastung des Funkspektrums möglich ist. Dieses wurde in dem Vorschlag eines Multiband Cognitive Radio-Systems zusammengefasst.

Die Diskussion um ein geeignetes Bewertungskriterium für ein Frequenzband in Kapitel 3 hat gezeigt, dass auch in Systemen mit großer Nutzeranzahl nur ein geringer Prozentsatz der Übertragungsressourcen tatsächlich genutzt wird. In den beiden

untersuchten Systemen, dem Mobilfunksystem GSM1800 und einem Bündelfunksystem im UKW-Band, wurde eine maximale mittlere Belegung von weniger als 25 Prozent festgestellt. Der Messstandort befand sich im Zentrum der Stadt Karlsruhe. Die Messergebnisse zeigten auch, dass im GSM-System der überwiegende Anteil der Kanalzugriffe durch Signalisierungsdaten verursacht wird. Der Unterschied zwischen maximaler und minimaler Auslastung beträgt nur rund 6 Prozent innerhalb des Messzeitraums von einer Woche. Als Ergebnis der Untersuchungen in diesem Kapitel hat sich die mittlere Auslastung eines Frequenzbandes als geeignetes Kriterium zur Bewertung innerhalb des Multiband Cognitive Radio-Systems herausgestellt. Durch eine zusätzliche Mittelung der Messwerte über einen Beobachtungszeitraum von einigen Minuten können kurzzeitige Schwankungen herausgefiltert werden. Damit kann die Entwicklung der Frequenzauslastung auch über einen längeren Zeitraum beobachtet werden. Für eine detaillierte Charakterisierung der Lizenznutzeraktivitäten können darüber hinaus auch die mittleren Run- und Zwischenrun-Zeiten betrachtet werden. Diese beschreiben die mittlere Dauer eines Kanalzugriffs bzw. die mittlere Dauer zwischen zwei Kanalzugriffen. Diese Größen eignen sich vor allem für die zeitliche Adaption des Mietnutzersystems an die Lizenznutzeraktivitäten.

Aufbauend auf den Ergebnissen aus Kapitel 3 wurde anschließend ein Verfahren zur Prognose der mittleren Auslastung vorgestellt. Dazu wurden die Messdaten des GSM1800-System zugrunde gelegt. Die bekannten Verfahren zur Prädiktion des Systemverhaltens, wie beispielsweise Kalman-Filterung, bauen auf einem analytischen Systemmodell auf. Eine analytische Beschreibung aller nutzer- und systemspezifischen Kanalzugriffe innerhalb von GSM würde einen nicht vertretbaren Aufwand bedeuten. Daher wurde die Methode der Zeitreihenmodellierung gewählt. Hierbei wird nicht das System selbst, sondern nur das Verhalten des beobachteten Ausgangssignals mittels eines ARMA-Modells beschrieben. Diese basieren auf IIR-Filtern. Durch Auswertung der Autokorrelationsfolge und partiellen Autokorrelationsfolge der beobachteten Messdatenfolge können die Systemcharakteristik und die Ordnung des ARMA-Modells bestimmt werden. Die Koeffizienten der ARMA-Filterstruktur werden anschließend mittels ML-Schätzung ermittelt. Der Vorteil dieses Vorgehens liegt im geringeren Aufwand, der für die Systembeschreibung notwendig ist.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden vier unterschiedliche ARMA-Modelle eingehend untersucht. Die beste Modellierung und Prognose der Messergebnisse konnte mit

einem multiplen Modell der Form  $ARIMA(2,1,1) \times (2,1,0)_{24}$  mit den Koeffizienten  $\phi_1 = 0,46$ ;  $\phi_2 = -0,1$ ;  $\theta_1 = 0,76$ ;  $\Phi_1 = 0,09$ ;  $\Phi_2 = 0,8$  erreicht werden. Für die untersuchten Belegungsdaten wurde mit diesem Modell ein Prognosegewinn von 16 Prozent für 3 Prognoseschritte ermittelt. Für die Anwendung in einem Multiband Cognitive Radio-System bedeutet dieses Ergebnis, dass eine Reduktion der zeitlichen Auflösung bei der Beobachtung eines Teilbandes möglich ist. In den dadurch verfügbaren Messzeiten können weitere Teilbänder beobachtet werden.

Die Ergebnisse der Kapitel 3 und 4 führten auf die abschließend diskutierte Frage nach einer geeigneten Detektion und Signalisierung der Messergebnisse in einem Multiband Cognitive Radio-System. Dazu wurde in Kapitel 5 ein Overlay-Szenario vorgestellt, in dem GSM1800 als Lizenznutzersystem angenommen wurde. Das angenommene Mietnutzersystem basiert auf dem Standard IEEE 802.16, der auch als WiMAX bezeichnet wird. Aufgrund der durchgeführten Adaptionen sowohl der physikalischen Schicht als auch der Rahmenstruktur wird das betrachtete Mietnutzersystem aWiMAX-System bezeichnet. Anhand dieses Beispiels wurde gezeigt, dass ein Multiband Cognitive Radio-System im Frequenzbereich des GSM1800 Downlinks eingesetzt werden kann. Der vorgeschlagenen Rahmenaufbau ermöglicht sowohl die Signalisierung der Lizenznutzernetzdetektion innerhalb des aktiven Frequenzbandes als auch die Übermittlung der mittleren Auslastung benachbarter Teilbänder. Dazu wurde das aus der Literatur bekannte Boosting-Verfahren für den Multiband-Einsatz erweitert. Die Forderung nach einer flexiblen Anpassung der zeitlichen Auflösung bei der Beobachtung wurde durch den Einsatz unterschiedlicher Detektionsstrategien erfüllt. Dabei wird auf die verteilte Detektion innerhalb des Multiband Cognitive Radio-Systems und die Prognose der Belegungswerte zurückgegriffen.

Auch wenn das grundlegende Ziel dieser Arbeit erreicht wurde, sind im Verlauf der Bearbeitung eine ganze Reihe weiterer Fragenstellungen und Herausforderungen aufgetaucht. Deren Untersuchung und Diskussion geht über den Rahmen dieser Arbeit jedoch hinaus. Unter anderem ist die zuverlässige Detektion der Lizenznutzeraktivitäten eine entscheidende Voraussetzung für einen erfolgreichen Einsatz von Overlay-Systemen. Für die Bestimmung der Kanalbelegung wurde in dieser Arbeit eine Energiedetektion angenommen. Dieses Verfahren bietet den Vorteil einer einfachen Umsetzung. Es weist jedoch Schwächen bei starken Störeinflüssen auf. Erste Untersuchungen der Zuverlässigkeit der Detektion im aWiMAX-System haben positive Ergebnisse gebracht. Aufgrund der verteilten Detektion und

der vergleichsweise großen Anzahl an Detektionswerten pro Beobachtungszeitschlitz kann bereits bei geringer Teilnehmerzahl eine hohe Zuverlässigkeit auch bei schlechtem Signal-zu-Rausch-Verhältnis erreicht werden. In einem nächsten Schritt müsste das Verhalten unter Berücksichtigung weiterer Störeinflüsse untersucht werden. Weiterführend wäre von Interesse, inwieweit andere Detektionsverfahren, wie sie beispielsweise in [19] vorgeschlagen werden, mit dem hier vorgestellten Ansatz vereinbar sind. Vor allem die Untersuchung des zeitlichen Detektionsaufwands alternativer Verfahren wäre von Interesse.

Die Flexibilität und Frequenzagilität eines Cognitive Radios wird durch die Leistungsfähigkeit der Hardware bestimmt. Im Hinblick auf breitbandige Systeme stellt die Analog-Digital-Wandlung eine wesentliche Herausforderung dar. Aufgrund des reziproken Zusammenhangs zwischen verfügbarem Dynamikbereich und unterstützter Signalbandbreite besteht ein Zielkonflikt beim Entwurf solcher Systeme. Auf der einen Seite sollen immer größere Bandbreiten unterstützt werden. Dem gegenüber steht insbesondere bei Overlay-Systemen die Forderung nach einer zuverlässigen Lizenznutzertdetektion. Auch wenn heutige Wandler bereits Systembandbreiten von über 50 MHz bei einer effektiven Auflösung von über 12 Bits unterstützen, ist noch weitere Entwicklungsarbeit bezüglich der Leistungsaufnahme notwendig.

# Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

## Abkürzungen

AKF	Autokorrelationsfolge
AKVF	Autokovarianzfolge
AR	Auto Regressive
ARIMA	Auto Regressive Integrated Moving Average
ARMA	Auto Regressive Moving Average
AWGN	Additives weißes gaußsches Rauschen
aWiMAX	adapted Worldwide Interoperability for Microwave Access
BER	Bitfehlerrate (Bit Error Rate)
CDMA	Code Division Multiple Access
CR	Cognitive Radio
DL	Downlink
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
FCC	Federal Communications Commission
FCH	Frame Control Header
FFT	Fast Fourier Transformation
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GSM	Global System for Mobile Communications
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IDFT	Inverse Diskrete Fourier Transformation
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation
ISI	Intersymbol-Interferenz

KVF	komplementäre Verteilungsfunktion
LDS	Leistungsdichtespektrum
LN	Lizenznutzer
MA	Moving Average
MAI	Störungen durch Mehrfachzugriff (Multiple Access Interference)
ML	Maximum-Likelihood
MN	Mietnutzer
OFDM	Othogonal Frequency Division Multiple Access
PAKF	Partielle Autokorrelationsfolge
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RTG	Receive/Transmit Transition Gap
SDR	Software Defined Radio
SDMA	Space Division Multiple Access
SNR	Signal-zu-Rauschverhältnis (Signal-to-Noise Ratio)
SOFDMA	Scalable Othogonal Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
TTG	Transmit/Receive Transition Gap
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZP	Zugangspunkt

## Notation und Formelzeichen

$(\cdot)^*$	Konjugiert komplexe Zahl des Arguments
$(\cdot)^T$	Transponierte eines Vektors oder einer Matrix
$\lceil \cdot \rceil$	Nächst größere, ganze Zahl
$\mathcal{D}^2\{\cdot\}$	Varianz
$\mathcal{E}\{\cdot\}$	Erwartungswert
$a$	Index
$a_n$	Eingangsfolge, Residuum
$\vec{a}$	Beobachtungsvektor
$B$	Verschiebungsoperator
$B_{\text{ch}}$	Kanalbandbreite
$B_{\text{ch,LU}}$	Kanalbandbreite des Lizenznutzersystems
$B_{\text{M}}$	Messbandbreite
$B_{\text{R}}$	Auflösungsbandbreite
$B_{\text{S}}$	Systembandbreite
$B_{\text{V}}$	Videobandbreite
$\vec{b}$	Belegungsvektor, aktives Teilband
$c_j$	Autokovarianzkoeffizient
$\vec{c}$	Kontrolldatenvektor
$\vec{d}$	Abfragevektor
$D_{n,i}^{(g)}(k)$	Detektionsphase
$\vec{D}_{n,i}^{(g)}$	Vektor der Detektionsphasen
$d(l)$	Datensymbol zum Zeitpunkt $l$
$\vec{d}_{n,i}$	Detektionsvektor
$\nabla^d, \nabla_s^D$	Differenzenoperatoren
$E(f, \tau)$	Energiedichtespektrum
$F_X(x)$	Verteilungsfunktion

$f_A$	Abtastfrequenz
$f_C$	Trägerfrequenz
$f_i$	Mittenfrequenz eines Teilbandes
$f_{\max}$	Maximale Signalfrequenz
$f_{ZF}$	Zwischenfrequenz
$f_X(x)$	Dichtefunktion
$\Delta f$	Unterträgerabstand
$g$	Index
$G_X(x)$	Komplementäre Verteilungsfunktion
$h(n)$	Impulsantwort
$i$	Index
$j$	Zeitindex (zeitliche Verschiebung)
$K_{LN}$	Anzahl Lizenznutzerkanäle pro Teilband
$K_{SW}$	Anzahl der Sweeppunkte
$k$	Frequenzindex
$L$	Anzahl der OFDM-Unterträger
$L_G$	Anzahl der Guardsymbole
$l$	Anzahl der Prognoseschritte
$\mu_x$	Mittelwert
$\hat{\mu}_x$	Empirischer Mittelwert
$N$	Länge einer Folge
NF	Gerätespezifische Rauschzahl
$n$	Zeitindex
$\vec{n}$	Belegungsvektor, Nachbarteilband
$P_b$	Bitfehlerwahrscheinlichkeit

$P_E$	Entdeckungswahrscheinlichkeit
$P_{\text{th}}$	Entscheidungsschwelle für Empfangsleistung
$P_{\text{Symb}}$	Symbolfehlerwahrscheinlichkeit
$P(x)$	Wahrscheinlichkeit
$P_N$	Rauschleistung
$P(t, f_i)$	Signalleistung
$\phi_x, \Phi_X$	AR-Koeffizienten
$\vec{q}$	Qualitätsdatenvektor
$R_b$	Bitrate
$R_{\text{ref}}$	Referenzwiderstand
$r_j$	Autokorrelationskoeffizient
$\vec{r}$	Parametrisierungsvektor
$s$	Index
$\tilde{\mathbf{S}}(\phi, \theta)$	Gütemaß
$s_x^2$	Empirische Varianz
$\vec{s}$	Steuerungsvektor
$\sigma_x$	Standardabweichung der Folge $x$
$T_0$	Periodendauer
$T_{\text{Burst}}$	Burstdauer
$T_D$	Maximale Übertragungsverzögerung
$T_{\text{Frame}}$	Framedauer
$T_{\text{Frame, MN}}$	Framedauer, Mietnutzersystem
$T_G$	Dauer des Guardintervalls
$T_I$	Interferenztemperatur
$T_{\text{IA}}$	Interarrival-Dauer
$T_{\text{IR}}$	Zwischenrun-Dauer
$T_{I, \text{max}}$	Maximal zulässige Interferenztemperatur
$T_m$	Messdauer
$T_R$	Run-Dauer
$T_s$	Symboldauer

$T_{\text{SW}}$	Sweepzeit
$T_u$	OFDM-Symboldauer
$\tau_{\text{max}}$	Dauer der Kanalimpulsantwort
$\theta_y, \Theta_Y$	MA-Koeffizienten
$u_n$	Ausgangsfolge
$u(t, f_i)$	Hüllkurve eines Signals
$\mathbb{V}_n$	Menge der Nachbarteilbänder
$v_a$	Aktives Teilband
$v_x, v_y$	Nachbarteilband
$w_n$	Diskrete Folge
$w(t - \tau)$	Fensterfunktion
$X(f, \tau)$	Kurzzeit-Fouriertransformiert von $x(t)$
$x(t)$	Funktion im Zeitbereich
$y$	Index

# Literaturverzeichnis

- [1] S. Ashley: *Cognitive Radio*. Techn. Ber., www.sicam.com, März 2006.
- [2] M. Bartlett: *On the Theoretical Specification and Sampling Properties of Autocorrelated Time-Series*. Journal of the Royal Statistical Society, Bd. 8, S. 27–41, 1946.
- [3] B. Bing (Hrsg.): *Wireless Local Area Networks*. Wiley-Interscience, New York, USA, 2002.
- [4] V. Blaschke, H. Jaekel, T. Renk, C. Kloeck und F. Jondral: *Occupation Measurements Supporting Dynamic Spectrum Allocation for Cognitive Radio Design*. In: *Proceedings on the 2007 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom)*, Orlando (FL), USA, 1.-3. August 2007.
- [5] V. Blaschke und F. Jondral: *An Approach for Providing QoS in Cognitive Radio Terminals*. FREQUENZ, Bd. 60, S. 194–198, September/Okttober 2006.
- [6] J. Bonnans: *Numerical optimization*. Springer, Berlin ; Heidelberg, Deutschland, 2003.
- [7] G. Box und G. Jenkins (Hrsg.): *Time Series Analysis*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs (NJ), USA, 1994.
- [8] Bundesnetzagentur: *Frequenznutzungsplan (Mai 2006)*. Techn. Ber., www.bundesnetzagentur.de, Mai 2006.
- [9] D. Cabric, S. Mishra und R. Brodersen: *Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios*. Bd. 1, S. 772–776, November 2004.
- [10] T. Clancy: *Dynamic Spectrum Access in Cognitive Radio Networks*. Dissertation, University of Maryland, USA, 2006.
- [11] Cognitive Radio Working Group (CRWG). Techn. Ber., www.sdrforum.org, April 2006.
- [12] C. Cordeiro, K. Challapali, D. Birru und N. Sai Shankar: *IEEE 802.22: The first world-wide wireless standard based on cognitive radios*. In: *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, S. 328–337, Baltimore (MD), USA, 8.-11. November 2005.
- [13] H. Daniels: *The approximate distribution of serial correlation coefficients*. Biometrika, S. 169–185, Juni 1956.
- [14] W. Entenmann: *Optimierungsverfahren*. Huethig, Heidelberg, Deutschland, 1976.

- [15] European Radiocommunications Office: *ERO INFORMATION DOCUMENT on GSM Frequency Utilisation within Europe*. Techn. Ber., www.ero.dk, Juli 2007.
- [16] Federal Communications Commission (FCC): *Spectrum Policy Task Force Report, ET Docket No. 02-155*. Techn. Ber., November 2002.
- [17] R. Fletcher: *Practical methods of optimization*. Wiley, Chichester, Großbritannien, 2. ed., repr. Aufl., 2004.
- [18] J. Hamilton: *Time series analysis*. Princeton Univ. Press, 1994.
- [19] S. Haykin: *Cognitive radio: brain-empowered wireless communications*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Bd. 23, Nr. 2, S. 201 – 220, Februar 2005.
- [20] IEEE: *P802.22: Cognitive Radio, Wide Regional Area Network*. Technische Spezifikation, Mai 2005.
- [21] IEEE: *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16: Air Interface for Fixed And Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands (802.16e-2005 & 802.16/COR1)*. Technische Spezifikation, Februar 2006.
- [22] F. Jondral: *Parametrization - a Technique for SDR Implementation*. In: *Software Defined Radio - Enabling Technology*, S. 232 – 256. John Wiley and Sons, London, Großbritannien, 2002.
- [23] F. Jondral: *Nachrichtensysteme*. Schlembach, Wilburgstetten, Deutschland, 2., überarb. und erw. Aufl., 2006.
- [24] F. Jondral, R. Machauer und A. Wiesler: *Software Radio*. J. Schlembach - Fachverlag, Weilimdorf, Deutschland, 2002.
- [25] K.-D. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. Teubner-Verlag, Stuttgart, Deutschland, 1996.
- [26] K.-D. Kammeyer und K. Kroschel: *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner Studienbücher, Stuttgart, Deutschland, 1989.
- [27] C. Klöck, H. Jakel und F. Jondral: *Introduction of an analytical Figure of Merit for Quality of Service Measurement*. In: *IEEE 64th Vehicular Technology Conference*, Montreal, Kanada, 25.-28. September 2006.
- [28] K. Kroschel: *Statistische Nachrichtentheorie*. Springer, Berlin; Heidelberg, Deutschland, 3., neubearb. und erw. Aufl. Aufl., 1996.
- [29] P. Leaves, S. Ghaheri-Niri, R. Tafazolli, L. Christodoulides, T. Sammut, W. Staht und J. Huschke: *Dynamic Spectrum Allocation in a Multi-Radio Environment: Concept and Algorithm*. In: *IEE Second International Conference on 3G Mobile Communication Technologies*, S. 53–57, London, Großbritannien, 26.-28. März 2001.

- [30] P. Leaves, J. Huschke und R. Tafazolli: *A Summary of Dynamic Spectrum Allocation Results from DRiVE*. In: *IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit*, S. 245–250, Thessaloniki, Griechenland, 16.-19. Juni 2002.
- [31] G. Ljung und G. Box: *On a measure of lack of fit in time series models*. MRC technical summary report ; 1790, 1977.
- [32] L. Luo und S. Roy: *A Two-Stage Sensing Technique for Dynamic Spectrum Access*. IEEE International Conference on Communications, ICC '08., S. 4181–4185, Mai 2008.
- [33] M. Marletta, P. Aliberti, M. Pulvirenti, A. Cavallaro, S. Terry, P. Filoramo, R. Iardino, V. Spalma und S. Cosentino: *Fully integrated fractional PLL for Bluetooth application*. IEEE Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, S. 557–560, Juni 2005.
- [34] J. Maucher und J. Furrer: *WiMax*. Heise-Zeitschriften-Verl., Hannover, Deutschland, 1. Aufl., 2007.
- [35] J. Mitola: *The Software Radio Architecture*. IEEE Communications Magazine, Bd. 33(5), S. 26–38, Mai 1995.
- [36] J. Mitola: *Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications*. In: *IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, S. 3–10, San Diego (CA), USA, November 1999.
- [37] J. Mitola: *Cognitive Radio - An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*. Dissertation, Royal Institut of Technology (KTH), Kista, Schweden, 2000.
- [38] C. Rauscher, V. Janssen und R. Minihold: *Grundlagen der Spektrumanalyse*. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, Deutschland, 2000.
- [39] A. Ravi, R. Bishop, L. Carley und K. Soumyanath: *8 GHz, 20mW, fast locking, fractional-N frequency synthesizer with optimized 3/sup rd/ order, 3/5-bit IIR and 3/sup rd/ order 3-bit-FIR noise shapers in 90nm CMOS*. Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference 2004, S. 625–628, Oktober 2004.
- [40] A.-R. Rhiemeier: *Modulares Software Defined Radio*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik, Universität Karlsruhe (TH), Deutschland, 2004.
- [41] R. Schlittgen und B. Streitberg (Hrsg.): *Zeitreihenanalyse*. Oldenbourg Verlag, München, Deutschland, 2001.
- [42] K. A. Semendjaev: *Taschenbuch der Mathematik*. Thun ; Frankfurt am Main, Schweiz/Deutschland, 2., überarb. und erw. Aufl. Aufl., 1995.
- [43] G. Sessler: *Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik, Universität Karlsruhe (TH), Deutschland, 2003.

- [44] C. Shannon: *Communication in the Presence of Noise*. Proceedings of the IRE, Bd. 37, S. 10–21, Januar 1949.
- [45] Shared Spectrum Company: *Comprehensive Spectrum occupancy measurements over six different locations*. Techn. Ber., www.sharedspectrum.com, August 2005.
- [46] Y. Tang, Y. Zhou, S. Bibykl und M. Ismail: *A low-noise fast-settling PLL with extended loop bandwidth enhancement by new adaptation technique*. ASIC/SOC Conference, 2001. Proceedings. 14th Annual IEEE International, S. 93–97, 2001.
- [47] R. Thomas, L. DaSilva und A. MacKenzie: *Cognitive Networks*. In: *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, S. 352–360, Baltimore (MD), USA, 8.-11. November 2005.
- [48] R. Tönjes, P. Benkö, J. Ebenhard, M. Frank, T. Göransson, W. Hansmann, J. Huschke, T. Lohmar, T. Paila, F. Sällström, W. Stahl und L. Xu: *Architecture for Future Generation Multi-access Wireless System with Dynamic Spectrum Allocation*. In: *IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit*, Galway, Irland, 1.-4. Oktober 2000.
- [49] R. Tsay: *Analysis of financial time series*. Wiley, New York, USA, 2002.
- [50] H. Urkowitz: *Energy detection of unknown deterministic signals*. In: *Proceedings of the IEEE*, Bd. 55, S. 523–531, April 1967.
- [51] B. Walke: *Mobilfunknetze und ihre Protokolle*, Bd. 1. Teubner-Verlag, Stuttgart, Deutschland, 2001.
- [52] T. Weiss: *OFDM-basiertes Spectrum Pooling*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik, Universität Karlsruhe (TH), Deutschland, 2004.
- [53] T. Weiss, J. Hillenbrand und F. Jondral: *A Diversity Approach for the Detection of Idle Spectral Resources in Spectrum Pooling Systems*. In: *48. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Tagungsband*, S. 37/38, TU Ilmenau, Deutschland, 22.-25. September 2003.
- [54] T. Weiss und F. Jondral: *Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency*. IEEE Communications Magazine, Bd. 42, Nr. 3, S. 8.–14., März 2004.
- [55] M. Wellens, J. Wu und P. Mahonen: *Evaluation of Spectrum Occupancy in Indoor and Outdoor Scenario in the Context of Cognitive Radio*. In: *Proceedings on the 2007 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom)*, Orlando (FL), USA, 1.-3. August 2007.
- [56] A. Wiesler: *Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunkssysteme*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik, Universität Karlsruhe (TH), Deutschland, 2001.
- [57] J. Zander: *Radio Resource Management in Future Wireless Networks: Requirements and Limitations*. IEEE Communications Magazine, Bd. 35(8), S. 30–36, August 1997.

# Studentische Arbeiten

- Kirsten Hucko: *Analyse von Kanalkodierungsverfahren in Satellitensystemen*  
Diplomarbeit, 02. Februar 2005
- Miguel Angel Ballano Ruiz: *Modelling of Handover Mechanisms in a Multi-standard Environment*  
Projektarbeit, 02. Juni 2005
- Johannes Fink: *Messgerätesteuerung mittels Remotezugriff für Langzeit-Spektralmessungen*  
Projektarbeit, 30. Juni 2006
- Stefan Werner Nagel: *Auswahl standardunabhängiger Verbindungsparameter zur Unterstützung von QoS-Klassen*  
Diplomarbeit, 01. Juli 2006
- Jan Weiß: *Adaption des WiMAX-Physical Layers für ein Overlay-System in GSM1800*  
Studienarbeit, 07. Dezember 2007
- Martin Braun: *Aufbau eines Software Radio Demonstrators*  
Studienarbeit, 10. März 2008
- Jan Weiß: *Signalisierung der spektralen Belegung in Multi-band Cognitive Radio-Systemen*  
Diplomarbeit, 07. Juli 2008
- Vladimir Chaushev: *Darstellung spektraler Eigenschaften aktueller Funkssysteme - Ein Demonstrator*  
Studienarbeit, 13. Oktober 2008
- Elmar Hauksson: *Untersuchung der Kanalschätzung in aWiMAX-Systemen*  
Studienarbeit, 15. Oktober 2008

# Index

- Aktives Teilband, 107
- ARMA-Modell, 60, 65
  - Alternative Modelle, 93
  - AR-Modell, 65
  - ARIMA-Modell, 66
  - Invertierbarkeit, 67
  - MA-Modell, 64
  - multipl. , 89
  - Prognose, 96
  - Prognosefehler, 100
  - Prognosegewinn, 104
- Autokorrelationsfolge, 61, 74, 91
  - normierte, 62
  - normierte partielle, 63
  - partielle, 63, 91
- Autokovarianzfolge, 61
- aWiMAX, 110, 114
  - Kapazität, 129
  - Rahmenaufbau, 123
- Bündelfunk, 31
- Belegungsmessungen, 25
- Belegungszeiten, 50
- Boosting Protokoll, 13, 106, 118
- Cognitive Radio, 6, 15, 18
- Durbin-Rekursion, 62
- Energiedetektion, 13
- Energiedichtespektrum, 34
- Entscheidungsschwelle, 43
- Fourier Transformation, schnelle (FFT), 9
- Frequenzbin, 43
- Gütemaß, 78
- Global System for Mobile Communication (GSM), 107, 110
- Global System for Mobile Communications (GSM), 29, 72
- Histogramm, 40
- IEEE 802.22 Standard, 15
- Interarrival-Dauer, 48
- Interferenztemperatur, 7
- Leistungsdichtespektrum, 35
- Leistungsverteilung, 36
- Lizenznutzer, 23
- Ljung-Box-Pierce-Statistik, 86
- LTI-System, 66
- Messaufbau, 25
- Mietnutzer, 12
- Mietnutzersystem, 107
- Mittelwert, 73
- Mittlere Auslastung, 44
- Modellbestimmung, 71
- Modellbewertung, 83
- Multiband Cognitive Radio-Empfänger, 23
- Multiband Cognitive Radio-System, 106, 120

- Nachbarteilband, 107, 126
- OFDM, 8
- Overlay-System, 6
- Parameterschätzung, 68, 77
  - AR-Modell, 70
  - ARMA-Modell, 71
  - MA-Modell, 68
- Periodogramm, 86, 92
  - kumuliertes, 87, 92
- Physikalische Schicht, 109
- Portmanteau-Anpassungstest, 85
- Rauschleistung, 42
- Residuum, 84, 88
- Run-Dauer, 48
- Saisonale Komponente, 90
- Signalisierung, 116
- Singleband Cognitive Radio-System, 116
- Software Defined Radio, 20
- Spektrogramm, 32
- Spektrogramm, binäres, 43
- Spektrumanalysator
  - Überlagerungsanalysator, 27
  - Fourieranalysator, 26
- Stabilität, 66
- Systemmodell, 64
- Systemordnung, 73
- Varianz, 63
- Verschiebungsoperator, 66
- Verteilungsfunktion, 37
- Verteilungsfunktion, komplementäre, 37
- Wasserfalldiagramm, 35, 36
- WiMAX, 106, 110
  - Fixed WiMAX, 110
  - Mobile WiMAX, 111
- z-Transformation, 65
- Zeitreihenanalyse, 59
- Zwischenrun-Dauer, 48



# Lebenslauf

## **Persönliche Daten**

Name	Volker Blaschke
Geburtsdatum	06. August 1977
Geburtsort	Dresden
Staatsangehörigkeit	deutsch

## **Schulbildung**

1984-1991	95. Polytechnische Oberschule Dresden-Laubegast
1991-1996	10. Gymnasium Dresden-Gruna

## **Studium und Berufsweg**

1997-1999	Technische Universität Dresden, Studium der Elektrotechnik
1999-2003	Universität Karlsruhe (TH), Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik, Vertiefungsrichtung Nachrichtentechnik
seit 2003	Universität Karlsruhe (TH), Institut für Nachrichtentechnik, wissenschaftlicher Mitarbeiter